

ISSN 2074-272X

науково-практичний  
журнал

2025/2



# **EIE** Електротехніка і Електромеханіка

**Electrical Engineering**

**& Electromechanics**

**Електричні машини та апарати**

**Електротехнічні комплекси та системи**

**Промислова електроніка**

**Теоретична електротехніка**

**Техніка сильних електричних та магнітних полів,  
інженерна електрофізика**

**Електроізоляційна та кабельна техніка**

**Журнал включено до найвищої категорії «А»**

**Переліку фахових видань України**

**З 2019 р. журнал індексується у Scopus**

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



# «ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА» «ELECTRICAL ENGINEERING & ELECTROMECHANICS»

Науковий журнал. Засновано в 2002 р.

Видання засновано і видається Національним технічним університетом «Харківський політехнічний інститут» (НТУ «ХПІ») та Інститутом енергетичних машин і систем ім. А.М. Підгорного НАН України (ІЕМС НАН України)

Ідентифікатор медіа **R30-01539**, згідно з рішенням Нацради України з питань телебачення і радіомовлення від 16.10.2023 № 1075

## EDITORIAL BOARD

<b>Sokol Ye.I.</b>	<b>Editor-in-Chief</b> , Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute» (NTU «KhPI»), <b>Ukraine</b>
<b>Bolyukh V.F.</b>	<b>Deputy Editor</b> , Professor, NTU «KhPI», <b>Ukraine</b>
<b>Korytchenko K.V.</b>	<b>Deputy Editor</b> , Professor, NTU «KhPI», <b>Ukraine</b>
<b>Rozov V.Yu.</b>	<b>Deputy Editor</b> , Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, Anatolii Pidhornyi Institute of Power Machines and Systems of NAS of Ukraine (IEMS of NAS of Ukraine), Kharkiv, <b>Ukraine</b>
<b>Abu-Siada A.</b>	Professor, Curtin University, Perth, <b>Australia</b>
<b>Babak V.P.</b>	Professor, academician of NAS of Ukraine, General Energy Institute of NAS of Ukraine, Kyiv, <b>Ukraine</b>
<b>Baltag O.</b>	Professor, Grigore T. Popa University Medicine and Pharmacy, <b>Romania</b>
<b>Baranov M.I.</b>	Senior Researcher, NTU «KhPI», <b>Ukraine</b>
<b>Bytygin Yu.V.</b>	Professor, Kharkiv National Automobile and Highway University, <b>Ukraine</b>
<b>Bezprozvannykh G.V.</b>	Professor, NTU «KhPI», <b>Ukraine</b>
<b>Bíró O.</b>	Professor, Institute for Fundamentals and Theory in Electrical Engineering, Graz, <b>Austria</b>
<b>Boiko M.I.</b>	Professor, NTU «KhPI», <b>Ukraine</b>
<b>Bouktir T.</b>	Professor, Ferhat Abbas University, Setif 1, <b>Algeria</b>
<b>Buriakovskiy S.G.</b>	Professor, NTU «KhPI», <b>Ukraine</b>
<b>Butkevych O.F.</b>	Professor, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, <b>Ukraine</b>
<b>Colak I.</b>	Professor, Nisantasi University, Istanbul, <b>Turkey</b>
<b>Cruz S.</b>	Professor, University of Coimbra, <b>Portugal</b>
<b>Danylchenko D.O.</b>	Associate Professor, NTU «KhPI», <b>Ukraine</b>
<b>Doležel I.</b>	Professor, University of West Bohemia, Pilsen, <b>Czech Republic</b>
<b>Féliachi M.</b>	Professor, Technological Institute of Saint-Nazaire, University of Nantes, <b>France</b>
<b>Grinchenko V.S.</b>	Chief Researcher, General Energy Institute of NAS of Ukraine, Kyiv, <b>Ukraine</b>
<b>Guerrero J.M.</b>	Professor, Aalborg University, <b>Denmark</b>
<b>Hammarström T.</b>	Professor, Chalmers University of Technology, <b>Sweden</b>
<b>Ida N.</b>	Professor, The University of Akron, Ohio, <b>USA</b>
<b>Izykowski J.</b>	Professor, Wrocław University of Science and Technology, <b>Poland</b>
<b>Kildishev A.V.</b>	Associate Research Professor, Purdue University, <b>USA</b>
<b>Klepikov V.B.</b>	Professor, NTU «KhPI», <b>Ukraine</b>
<b>Korzeniewska E.</b>	Professor, Lodz University of Technology, <b>Poland</b>
<b>Kuznetsov B.I.</b>	Professor, IEMS of NAS of Ukraine, Kharkiv, <b>Ukraine</b>
<b>Kyrylenko O.V.</b>	Professor, academician of NAS of Ukraine, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, <b>Ukraine</b>
<b>Malik O.P.</b>	Professor, University Of Calgary, <b>Canada</b>
<b>Maslov V.I.</b>	Professor, National Science Center «Kharkiv Institute of Physics and Technology», <b>Ukraine</b>
<b>Mikhaylov V.M.</b>	Professor, NTU «KhPI», <b>Ukraine</b>
<b>Miljavec D.</b>	Professor, University of Ljubljana, <b>Slovenia</b>
<b>Milykh V.I.</b>	Professor, NTU «KhPI», <b>Ukraine</b>
<b>Nacke B.</b>	Professor, Gottfried Wilhelm Leibniz Universität, Institute of Electrotechnology, Hannover, <b>Germany</b>
<b>Oleschuk V.</b>	Professor, Institute of Power Engineering of Technical University of Moldova, <b>Republic of Moldova</b>
<b>Petrushin V.S.</b>	Professor, Odessa National Polytechnic University, <b>Ukraine</b>
<b>Podoltsev A.D.</b>	Senior Researcher, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, <b>Ukraine</b>
<b>Reutskiy S.Yu.</b>	Senior Researcher, IEMS of NAS of Ukraine, Kharkiv, <b>Ukraine</b>
<b>Rezinkina M.M.</b>	Professor, NTU «KhPI», <b>Ukraine</b>
<b>Rusanov A.V.</b>	Professor, academician of NAS of Ukraine, IEMS of NAS of Ukraine, Kharkiv, <b>Ukraine</b>
<b>Sikorski W.</b>	Professor, Poznan University of Technology, <b>Poland</b>
<b>Strzelecki R.</b>	Professor, Gdansk University of Technology, <b>Poland</b>
<b>Suemitsu W.</b>	Professor, Universidade Federal Do Rio de Janeiro, <b>Brazil</b>
<b>Trichet D.</b>	Professor, Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique, <b>France</b>
<b>Vaskovskiy Yu.M.</b>	Professor, National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, <b>Ukraine</b>
<b>Vazquez N.</b>	Professor, Tecnológico Nacional de México en Celaya, <b>Mexico</b>
<b>Vinnikov D.</b>	Professor, Tallinn University of Technology, <b>Estonia</b>
<b>Yagup V.G.</b>	Professor, Kharkiv National Automobile and Highway University, <b>Ukraine</b>
<b>Yamnenko Yu.S.</b>	Professor, National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, <b>Ukraine</b>
<b>Yatchev I.</b>	Professor, Technical University of Sofia, <b>Bulgaria</b>
<b>Zagirnyak M.V.</b>	Professor, academician of NAES of Ukraine, Kremenchuk M.Ostrohradskiy National University, <b>Ukraine</b>
<b>Zgraja J.</b>	Professor, Lodz University of Technology, <b>Poland</b>
<b>Grechko O.M.</b>	<b>Executive Managing Editor</b> , Associate Professor, NTU «KhPI», <b>Ukraine</b>

### 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 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», 2025

ISSN (online) 2309-3404

© Інститут енергетичних машин і систем ім. А.М. Підгорного НАН України, 2025

Підписано до друку 28.02.2025 р. Формат 60 × 90 ¼. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,75.

Наклад 50 прим. Зам. № 66/172-02-2025. Ціна договірна. Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



**ЗМІСТ**

**Електричні машини та апарати**

- Lee Y. Online detection of phase resistance of switched reluctance motor by sinusoidal signal injection ..... 3  
Мілих В.І. Чисельно-польовий аналіз диференціального реактивного опору розсіювання обмотки статора  
трифазних асинхронних двигунів ..... 7

**Електротехнічні комплекси та системи**

- Alnaib I.I., Alsammak A.N., Mohammed K.K. Brushless DC motor drive with optimal fractional-order sliding-mode control based on a genetic algorithm..... 19  
Darsouni Z., Rezgui S.E., Benalla H., Rebahi F., Boumandjel M.A.M. Ensuring service continuity in electric vehicles with vector control and linear quadratic regulator for dual star induction motors ..... 24  
Hadjidj N., Benbrahim M., Ounnas D., Mouss L.H. Global maximum power point tracking method for photovoltaic systems using Takagi-Sugeno fuzzy models and ANFIS approach ..... 31

**Промислова електроніка**

- Sabhi K., Talea M., Bahri H., Dani S. Integrating dual active bridge DC-DC converters: a novel energy management approach for hybrid renewable energy systems ..... 39

**Теоретична електротехніка**

- Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Method for reduction of magnetic field of uncertain extended technical objects based on their multyspheroidal model and compensating magnetic dipoles ..... 48

**Техніка сильних електричних та магнітних полів, інженерна електрофізика**

- Grytsiuk V.Yu., Yassin M.A.M. Numerical modeling of coupled electromagnetic and thermal processes in the zone induction heating system for metal billets ..... 59

**Електроізоляційна та кабельна техніка**

- Безпрозваних Г.В., Москвітін Є.С., Костюков І.О., Гречко О.М. Діелектричні параметри фазної та поясної паперової просоченої ізоляції силових кабелів ..... 69  
Nurubeyli T.K., Hashimov A.M., Imamverdiyev N.E., Mammadova G.N. Complex physicochemical analysis of transformer oil parameters using the inductively coupled plasma mass spectrometry technique ..... 79

**Ювілеї**

- Заблодський Микола Миколайович (до 75-річчя з дня народження) ..... 85

**TABLE OF CONTENTS**

**Electrical Machines and Apparatus**

- Lee Y. Online detection of phase resistance of switched reluctance motor by sinusoidal signal injection ..... 3  
Milykh V.I. Numerical-field analysis of differential leakage reactance of stator winding in three-phase induction motors ..... 7

**Electrotechnical Complexes and Systems**

- Alnaib I.I., Alsammak A.N., Mohammed K.K. Brushless DC motor drive with optimal fractional-order sliding-mode control based on a genetic algorithm..... 19  
Darsouni Z., Rezgui S.E., Benalla H., Rebahi F., Boumandjel M.A.M. Ensuring service continuity in electric vehicles with vector control and linear quadratic regulator for dual star induction motors ..... 24  
Hadjidj N., Benbrahim M., Ounnas D., Mouss L.H. Global maximum power point tracking method for photovoltaic systems using Takagi-Sugeno fuzzy models and ANFIS approach ..... 31

**Industrial Electronics**

- Sabhi K., Talea M., Bahri H., Dani S. Integrating dual active bridge DC-DC converters: a novel energy management approach for hybrid renewable energy systems ..... 39

**Theoretical Electrical Engineering**

- Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Method for reduction of magnetic field of uncertain extended technical objects based on their multyspheroidal model and compensating magnetic dipoles ..... 48

## High Electric and Magnetic Fields Engineering, Engineering Electrophysics

Grytsiuk V.Yu., Yassin M.A.M. Numerical modeling of coupled electromagnetic and thermal processes in the zone induction heating system for metal billets ..... 59

### Electrical Insulation and Cable Engineering

Bezprozvannyh G.V., Moskvitin Y.S., Kostiuikov I.O., Grechko O.M. Dielectric parameters of phase and belt paper impregnated insulation of power cables ..... 69

Nurubeyli T.K., Hashimov A.M., Imamverdiyev N.E., Mammadova G.N. Complex physicochemical analysis of transformer oil parameters using the inductively coupled plasma mass spectrometry technique ..... 79

### Anniversaries

Zablodskiy M.M. (on the 75th anniversary of his birth) ..... 85

### ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

З 2024 р. з об'єктивних причин журнал «Електротехніка і Електромеханіка» вимушений припинити співпрацю з АТ «Укрпошта» щодо передплати та розповсюдження друкованих примірників нашого журналу. Якщо Ви, шановні читачі, і надалі бажаєте отримувати друковані примірники нашого журналу, то Ви можете їх замовити, звернувшись безпосередньо до редакції журналу.

### ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

Постановою президії ВАК України від 15 січня 2003 р. № 1-08/5 науковий 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. науковий журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включено до найвищої категорії «А» Переліку фахових видань України з технічних наук.

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 – англійською і 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», з 2019 р. індексується у наукометричній базі даних Scopus, а з 2015 р. – у Web of Science Core Collection: Emerging Sources Citation Index (ESCI), що рекомендовані МОН України, також журнал представлений у Index Copernicus (ICV 2023: 112.75), і входить до баз даних EBSCO, ProQuest, GALE, DOAJ тощо.

Наукометричні показники журналу «Електротехніка і Електромеханіка»:

CiteScore 2023 – 2.4; H-індекс – 12, квартиль – Q3; SJR 2023 – 0.305, SNIP 2023 – 0.789; IPP – 1.44.



Scopus



ULRICHSWEB™  
GLOBAL SERIALS DIRECTORY  
EBSCO  
HOST  
Research  
Databases



DOAJ  
DIRECTORY OF  
OPEN ACCESS  
JOURNALS



Clarivate  
Analytics



GALE  
CENGAGE Learning

ProQuest



Google  
scholar

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>).

Y. Lee

## Online detection of phase resistance of switched reluctance motor by sinusoidal signal injection

**Introduction.** Switched reluctance motors (SRMs) are widely used in various applications due to their simplicity, robustness, and cost-effectiveness. However, the performance of SRMs can be significantly influenced by variations in their phase resistance, especially under high current and saturated conditions. Accurate knowledge of this parameter is crucial for optimal control and efficient operation.

**Problem.** During operation, SRM parameters, particularly phase resistance, can vary considerably. These variations pose challenges to control strategies that rely on precise parameter values, leading to potential inefficiencies and degraded performance. There is a need for an effective method to monitor and identify these changes in real-time. **Goal.** This paper aims to develop and validate a method for the online detection and identification of phase resistance in SRMs. The method should work under varying operational conditions without requiring additional hardware, thereby maintaining the system's simplicity and cost-effectiveness. **Methodology.** The proposed method injects a sinusoidal signal into the inactive phase of the SRM using Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) via the main converter. The phasor method is then applied to determine the impedance of the phase circuit, from which the phase resistance can be identified. This approach eliminates the need for extra circuits, making it an efficient solution. **Results.** Simulations were conducted to evaluate the proposed method. The results demonstrate that the method can accurately track the variation in phase resistance under different operational conditions, validating its effectiveness. **Originality.** The originality of this work lies in its innovative use of the phasor method combined with SPWM for online phase resistance detection in SRMs, without the need for additional hardware components. **Practical value.** This method provides a practical solution for real-time phase resistance identification in SRMs, enhancing the reliability and performance of control strategies in various industrial applications. References 17, table 1, figures 6.

**Key words:** parameter identification, signal injection, switched reluctance motor.

**Вступ.** Вентильні реактивні двигуни (SRMs) широко використовуються в різних сферах завдяки своїй простоті, надійності та економічній ефективності. Однак на продуктивність SRMs можуть суттєво впливати зміни їх фазового опору, особливо в умовах сильного струму та насичення. Точне знання цього параметра має вирішальне значення для оптимального управління та ефективної роботи. **Проблема.** Під час роботи параметри SRM, зокрема фазовий опір, можуть значно змінюватися. Ці зміни створюють проблеми для стратегій управління, які покладаються на точні значення параметрів, що призводить до потенційної неефективності та погіршення продуктивності. Існує необхідність ефективного методу моніторингу та ідентифікації цих змін у режимі реального часу. **Метою** статті є розробка та перевірка методу онлайн-виявлення та ідентифікації фазового опору у SRMs. Метод повинен працювати в різних робочих умовах без необхідності використання додаткового обладнання, тим самим зберігаючи простоту та економічну ефективність системи. **Методологія.** Пропонований метод вводить синусоїдальний сигнал у неактивну фазу SRM за допомогою синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції (SPWM) через головний перетворювач. Потім застосовується метод векторів визначення імпедансу фазового кола, з якого можна визначити опір фази. Такий підхід усуває потребу в додаткових колах, що робить його ефективним рішенням. **Результати.** Для оцінки запропонованого методу було здійснено моделювання. Результати показують, що метод може точно відслідковувати зміну опору фази у різних робочих умовах, підтверджуючи його ефективність. **Оригінальність** цієї роботи полягає в інноваційному використанні методу векторів у поєднанні з SPWM для визначення опору фази в режимі реального часу SRMs без необхідності використання додаткових апаратних компонентів. **Практична цінність.** Цей метод забезпечує практичне рішення для визначення опору фази SRMs в реальному часі, підвищуючи надійність і продуктивність стратегій управління в різних промислових застосуваннях. Бібл. 17, табл. 1, рис. 6.

**Ключові слова:** ідентифікація параметрів, подача сигналу, вентильний реактивний двигун.

**Introduction.** In recent years, the switched reluctance motor (SRM) has experienced significant development and has become increasingly popular due to its robust structure and low cost, making it appealing for both industrial and domestic applications [1–3]. However, during motor operation, key parameters such as phase inductance and phase resistance can vary significantly. Parameters measured at standstill may differ from those when the motor is running, necessitating real-time identification of these values to ensure optimal performance [4, 5].

A neural network-based method for SRM parameter identification was proposed in [6–12], utilizing a more precise circuit model that includes an extra RL branch connected in parallel to account for saturation and losses. This method, however, requires complex modeling and does not directly address the need for real-time resistance identification without additional hardware.

Modulation techniques, such as phase and amplitude modulation, have been employed to detect rotor position without using encoders or Hall sensors [13–17]. These techniques leverage phase inductance information but

assume constant phase resistance, requiring additional circuitry such as signal generators, amplifiers, and resistors, which add bulk and complexity to the motor drive. While effective, these methods are not ideal for applications where compactness and cost are critical concerns.

**Purpose of the work.** This paper proposes a novel method for detecting variations in the phase resistance of SRMs in real time. Unlike previous approaches, our method does not require additional hardware; instead, it utilizes the existing main converter to inject a small sinusoidal signal during the negative inductance slope region of the unenergized phase. By adjusting the signal frequency to make the inductive reactance comparable to the phase resistance, this method enhances the sensitivity of resistance detection.

**Proposed online detection method of phase resistance of SRM.** The phase resistance of a SRM is typically measured when the motor is not in operation. This is done by connecting the phase terminals to a dedicated instrument. After obtaining the phase resistance, the winding is disconnected from the instrument and

reconnected to the main converter to drive the motor. Knowing the phase resistance is crucial for various applications, including calculating copper loss, determining flux linkage, and performing sensorless control. However, this offline measurement method cannot be applied while the motor is running. Moreover, the phase resistance may change significantly during operation, especially under high load conditions. Relying on the value measured at standstill may lead to inaccurate calculations, as the resistance might have varied. Therefore, it is essential to measure the phase resistance online.

To achieve online detection of the phase resistance, a low-amplitude sinusoidal voltage is injected into the inactive phase of the motor – meaning the phase that is not currently contributing to torque during the inductance falling region. The resulting small current in the inactive phase produces a minimal negative torque, which has negligible impact on the overall motor performance. Assuming that the self-inductance and resistance of the phase remain constant over a short period, the circuit model of a motor phase can be represented as a first-order RL circuit with an alternating voltage source, inductor, and resistor in series (Fig. 1).

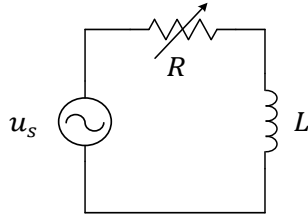


Fig. 1. One-phase model of SRM

The voltage equation for a single-phase circuit can be expressed as:

$$u(t) = Ri(t) + d\psi/dt, \quad (1)$$

where  $u$  is the phase voltage;  $R$  is the phase resistance;  $i$  is the phase current;  $\psi$  is the flux linkage. Under unsaturated conditions, the flux linkage can be expressed as:

$$\psi(t) = Li(t), \quad (2)$$

where  $L$  is the phase self-inductance. Substituting (2) into (1), the voltage equation becomes:

$$u(t) = Ri(t) + L \frac{di}{dt}. \quad (3)$$

If a sinusoidal voltage is applied, it can be described as:

$$u_s(t) = \sqrt{2}U_s \cos(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi_{u_s}), \quad (4)$$

where  $U_s, f, \varphi_{u_s}$  are the RMS value, the frequency and the phase angle of  $u_s$ , respectively.

Since the voltage  $u_s$  is chosen as the reference,  $\varphi_{u_s}$  equals 0. It should be noted that, in practice, the actual voltage applied to the phase is a pulse width modulated voltage, whose effect is equivalent to that of the sinusoidal voltage described above. The resulting current in the circuit is expected to take the form:

$$i(t) = \sqrt{2}I \cos(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi_i), \quad (5)$$

where  $I$  and  $\varphi_i$  are the RMS value and phase angle of  $i$ , respectively.

The magnitude of the circuit's impedance  $Z$  is given by:

$$|Z| = U_s / I = \sqrt{R^2 + X_L^2}, \quad (6)$$

where  $X_L = 2\pi fL$  is the inductive reactance.

The phase resistance  $R$  can be determined as:

$$R = \sqrt{\frac{U_s^2}{I^2} - X_L^2}. \quad (7)$$

Alternatively, the resistance can also be calculated using the impedance angle  $\varphi$  as follows:

$$R = |Z| \cos \varphi, \quad (8)$$

where  $\varphi$  is the phase shift between the applied voltage and the resulting current.

It is important to note that the variable resistor in the circuit model (Fig. 1) indicates that the resistance may differ from the value measured at standstill, though it is assumed to be constant while solving the sinusoidal circuit. The response current in this time-invariant circuit will also take on a sinusoidal form.

As illustrated in Fig. 2, both the amplitude and angle of the impedance will change if the phase resistance varies during motor operation.

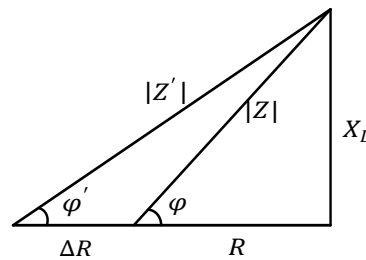


Fig. 2. Change in impedance due to variation in phase resistance

The phasor diagram of the circuit (Fig. 3) highlights that any change in phase resistance during motor operation will result in variations in the angle and amplitude of the response current vector.

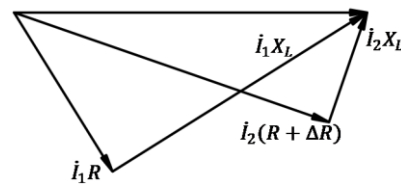


Fig. 3. Phasor diagram of the single-phase circuit

The sinusoidal voltage injection can be performed using the main converter. In this study, a full-bridge converter is employed to drive the SRM, as depicted in Fig. 4. This converter allows phase current to flow in both directions. The sinusoidal voltage is injected using Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) technique, where a bipolar triangle wave serves as the carrier wave and the desired sinusoidal voltage acts as the signal wave.

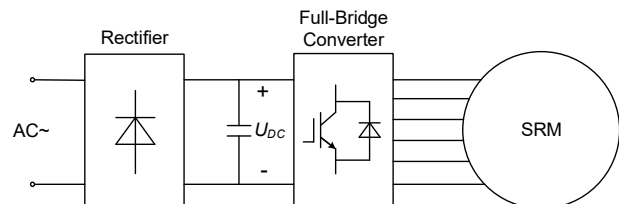


Fig. 4. SRM drive system utilizing a full-bridge converter

The selection of the sinusoidal voltage frequency is critical for the effectiveness of the proposed phase resistance detection method. The frequency must be high enough so that the phase self-inductance remains

constant, thereby validating the simplified circuit model shown in Fig. 1. However, the frequency should also be chosen such that the inductive reactance is comparable to the phase resistance. This balance ensures that any variation in phase resistance results in a noticeable change in the phase and amplitude of the response current, leading to improved sensitivity in detecting phase resistance changes.

**Simulation results and discussion.** To validate the effectiveness of the proposed online phase resistance detection method for a SRM, simulations were conducted using MATLAB/Simulink. The motor used in the simulation is an outer rotor type SRM, with key dimensions provided in Table 1.

Table 1  
Outer rotor SRM parameters

Parameters	Value
Number of phases	3
Pole combination	6/4
Stator outer radius	51 mm
Stator inner radius	20 mm
Stator yoke	15 mm
Stator pole arc	28°
Rotor outer radius	95 mm
Rotor inner radius	52 mm
Rotor yoke	15 mm
Rotor pole arc	32°
Stack length	50 mm
Turn number/pole	150

The motor operates at a low speed during the simulation. Once the tail current diminishes completely to zero, a 100 Hz SPWM voltage is injected into the phase during the negative inductance slope region. The reference signal for this injection is a 100 Hz sinusoidal wave with a RMS value of 5.55 V. Initially, the phase resistance is set at 2.56 Ω.

Before any change in resistance, the simulation results are depicted in Fig. 5. As expected in an inductive circuit, the response current lags behind the applied voltage. The current is small, with an RMS value around 1.15 A, producing only a negligible amount of negative torque. The rotor position is approximately 39°, where the inductance is around 6.5 mH. The resistance, calculated using (8), is found to be 2.57 Ω, which is within 1 % of the actual resistance value, demonstrating high accuracy.

When the phase resistance is doubled to 5.12 Ω, the simulation is repeated at the same rotor position of 39°. The results are shown in Fig. 6. Due to the unsaturated state of the circuit and the unchanged rotor position, the inductance remains constant at 6.5 mH. The impedance change is solely due to the increase in the resistive component. The figure reveals that the response current exhibits a smaller phase shift relative to the applied voltage and a reduced RMS value of approximately 0.85 A, compared to the previous simulation. This reduction in current amplitude indicates a change in phase resistance. The resistance calculated from (8) is 5.11 Ω, closely matching the actual resistance value.

These simulation results clearly demonstrate that the phase resistance information is effectively encoded in the sinusoidal response current. Consequently, the proposed method is capable of accurately extracting this

information to detect and monitor variations in phase resistance in real-time.

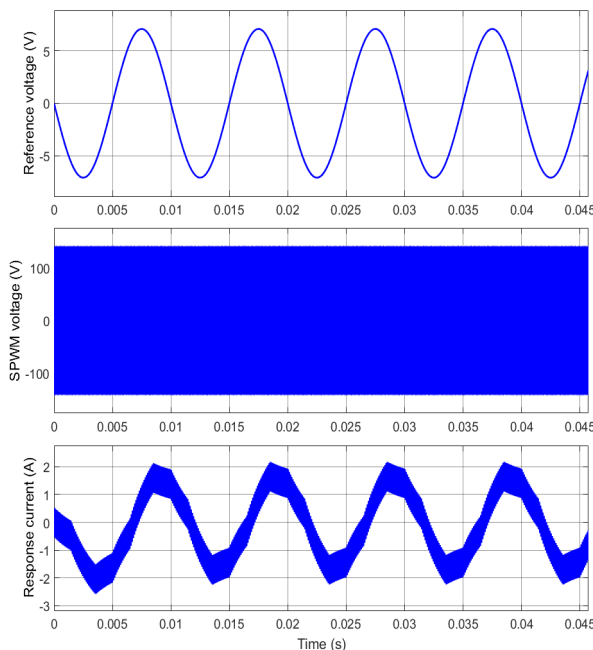


Fig. 5. Simulation results with the initial resistance

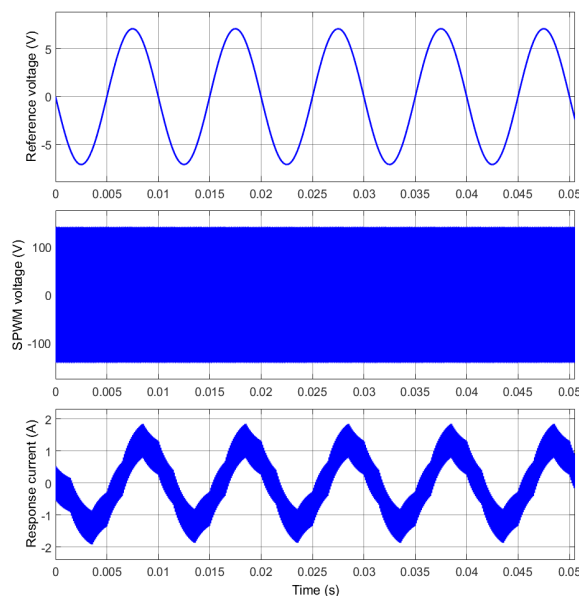


Fig. 6. Simulation results with the modified resistance

**Conclusions.** This paper presents a method for detecting phase resistance in switched reluctance motors (SRMs) using sinusoidal voltage injection via the main converter. Unlike conventional methods that require external instruments and can't monitor resistance changes during operation, this approach enables real-time detection, especially in high-current and saturated conditions.

By injecting a finely tuned sinusoidal-equivalent PWM voltage into the inactive phase, the method accurately identifies phase resistance through impedance or current analysis, without the need for additional circuitry.

**Future prospects.** Further research could focus on optimizing frequency tuning for greater detection accuracy under varying conditions and validating the method experimentally on physical SRM systems.

Additionally, integrating this detection method with advanced control strategies and expanding it to monitor other parameters like phase inductance could significantly enhance the performance and reliability of SRMs in industrial applications.

**Acknowledgement.** This work is supported by Seoul National University of Science and Technology.

**Conflict of interest.** The author declares no conflicts of interest.

#### REFERENCES

1. Fan J., Lee Y. Sensorless control of switched reluctance motor based on a simple flux linkage model. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 36-39. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.05>.
2. Quraan L.A., Saleh A.L., Szamel L. Indirect Instantaneous Torque Control for Switched Reluctance Motor Based on Improved Torque Sharing Function. *IEEE Access*, 2024, vol. 12, pp. 11810-11821. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3355389>.
3. Kumar P., Israyelu M., Sashidhar S. A Simple Four-Phase Switched Reluctance Motor Drive for Ceiling Fan Applications. *IEEE Access*, 2023, no. 11, pp. 7021-7030. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3238068>.
4. Fan J., Lee Y. Design Consideration to Achieve Wide-Speed-Range Operation in a Switched Reluctance Motor. *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2020, vol. 43, no. 4, pp. 290-294. doi: <https://doi.org/10.1109/CJECE.2020.2978265>.
5. Sree P.B., Bhavani N.P.G. Efficiency Improvement of Electrical Vehicles Using Novel Switched Reluctance Motor and Compared with Permanent Magnet Motor by Reducing Power Loss. *2023 6th International Conference on Contemporary Computing and Informatics (IC3I)*, 2023, pp. 1473-1477. doi: <https://doi.org/10.1109/IC3I59117.2023.10398050>.
6. Omar M., Bakr M., Emadi A. Switched Reluctance Motor Design Optimization: A Framework for Effective Machine Learning Algorithm Selection and Evaluation. *2024 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2024, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ITEC60657.2024.10598839>.
7. Omar M., Sayed E., Abdalmagid M., Bilgin B., Bakr M.H., Emadi A. Review of Machine Learning Applications to the Modeling and Design Optimization of Switched Reluctance Motors. *IEEE Access*, 2022, vol. 10, pp. 130444-130468. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3229043>.
8. Kandhasamy S. Machine learning based SRM control using FPGAs for torque ripple minimization. *2020 International Conference on Artificial Intelligence in Information and Communication (ICAIIIC)*, 2020, pp. 675-680. doi: <https://doi.org/10.1109/ICAIIIC48513.2020.9065241>.
9. Jha M.K., Seth N., Tyagi N., Khan S.A. SRM Torque Ripple Reduction Using Grey Wolf and Teaching and Learning Based optimization in Hysteresis Control. *2021 International Conference on Intelligent Technologies (CONIT)*, 2021, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/CONIT51480.2021.9498374>.
10. Matschek J., Bethge J., Findeisen R. Safe Machine-Learning-Supported Model Predictive Force and Motion Control in Robotics. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2023, vol. 31, no. 6, pp. 2380-2392. doi: <https://doi.org/10.1109/TCST.2023.3262987>.
11. Unluturk A., Aydogdu O. Machine Learning Based Self-Balancing and Motion Control of the Underactuated Mobile Inverted Pendulum With Variable Load. *IEEE Access*, 2022, vol. 10, pp. 104706-104718. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3210540>.
12. Kolb J., Hameyer K. Classification of Tolerances in Permanent Magnet Synchronous Machines With Machine Learning. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2024, vol. 39, no. 2, pp. 831-838. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2023.3340337>.
13. Ki Hong S., Lee Y. Optimizing Detection: Compact MobileNet Models for Precise Hall Sensor Fault Identification in BLDC Motor Drives. *IEEE Access*, 2024, vol. 12, pp. 77475-77485. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3407766>.
14. Mohanraj D., Aruldavid R., Verma R., Sathiyasekar K., Barnawi A.B., Chokkalingam B., Mihet-Popa L. A Review of BLDC Motor: State of Art, Advanced Control Techniques, and Applications. *IEEE Access*, 2022, vol. 10, pp. 54833-54869. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3175011>.
15. Zhang S., Wallscheid O., Porrmann M. Machine Learning for the Control and Monitoring of Electric Machine Drives: Advances and Trends. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 2023, vol. 4, pp. 188-214. doi: <https://doi.org/10.1109/OJIA.2023.3284717>.
16. Mousmi A., Abbou A., El Houm Y. Binary Diagnosis of Hall Effect Sensors in Brushless DC Motor Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 35, no. 4, pp. 3859-3868. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2934794>.
17. Huang Y., Zhao M., Zhang J., Lu M. The Hall Sensors Fault-Tolerant for PMSM Based on Switching Sensorless Control With PI Parameters Optimization. *IEEE Access*, 2022, vol. 10, pp. 114048-114059. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3218325>.

Received 28.08.2024

Accepted 09.10.2024

Published 02.03.2025

Yongkeun Lee<sup>1</sup>, PhD, Professor,

<sup>1</sup> Seoul National University of Science and Technology,

Seoul 01811, South Korea,

e-mail: yklee@seoultech.ac.kr (Corresponding Author)

#### How to cite this article:

Lee Y. Online detection of phase resistance of switched reluctance motor by sinusoidal signal injection. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 3-6. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.01>



В.І. Міліх

## Чисельно-польовий аналіз диференціального реактивного опору розсіювання обмотки статора трифазних асинхронних двигунів

**Вступ.** Розглядається диференціальний реактивний опір розсіювання (ДРОР) обмотки статора трифазних асинхронних двигунів (ТАД). Відомо, що ДРОР є сумою опорів самоіндукції обмотки від усіх гармонік її магнітного поля за виключенням першої і його аналітичне визначення є надто складним. Але цей опір є обов'язковим елементом проектування, в тому числі для розрахунку низки інших параметрів та характеристик таких двигунів. **Проблема.** Через це в чинних класичних методиках проектування ДРОР визначаються за спрощеною формулою з додаванням низки коефіцієнтів, табличних і графічних залежностей. У підсумку не тільки втрачається фізико-математичний сенс ДРОР, але навіть точність його розрахунку оцінити важко. **Мета** роботи полягає у порівняльній перевірці класичного проектного розрахунку ДРОР обмотки статора ТАД шляхом чисельно-польового аналізу гармонічного складу ЕРС самоіндукцій в цій обмотці і визначення на такій основі ДРОР, що розглядається. **Методика.** Гармонічний аналіз відбувається за отриманням кутових та часових дискретних функцій магнітного потокозчеплення (МПЗ) обмотки статора з їхнім формуванням двома способами: однопозиційним розрахунком магнітного поля і умовним обертанням фазних зон обмотки, або багатопозиційними розрахунками обертового магнітного поля і визначенням МПЗ нерухомих фазних зон. **Результати.** Розрахунковий аналіз виконано для дев'яти поширених варіантів ТАД, запроєктованих за єдиною класичною методикою з варіюванням їхньої потужності та кількості полюсів. **Оригінальність.** Порівняння результатів класичного і чисельно-польового розрахунків ДРОР за програмою FEMM показало їхню велику розбіжність, що віднесено до зазначених умовностей і припущень першого, тому що другий варіант позбавлений недоліків першого завдяки тому, що він враховує розміри конструкції ТАД, насичення магнітопроводу і фізико-математичну сутність параметрів і величин, що розглядаються. **Практична цінність.** Надана методика чисельно-польового аналізу і отримані результати розрахунку ДРОР обмотки статора ТАД рекомендуються як основа для удосконалення системи їхнього проектування. При цьому аналогічний підхід можна застосувати і для ДРОР обмотки ротора ТАД, але з урахуванням її особливостей. Бібл. 27, табл. 13, рис. 7.

**Ключові слова:** асинхронний двигун, трифазна обмотка статора, диференціальний реактивний опір розсіювання, класичне проектування, чисельно-польові розрахунки, магнітне потокозчеплення, гармонічний аналіз.

**Вступ.** Трифазні асинхронні двигуни (ТАД) є різноманітними і поширені в техносфері усього світу. Їхнє удосконалення завжди актуальне і відбувається за різними чинниками, в тому числі через підвищення точності і ефективності системи проектування.

Серед проектних параметрів ТАД обов'язковими і важливими є активні і реактивні опори його обмоток. При цьому до більш складних і недостатньо адекватних звичайно відносяться розрахунки індуктивних опорів їхнього розсіювання. Це стосується опорів диференціального, пазового і лобового розсіювання, для яких визначаються питомі магнітні провідності, але в класичному проектуванні, приміром в [1, 2], це відбувається за методиками з доволі наближеними формулами.

Перш за все, це характерно для диференціального реактивного опору розсіювання (ДРОР), який відображає наявність в магнітному полі у проміжку між осердями статора і ротора вищих гармонічних складових. Цей опір визначається за спрощеною емпіричною формулою, яка враховує мінімум параметрів конкретних ТАД і не зачіпає фізичної сутності гармонічного складу зазначених полів, проте вона підсилюється низкою «непрозорих» коефіцієнтів, табличних і графічних залежностей. У підсумку не тільки втрачається фізико-математичний сенс ДРОР, але навіть точність його розрахунку оцінити важко.

Проблема класичних розрахунків індуктивних опорів розсіювання полягає у тому, що їхні методики засновані на простіших моделях магнітного поля, орієнтованих на теорію магнітних кіл, яка не дає достатньо адекватних результатів через складні геометрії електромагнітної системи ТАД і, відповідно, структуру реальних магнітних полів.

В цьому сенсі наразі актуальним є перегляд консервативної класичної системи проектування ТАД на основі прямих розрахунків магнітних полів чисельними методами, для чого є відповідні програмні засоби, приміром, COMSOL Multiphysics, ANSYS Maxwell, FEMM тощо, які дозволяють при визначенні реактив-

них опорів розсіювання обмоток ТАД уникнути вимушених умовностей і спрощень.

Використання різних програмних комплексів, а також інших експериментальних і розрахункових досліджень характеристик та параметрів ТАД відображено у значній кількості робіт, наприклад, у [3–21]. Але, орієнтуючись на виконання конкретної мети, кожна з них фактично не стосується аналізу реактивних опорів обмоток ТАД. Це означає, що у таких роботах лише використовуються дані, отримані при класичному проектуванні або створенні ТАД, проте аналізу зазначених параметрів не відбувається. Тому завдання детального аналізу методики розрахунку реактивних опорів розсіювання обмоток ТАД залишається недостатньо вивченим і наразі є актуальним.

Особливо це стосується параметрів диференціального розсіювання обмоток ТАД, які є найменш дослідженими через складність фізичного процесу їхнього утворення, хоча частка цього розсіювання поміж інших його складових звичайно є переважаючою.

**Метою роботи** є подальший розвиток системи проектування ТАД шляхом чисельно-польового розрахункового аналізу реактивного опору диференціального розсіювання обмотки їхнього статора, а також порівняльна перевірка відповідних емпіричних формул, властивих методикам традиційних проектних розрахунків.

**Аналіз останніх досліджень.** Незважаючи на дуже тривалий розвиток та використання ТАД, дослідження щодо їхнього подальшого вивчення та удосконалення як таких, а також покращення роботи в системах електроприводу продовжуються в доволі широкому плані, наприклад в роботах [3–10]. І ці роботи у тій чи іншій мірі зачіпають параметри цих двигунів.

Так, в [3] для енергозбереження пропонується онлайн-оцінка параметрів ТАД з використанням розширеного фільтра Калмана. Зазначається, що для розрахунку оптимального значення струму статора для енергозбереження потрібні його точні параметри, які

© В.І. Міліх

оцінюються у режимі реального часу з використанням онлайнного оцінювача, і що це може забезпечити мінімальні втрати потужності для приводу ТАД.

Метою роботи [4] є дослідження ефективності реалізації нечіткої логіки на програмованих логічних схемах FPGA для діагностики відмов асинхронних машин при несиметрії фаз і їх обрывах. Це відбувається на основі нечіткої логіки та аналізу сигналів струму статора двигуна, його середньоквадратичного значення.

У статті [5] надана нова методика діагностики зламаних стрижнів ротора в малонавантаженої асинхронній машині в стаціонарному режимі роботи. Цей метод використовується для вирішення проблеми застосування традиційних методів, таких як алгоритм обробки сигналів перетворення Фур'є, шляхом аналізу обвідної кривої струму статора з використанням дискретного та безперервного вейвлетперетворення.

В [6] подається розробка моделі нейронної мережі, що дозволяє генерувати велику базу даних, яка може охоплювати максимально можливі несправності статора ТАД. Вони враховують коротке замикання при великих коливаннях навантаження машини. Мета також полягає в автоматизації алгоритму діагностики за допомогою класифікатора штучної нейронної мережі.

В роботі [7] виконано порівняльне дослідження способів врахування впливу процесів втрат у сталі статора асинхронної машини на параметри його робочого режиму. Це відбувається за допомогою математичного моделювання з введенням еквівалентних опорів, підключених паралельно до схеми заміщення двигуна, а також еквівалентних контурів втрат у сталі.

Стаття [8] присвячена оптимізації конструкції асинхронного двигуна з використанням багатопараметричних методів FEM. Показано, що параметри ТАД, включаючи типи пазів ротора і статора, сталеві листи осердя і матеріал обмотки ротора, оптимізовані за допомогою модуля Rmxprt в Maxwell.

В [9] обґрунтовано етапи, методологію та засоби комплексного проектування електромеханічних систем з асинхронними двигунами. Надано кількісну оцінку можливостей збільшення їхньої економічної ефективності із застосуванням комплексного проектування за критерієм максимуму доходу.

У роботі [10] розглянуто спостерігач потокозчеплення асинхронного двигуна, адаптивний до варіацій активного опору ротора. Завдяки введеному в спостерігач надлишковому оцінюванню потокозчеплень, за виконання умов персистентності збудження, забезпечуються властивості глобальної експоненціальної стійкості оцінювання компонент векторів потокозчеплення і струму статора та активного опору ротора.

Наступний цикл робіт [11–21] переважно стосується аналізу активних і реактивних параметрів обмотки статора, використання і удосконалення схем заміщення ТАД, оперування з ними.

У роботі [11] досліджуються реактивні (індуктивні) опори розсіювання і активні опори обмоток ТАД з метою подальшого розвитку системи проектування ТАД шляхом чисельно-польового розрахункового аналізу активних і реактивних опорів обмоток ТАД у всьому діапазоні зміни його ковзання, і розрахунок механічної характеристики ТАД для підтвердження адекватності розрахунків цих опорів. Опори обмоток ТАД визначаються чисельними розрахунками магніт-

них полів розсіювання програмою FEMM, а в стрижні короткозамкненого ротора – з витісненням струму.

В статті [12] досліджуються магнітні поля і відповідні магнітні провідності пазового розсіювання обмотки статора ТАД для порівняльної перевірки аналітичних формул з різних методик класичного проектування. Чисельно-польовим методом показано, що класична методика проектування може давати як достатньо точні результати, так і неприпустимі похибки у визначенні магнітних провідностей пазового розсіювання ТАД.

У роботі [13] наголошується, що глибоке розуміння параметрів асинхронної машини є необхідним практично для всіх методів керування програмами, щоб підтримувати високоякісні динамічні та стаціонарні характеристики приводу. У цьому дослідженні представлено метод прогнозування параметрів асинхронної машини під час запуску без використання будь-яких припущень. Для оцінки параметрів використовуються миттєві форми сигналів напруги та струму, записані під час прямого запуску. Так можуть бути незалежно визначені усі шість основних електричних параметрів асинхронних машин.

У статті [14] описано новий спрощений метод для оцінки параметрів еквівалентної T-схеми заміщення асинхронних двигунів, який базується виключно на таблиці даних виробника та на синергетичній взаємодії чисельного та аналітичного безрозмірного підходу з використанням теореми Тевенена. Це забезпечує точні та стійкі результати для широкого діапазону швидкостей обертання та потужності асинхронних двигунів.

Робота [15] також присвячена оцінці параметрів еквівалентної схеми ТАД. Ці параметри необхідні для багатьох досліджень продуктивності та планування за участю цих двигунів. Для їхньої оцінки запропоновано ітераційний метод, який використовує лише дані паспортної таблиці двигуна.

У [16] наголошується, що для контролювання обертального моменту у високопродуктивних операціях у широкому діапазоні швидкостей алгоритмами векторного керування, параметри еквівалентної схеми асинхронного двигуна повинні бути точно відомі. Метод оцінювання базується на інформації з даних виробника і принципах розв'язування нелінійних рівнянь, отриманих із схеми заміщення такого двигуна.

Стаття [17] присвячена ідентифікації параметрів асинхронного двигуна в стані зупину. Проаналізовано комплексну процедуру ідентифікації, яка описує метод надійного визначення характеристик насичення основного потоку та перехідних процесів при випробуванні параметрів з боку ротора. Вплив насичення основного потоку вивчено за результатами випробувань перехідних процесів і визначених параметрів ротора. Процедура ідентифікації підтверджується за допомогою експериментів з використанням конкретних асинхронних двигунів.

Як спроектувати ТАД із бажаними характеристиками та як реалізувати високоєфективне управління для конкретного ТАД, це завжди було гарячою темою для багатьох дослідників, зазначається в [18]. Незалежно від того, яка технологія керування використовується для досягнення високопродуктивного приводу ТАД, це залежить від глибокого розуміння параметричних характеристик двигуна та їх точного отримання. Запропоновано ефективний метод визначення для підвищен-

ня точності параметрів еквівалентної схеми для асинхронних двигунів шляхом поєднання нероторного випробування з випробуванням подвійним навантаженням і використання цього методу для вимірювання та аналізу параметричних характеристик ТАД.

У статті [19] представлено дослідження ступеня дисбалансу та коефіцієнта диференціального магнітного розсіювання електричних машин, обладнаних багатозазначеними обмотками. Аналіз було проведено для 4800 комбінацій між пазами/полюсами/фазами/шарами, розглядаючи зміни фактору розсіювання для кожної умови з визначенням оптимальної зони для мінімізації розсіювання. Отримані результати демонструють, що коефіцієнт розсіювання може бути значно зменшений за допомогою застосування злегка асиметричних обмоток.

У статті [20] надано точний і простий метод визначення диференціальних коефіцієнтів розсіювання в багатозазначених електричних машинах змінного струму з несиметричними обмотками. Метод ґрунтується на властивостях багатокутників Гьоргеса, які використовуються для перетворення нескінченного ряду, що виражає диференціальний коефіцієнт розсіювання, у кінцеву суму, щоб значно спростити обчислення.

Робота [21] знайомить з оцінкою параметрів ТАД на основі алгоритму диференціальної еволюції, спрямованого на оцінку його електричних і механічних параметрів. Проведено порівняльне дослідження результатів при використанні трьох різних вхідних сигналів. Такий алгоритм здатний оцінювати параметри еквівалентної електричної схеми, такі як опори статора та ротора та індуктивності розсіювання, індуктивність намагнічування, а також механічні параметри, такі як момент інерції та коефіцієнт тертя.

**Об'єкт дослідження.** Для узагальнення досліджень ДРОП вони виконуються для низки варіантів ТАД, спільними у яких є номінальні фазна напруга  $U_{sN} = 220$  В і частота  $f_s = 50$  Гц; відповідно кількість фаз  $m_s = 3$ .

Базовим прийнято чотириполосний ТАД номінальною потужністю  $P_N = 7,5$  кВт, який цікавий тим, що є тестовим об'єктом в методиці проектування [1], яка досі поширена на підприємствах і у вищих навчальних закладах відповідного профілю.

Усього розглядається дев'ять аналогічно запроєктованих варіантів ТАД з варійованою потужністю 4; 7,5 і 11 кВт, кожний з яких розглядається при кількості пар полюсів  $p$ , рівною 1, 2 і 3.

Двигуни з такими параметрами є доволі поширеними у сучасному виробництві ТАД загальнопромислового виконання [22, 23]. Таким чином, дев'ять прийнятих варіантів дозволять достатньо повно продемонструвати результати розрахунків за прийнятою тут чисельно-польовою методикою і порівняти їх із результатами за класичною методикою.

Основні проєктні параметри обраних варіантів ТАД надані в табл. 1. Вони отримані за класичною методикою [1], яка перетворена на авторський скрипт Lua, що входить до єдиного програмного комплексу на основі програми FEMM [24]. Цей скрипт протестований на зазначеному базовому варіанті ТАД, що включає проєктні помилки різного походження.

В табл. 1 позначені параметри ТАД:  $h$  – висота осі обертання,  $d_s$ ,  $l_s$  – внутрішній діаметр розточення

осердя статора і його аксіальна довжина;  $\delta$  – повітряний проміжок;  $q_s$  – кількість пазів на полюс і фази статора;  $N_s$  – кількість послідовних витків в фазній обмотці;  $Q_s$ ,  $Q_r$  – кількості пазів статора і ротора;  $I_{sN}$  – номінальний фазний струм статора.

Таблиця 1

Найважливіші проєктні дані ТАД										
$P_N$	$p$	$h$	$d_s$	$l_s$	$\delta$	$q_s$	$Q_s$	$N_s$	$Q_r$	$I_{sN}$
кВт	–	мм	мм	мм	мм	–	–	–	–	А
4	1	100	96	110	0,45	4	24	132	19	7,92
	2	100	109	145	0,30	3	36	144	28	8,74
	3	112	134	140	0,30	3	54	171	51	9,29
7,5	1	112	109	140	0,50	4	24	88	19	15,42
	2	132	147	120	0,35	3	36	126	34	15,31
	3	132	158	155	0,35	3	54	135	51	15,94
11	1	132	129	135	0,60	4	24	76	19	22,23
	2	132	147	165	0,35	3	36	90	34	22,26
	3	160	192	135	0,40	3	54	126	51	22,85

Загальне компонування ТАД надано на рис. 1.

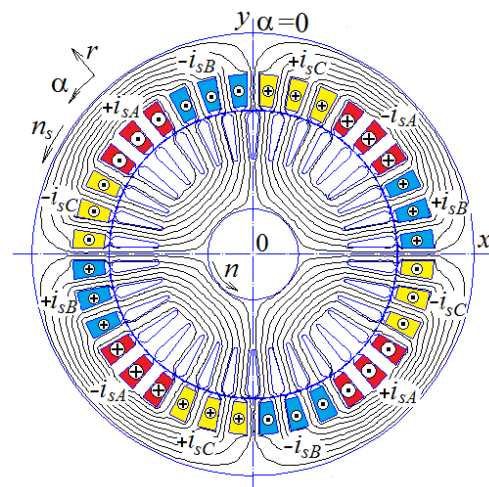


Рис. 1. Електромагнітна система ТАД з розподілом струмів в його обмотках і картиною силових ліній магнітного поля обмотки статора

Обмотка статора одношарова, діаметральна, що характерно для ТАД зазначених потужностей, обмотка ротора короткозамкнена лита з алюмінієвого сплаву. В даному ТАД застосовані поширені форми пазів статора і ротора загальнопромислових ТАД [1, 2, 22, 23], які показано на рис. 1.

**Проєктна методика визначення диференціального індуктивного опору обмотки статора ТАД.** Для прозорості виконуваних досліджень сперш наводяться класична методика розрахунку ДРОП за [1] та результати, отримані нею.

Коефіцієнт магнітної провідності диференціального розсіювання

$$\lambda_{sd} = 0,9 \frac{(\tau_s \cdot K_{Ws})^2 \cdot K_{rdm} \cdot K_{ns} \cdot K_{difs}}{\delta \cdot K_C}, \quad (1)$$

де  $K_{ns} = 1 - \frac{0,033 \cdot b_{s1}^2}{\tau_s \cdot \delta}$  – коефіцієнт, що враховує

вплив відкриття пазів статора;  $b_{s1}$  – ширина шліца його пазів;  $\tau_s$  – зубцовий крок статора;  $K_{difs}$  – коефіцієнт диференціального розсіювання статора, що дорівнює відношенню сумарної ЕРС від вищих гармонік магнітного поля статора до ЕРС від першої гармоніки,

визначається за табл. 2;  $K_{r\,dm}$  – коефіцієнт демпфування реакції струмів, наведених в короткозамкненій обмотці ротора вищими гармоніками магнітного поля статора, визначається за табл. 3 для заданих варіантів ТАД;  $K_{W_s}$  – обмотковий коефіцієнт статора;  $K_c$  – коефіцієнт повітряного проміжку.

Таблиця 2

Визначення коефіцієнту диференціального розсіювання статора

$q_s$	2	3	4	5	6
$K_{dif\,s}$	0,0285	0,0141	0,0089	0,0065	0,0052

Таблиця 3

Визначення коефіцієнту демпфування реакції струмів обмотки ротора (фрагмент загальної таблиці)

$q_s$	Значення $K_{r\,dm}$ при $Q_r / p$				
	10	15	20	25	30
3	0,98	0,93	0,88	0,85	–
	0,92	0,87	0,84	0,78	
4	–	0,90	0,84	0,8	0,77
		0,81	0,77	0,75	0,72

Значення: у чисельнику – при скосі пазів ротора, в знаменнику – за відсутністю скосу.

Дані для формули (1) для усіх варіантів ТАД відповідно до табл. 1 зібрано у табл. 4.

Власне коефіцієнт провідності диференціального розсіювання  $\lambda_{sd}$  обмотки статора разом з іншими аналогічними величинами надано в табл. 5, де позначено:  $\lambda_{sn}$ ,  $\lambda_{sfh}$  – коефіцієнти магнітної провідності пазового і лобового розсіювання;  $\lambda_{cs}$  – сумарний коефіцієнт розсіювання;  $R_s$ ,  $X_{cs}$  – повні активний і реактивний опори обмотки статора в номінальному режимі роботи ТАД, а також  $X_{sd}$  – реактивний опір диференціального розсіювання.

Таблиця 4

Дані для проектного розрахунку коефіцієнта магнітної провідності диференціального розсіювання ТАД

$P_N$	$p$	$\tau_s$	$b_{s1}$	$K_c$	$K_{W_s}$	$K_{r\,dm}$	$K_{n\,s}$	$K_{dif}$
кВт	–	мм	мм	–	–	–	–	–
4	1	12,6	3,0	1,204	0,958	0,852	0,95	0,0089
	2	9,5	3,0	1,349	0,960	0,940	0,90	0,0141
	3	7,8	3,2	1,521	0,960	0,910	0,86	0,0141
7,5	1	14,3	3,2	1,179	0,958	0,852	0,95	0,0089
	2	12,8	3,5	1,283	0,960	0,910	0,91	0,0141
	3	9,2	3,5	1,433	0,960	0,910	0,88	0,0141
11	1	16,9	3,5	1,150	0,958	0,852	0,96	0,0089
	2	12,8	3,5	1,283	0,960	0,910	0,91	0,0141
	3	11,2	3,8	1,360	0,960	0,910	0,89	0,0141

Таблиця 5

Розраховані проектні опори ТАД

$P_N$	$p$	$\lambda_{sn}$	$\lambda_{sd}$	$\lambda_{sfh}$	$\lambda_{cs}$	$R_s$	$X_{sd}$	$X_{cs}$
кВт	–	в.о.	в.о.	в.о.	в.о.	Ом	Ом	Ом
4	1	1,261	1,729	1,805	4,794	1,771	0,654	1,815
	2	1,377	2,200	0,704	4,281	1,842	0,871	1,695
	3	1,521	1,215	0,676	3,413	2,103	0,437	1,226
7,5	1	1,257	2,060	1,575	4,892	0,744	0,441	1,047
	2	1,365	3,55	1,089	6,014	0,834	0,893	1,508
	3	1,532	1,573	0,704	3,809	0,941	0,390	0,945
11	1	1,254	2,487	1,884	5,625	0,452	0,383	0,866
	2	1,355	3,559	0,789	5,704	0,487	0,626	1,004
	3	1,653	2,180	0,958	4,791	0,673	0,410	0,901

Зауважимо, що відносне значення коефіцієнта провідності диференціального розсіювання  $\lambda_{sd}$  у  $\lambda_{cs}$  складає частку у межах 0,361–0,624, що показує високу питому вагу цього типу розсіювання на тлі інших його типів.

Індуктивний опір розсіювання фазної обмотки статора розраховується за відомою формулою [1]:

$$X_{cs} = 1,58 \cdot \frac{f_s \cdot l_s \cdot N_s^2 \cdot \lambda_{cs}}{p \cdot q_s \cdot 10^8}, \quad (2)$$

а реактивний опір диференціального розсіювання  $X_{sd}$  – за аналогічною формулою при заміні  $\lambda_{cs}$  на  $\lambda_{sd}$ .

Надання в табл. 5 активного опору  $R_s$  обмотки статора поряд з повним її реактивним опором  $X_{cs}$  свідчить про їхню сумірність і вагомість обох у розрахунку важливих експлуатаційних параметрів і характеристик ТАД та їхніх режимів роботи [1, 2].

**Чисельно-польові розрахунки параметрів диференціального розсіювання обмотки статора ТАД.** Фізично прозорий шлях до ДРОП пролягає через прямий розрахунок гармонічного складу ЕРС обмотки статора, які визначаються безпосередньо через часові функції її власного магнітного потокозчеплення (МПЗ) [25]. Все це в найбільш достовірній формі можна зробити на основі чисельних розрахунків відповідних магнітних полів саме обмотки статора.

Ці магнітні поля в ТАД розраховуються в популярному безкоштовному програмному пакеті FEMM [24]. Зважаючи на багатоваріантні комплексні розрахунки, які містять проектування ТАД, побудову його фізико-геометричної моделі в програмному середовищі FEMM, керування розрахунками магнітного поля, визначення часових функцій МПЗ і ЕРС та їхній гармонічний аналіз, всі вони були автоматизовані. Для цього за прикладом в [26] й інших авторських робіт створений єдиний скрипт на алгоритмічній мові Lua, інтегрованої до програми FEMM.

Програма FEMM розв'язує велику систему алгебраїчних рівнянь, які сформовані на основі методу скінчених елементів і диференціального рівняння, що описує магнітне поле в поперечному перерізі електромагнітної системи ТАД, а саме [24]:

$$\nabla \times \left[ \frac{1}{\mu(B)} \nabla \times (\vec{k} A_z) \right] = \vec{k} J_z, \quad (3)$$

де  $J_z$ ,  $A_z$  – аксіальні складові векторів густини струму і векторного магнітного потенціалу (ВМП);  $\mu$  – магнітна проникність, залежна від магнітної індукції  $B$ ;  $\vec{k}$  – орт за аксіальною віссю  $z$ .

Для обмеження зони розрахунку ТАД, яка надана на рис. 1, на зовнішній поверхні осердя статора для ВМП задається гранична умова Діріхле, тобто  $A_z = 0$ .

Особливістю даного дослідження є те, що для визначення диференціального індуктивного опору обмотки статора основою є розрахунок магнітного поля саме цієї обмотки при наявності в неї симетричної трифазної системи фазних струмів

$$\begin{aligned} i_{sA} &= I_{ms} \cos(\omega t); \\ i_{sB} &= I_{ms} \cos(\omega t - 2/3 \pi); \\ i_{sC} &= I_{ms} \cos(\omega t + 2/3 \pi), \end{aligned} \quad (4)$$

де  $I_{ms} = \sqrt{2} \cdot I_s$  – амплітуда струмів;  $I_s$ ,  $\omega = 2\pi f_s$  – їхні діюче значення і кутова частота;  $t$  – час.

При формуванні системи струмів (4) в конкретних розрахунках магнітних полів виникає питання вибору розрахункового діючого значення струму  $I_s$ .

Орієнтиром для розрахунків прийнято те, щоб насичення магнітної системи ТАД було такого рівня, як і в його номінальному режимі роботи. Відповідно для обмотки статора як перше наближення береться значення струму режиму ідеалізованого неробочого ходу (ІНХ), яке забезпечує цю умову. Природно, що струми в обмотці ротора в цьому режимі відсутні.

В моделі на рис. 1 показано прийнятий розподіл фазних зон обмотки статора, а значення фазних струмів в них задаються за (4) для конкретних моментів часу. Так при  $t = 0$  маємо відповідні миттєві значення струмів:  $i_{sA}=I_{ms}$ ;  $i_{sB}=i_{sC}=-0,5I_{ms}$ , а також позначені їхні напрямки в зазначений момент часу.

Умовний розподіл струмів по пазах обмотки статора показано на рис. 2 як дискретну функцію по кутовій координаті  $\alpha$ , яка позначена на рис. 1, та по полюсних кроках  $\tau_p$ . Мають сенс точки, які відображають струми в пазах, а з'єднувальні лінії проведені для наочності структури струмів.

Для програми FEMM чисельне розв'язання рівняння (1) методом скінчених елементів є тривіальною задачею. У результаті в поперечному перерізі ТАД отримуються розподіл ВМП, який на рис. 1 дає картину силових ліній магнітного поля в режимі ідеалізованого неробочого ходу. Тут і далі поточні ілюстрації надаються на прикладі прийнятої базової моделі ТАД.

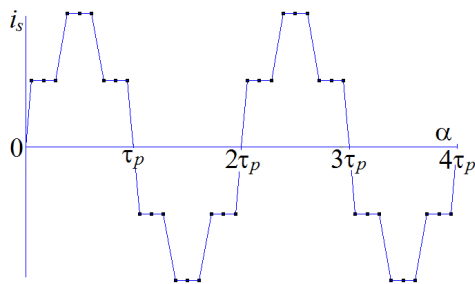


Рис. 2. Кутовий дискретний розподіл струмів  $i_s$  обмотки статора ТАД по його пазах на розгортці циліндричної поверхні у проміжку

Черговим кроком розрахунків є визначення магнітного потокозчеплення (МПЗ) фазної обмотки статора, в якості якої як звичайно приймається фазна обмотка  $A$  зі струмом  $i_{sA}$ . Для МПЗ в програмі FEMM і скрипті Lua є відповідні процедури. Але необхідним є не одне якесь значення МПЗ, а його кутова, а потім і часова функція.

Для цього є два шляхи розрахунків: швидкий і тривалий, які розглянемо почергово.

**Швидкий метод формування часових функцій** МПЗ і ЕРС є доречним на початковому етапі чисельно-польових досліджень ДРОР.

У цьому разі спочатку отримуються кутова функція МПЗ після одноразового розрахунку магнітного поля при  $t = 0$ , картина якого вже показана на рис. 1 і відповідає фіксованому розподілу ВМП.

Конкретно, за розподілом ВМП в поперечному перерізі ТАД робиться «збір» значень МПЗ фазної обмотки  $A$  при почерговому виділенні «маски» фазної зони з її переміщенням в кутовому напрямку по пазовій структурі статора.

На рис. 3 показана послідовність таких дій з переміщення «маски» в межах двох полюсних кроків, що відповідає періоду кутової функції МПЗ.

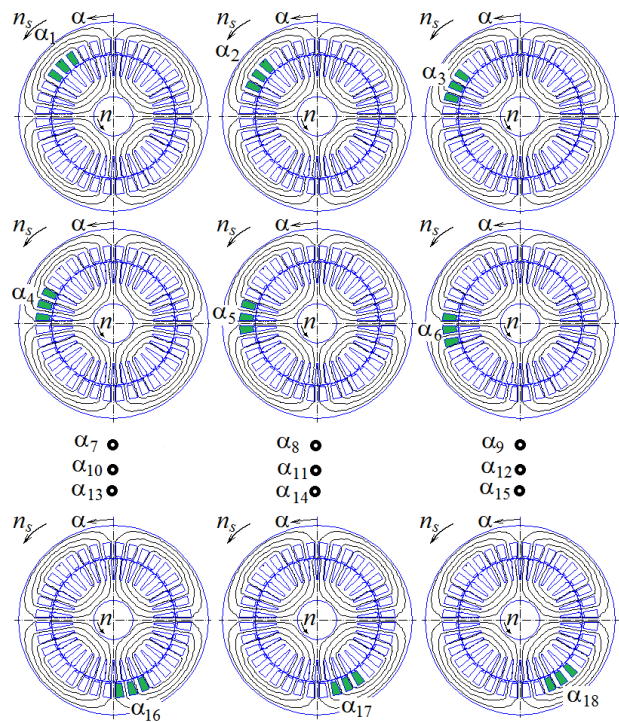


Рис. 3. Процес переміщення «маски» фазної зони обмотки статора для збору МПЗ у межах періоду його кутової функції на тлі розрахованого магнітного поля

В кожній виділеній позиції командами Lua  $A_k=\text{mo\_blockintegral}(1)$  і  $S_k=\text{mo\_blockintegral}(5)$  зчитуються поверхневий інтеграл ВМП і площа виділеного блоку стрижнів, що надає можливість визначення МПЗ умовної фазної зони з номером  $k$ :

$$\Psi_k = N_s A_k / S_k. \quad (5)$$

Таким чином з'являється дискретна кутова функція МПЗ

$$\Psi_k(\alpha_k); \quad \alpha_k = (k-1)\tau_s; \quad k = 1, 2, 3, \dots, K, \quad (6)$$

де  $k$  – лічильник положень умовно переміщуваної «маски» фазної зони;  $K=Q_s/p$  – кількість таких положень у межах двох полюсних кроків  $\tau_p$ , що є періодом  $T$  функції (6);  $\tau_s=360^\circ/Q_s$  – зубцевий крок статора.

Отриманий числовий масив МПЗ надано в табл. 6.

Таблиця 6

Кутова дискретна функція МПЗ  $\Psi_k$  фазних зон фазної обмотки  $A$  в 18 кутових позиціях, Вб

$k$	1	2	3	4	5	6
$\Psi_k$	0,4858	0,4555	0,3708	0,2418	0,0840	-0,0840
$k$	7	8	9	10	11	12
$\Psi_k$	-0,2418	-0,3707	-0,4554	-0,4858	-0,4512	-0,3644
$k$	13	14	15	16	17	18
$\Psi_k$	-0,2366	-0,0819	0,0819	0,2366	0,3644	0,4512

Кутової функції  $\Psi_k(\alpha_k)$  на двох полюсних кроках, тобто на її періоді (табл. 6), в принципі достатньо для уявлення про її сутність, але для першої спроби аналогічні дії було виконано ще на двох полюсних кроках і результат повністю повторився. Отримана дискретна функція  $\Psi$  продемонстрована на рис. 4.

Кутова дискретна функція МПЗ  $\Psi_k(\alpha_k)$  фазних зон за табл. 6 перетворюється в аналогічну функцію для фазної обмотки  $A$  цілком на її періоді:

$$\Psi_{s,k} = \Psi_k(\alpha_k) - \Psi_{k+K/2}(\alpha_k + \tau_p); \quad k = 1, 2, 3, \dots, K. \quad (7)$$

Тут враховується, що вітки обмотки утворюються провідниками у фазних зонах з різними напрямками струмів, розташованих через полюсний крок  $\tau_p$ . Окрім того, отримуються усереднення значень МПЗ фазних зон, розташованих через два полюсні кроки, завдяки чому замість функції  $\Psi$  за рис. 4 на двох періодах отримується усереднена функція МПЗ  $\Psi_s$  на одному періоді у межах двох полюсних кроків. Ця функція проілюстрована на тому ж рис. 4.

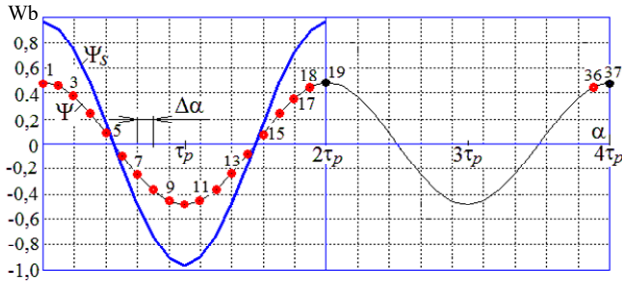


Рис. 4. Кутова функція МПЗ фазних зон половини фазної обмотки –  $\Psi$  і фазної обмотки повністю –  $\Psi_s$

Вийшло, що кутова функція МПЗ близька до косинусоїди, як і часові функції фазних струмів (4), але від кутової функції розподілу струмів по пазах (рис. 2) принципово відрізняється. Проте в теорії ТАД на основі ступінчастої функції струмів статора  $i_s(\alpha)$  прийнято формувати аналогічні функції розподілу магнітотривної сили (МРС) у проміжку, далі – магнітної індукції і магнітних потоків. І все це покладено в основу гармонічного аналізу магнітних і електричних величин, в тому числі – ЕРС в фазних обмотках статора.

Але неадекватність цього підходу показана в [27] на прикладі трифазної обмотки статора турбогенератора. Це підтверджує практично гармонічна функція МПЗ (рис. 4), від якої до аналогічної, але часової, функції ЕРС залишився лише один крок.

Функція  $\Psi_s$  (7) є періодичною, тому підлягає розкладанню в гармонічний ряд Фур'є на її періоді у два полюсні кроки (див. рис. 4), на яких розраховано МПЗ у  $K$  точках (їхня конкретна кількість у даному ТАД дорівнює 18, а точка 19 вже входить до наступного періоду і повторює точку 1).

Розкладання починається з визначення синусних та косинусних амплітуд гармонічних складових:

$$s_v = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K \Psi_k \sin(v\alpha_k); \quad c_v = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K \Psi_k \cos(v\alpha_k), \quad (8)$$

де  $v$  – номер поточної гармоніки;  $k$  – номер кутової позиції на рис. 3 і 4;  $\alpha_k$  – її кутова координата.

Відомо з математичних основ, що допускається максимальна кількість гармонік  $N_g = K/2$ .

Зважаючи на те, що для струмів обмотки статора прийнято косинусні функції (4), то і для МПЗ за коефіцієнтами (8) теж визначається гармонічний ряд косинусних функцій:

$$\Psi = \sum_{v=1,3,5\dots}^{N_g} \Psi_{mv} \cos(v\alpha + \gamma_{\Psi v}), \quad (9)$$

де до цього ряду для кожної гармоніки входять такі амплітуда і аргумент (початкова фаза):

$$\Psi_{mv} = \sqrt{s_v^2 + c_v^2}; \quad \gamma_{\Psi v} = -\arctg \frac{s_v}{c_v}. \quad (10)$$

Кутова функція (9) перетворюється на часову функцію за співвідношенням  $\alpha = \Omega_s t$ , де  $\Omega_s = \omega/p$  – кутова швидкість обертового магнітного поля ТАД. У підсумку для МПЗ виходить гармонічна часова функція, яка відповідає нерухомій фазній обмотці  $A-A'$ :

$$\Psi = \sum_{v=1,3,5\dots}^{N_g} \Psi_{mv} \cos(v\omega t + \gamma_{\Psi v}). \quad (11)$$

Зазначимо, що в (9) величини  $v\alpha$  та  $\gamma_{\Psi v}$  вимірюються в кутових радіанах або градусах, а в (11) величини  $v\omega t$  та  $\gamma_{\Psi v}$  вимірюються в електричних радіанах або градусах, зважаючи на відомий перехід геометричних кутів  $\alpha$  у електричні  $\alpha_{el}$ , тобто  $\alpha_{el} = p\alpha$ .

Від функції МПЗ (11) на підставі закону електромагнітної індукції за загальним виразом  $e = -d\Psi/dt$  робиться перехід до гармонічної часової функції ЕРС фазної обмотки статора:

$$e_s = \sum_{v=1,3,5\dots}^{N_g} v\omega \Psi_{mv} \cos(v\omega t + \gamma_{\Psi v} - \pi/2). \quad (12)$$

В цій формулі виділяються амплітуда ЕРС  $v$ -тої гармоніки

$$E_{mv} = v\omega \Psi_{mv} \quad (13)$$

та відповідна її початкова фаза

$$\gamma_{ev} = \gamma_{\Psi v} - \pi/2. \quad (14)$$

Також за відомим співвідношенням для синусоїдної функції через амплітуду отримується діюче значення ЕРС  $v$ -тої гармоніки, а саме:

$$E_{sv} = \sqrt{2} \pi f_s v \Psi_{mv}, \quad (15)$$

де враховано, що кутова частота  $\omega = 2\pi f_s$ ;  $f_s$  – частота електромагнітних величин в ТАД.

Кутові функції (6) і (7) відповідно табл. 6 і рис. 4 мають півперіодичну асиметрію:

$$\Psi_{s,k}(\alpha_k) = -\Psi_{s,k}(\alpha_k + \tau_p); \quad k = 1, 2, 3, \dots, K, \quad (16)$$

тому гармонічні ряди (9), (11) і (12) містять тільки непарні гармоніки.

За наданою методикою у вигляді формул (5)–(15) зроблена на скрипті Lua відповідна програмна реалізація формування та розкладання періодичної функції МПЗ в гармонічний ряд Фур'є і отримання аналогічної функції ЕРС.

**Визначення намагнічувального струму обмотки статора.** Як зазначено, розрахунки магнітного поля виконуються в режимі ІНХ за умови насичення магнітопроводу, еквівалентного номінальному режиму. Для цього в структуру розрахунків після проектування ТАД уведений пошук відповідного струму. Це відбувається ітераційним шляхом за умови виходу на номінальну напругу обмотки статора  $U_{sN}$ .

Як початкове значення струму для першої ітерації береться проектне значення намагнічувальної складової струму обмотки статора  $I_{s0}$ , що дорівнює 5,65 А.

Після розрахунку магнітного поля за наведеною методикою визначаються часова функція МПЗ (11) і далі ЕРС (12), для яких виділяються і використовуються перша гармоніка, а саме, для ЕРС – її діюче значення  $E_{s1}$  (15) і початкова фаза  $\gamma_{e1}$  (14).

Цього достатньо, щоб в символічному вигляді відповідно рівнянню рівноваги напруг в контурі фазної обмотки статора визначити комплекс фазної напруги

$$\underline{U}_s = -\underline{E}_{s1} + \underline{U}_{Rs} + \underline{U}_{sdif} + \underline{U}_{safh}, \quad (17)$$

де застосовано комплекси: ЕРС  $\underline{E}_{s1} = E_1 e^{j\gamma_{e1}}$ ; падіння напруги на активному опорі обмотки статора  $\underline{U}_{Rs} = R_s I_{so}$  та на індуктивних опорах її диференціального  $\underline{U}_{sdif} = jX_{sd} I_{so}$  і лобового  $\underline{U}_{safh} = jX_{safh} I_{so}$  розсіювання (індуктивний опір пазового розсіювання вже враховуються в ЕРС  $\underline{E}_{s1}$  завдяки визначенню повного МПЗ обмотки статора (5) у межах її активної частини на довжині осердь ТАД); комплекс струму обмотки статора має вигляд  $I_{so} = I_{so}$  через те, що для нього прийнята нульова початкова фаза.

Після визначення напруги на поточній ітерації на наступній намагнічувальний струм коригується за лінійною інтерполяцією, і все повторюється до зведення відхилення напруги  $dU_s$  від її номіналу до допустимого рівня. Проходження ітераційного процесу ілюструється в табл. 7, де  $n_i$  – номер ітерації.

Таблиця 7  
Зміни намагнічувального струму в ітераційному процесі виведення напруги на номінальне значення

$n_i$	$I_{so}, A$	$U_s, B$	$dU_s, B$
0	5,65	240,9	20,86
1	5,16	224	4,01
2	5,05	221,2	1,25
3	4,99	219,9	-0,06
4	4,99	220	0

В даному прикладі є наочним, що при проектному значенні намагнічувального струму напруга доволі сильно відхиляється від номіналу, що є наслідком застосування в проекті магнітного розрахунку на основі теорії магнітних кіл. Але ітераційний процес показав, що для роботи з номінальною напругою, а значить при відповідному насиченні магнітопроводу ТАД, намагнічувальний струм повинен дорівнювати 4,99 А. Саме це значення  $I_{so}$  використовується для подальших розрахунків тестового ТАД в режимі ІНХ і визначення його ДРОР.

В результаті подальших розрахунків і гармонічного аналізу кутових функцій МПЗ та ЕРС на періоді отримуються такі розрахункові дані: амплітуда і початкова фаза першої гармоніки МПЗ  $\Psi_{m1} = 0,9640$  Вб;  $\gamma_{\Psi1} = 0$ ; діюче значення та початкова фаза цієї ж гармоніки ЕРС  $E_{s1} = 214,1$  В;  $\gamma_{e1} = -90^\circ$ .

Гармонічний склад цих величин у відносних одиницях (в.о.) надано в табл. 8 (за базу прийнято значення їхніх перших гармонік), а дозволена кількість гармонік  $N_g$  склала 9.

Таблиця 8  
Гармонічний склад МПЗ і ЕРС

$v$	–	1	3	5	7	9
$\Psi_{mv}$	в.о.	1,000	0,0047	0,0017	0,0010	0,0009
$E_{mv}$	в.о.	1,000	0,0141	0,0087	0,0070	0,0078
$E_{sv}$	В	214,1	3,02	1,87	1,51	1,68

У цілому, гармонічний склад оцінюється коефіцієнтом викривлення (на прикладі ЕРС)

$$d_{distE} = \sqrt{\sum_{v=1}^{N_g} E_{mv}^2} / E_{m1}, \quad (18)$$

який для функцій МПЗ і ЕРС отримав відповідні значення:  $d_{dist\Psi} = 1,0000$ ;  $d_{distE} = 1,0002$ .

З урахуванням усього визначеного гармонічного складу знаходяться еквівалентне діюче значення фазної ЕРС обмотки статора

$$E_s = \sqrt{\sum_{v=1,3,5,\dots}^{N_g} E_{sv}^2}, \quad (19)$$

а також диференціальна ЕРС, яка складається тільки з вищих гармонік,

$$E_{sdif} = \sqrt{\sum_{v=3,5,\dots}^{N_g} E_{sv}^2}. \quad (20)$$

Остання ЕРС дозволяє визначити шуканий диференціальний індуктивний опір фазної обмотки статора:

$$X_{sdif} = \frac{E_{sdif}}{I_{so}}. \quad (21)$$

Розрахунки за формулами (19)–(21) дали результати:  $E_s = 214,2$  В;  $E_{sdif} = 4,21$  В;  $X_{sdif} = 0,84$  Ом.

Якщо порівняти отриманий диференціальний індуктивний опір  $X_{sdif} = 0,84$  Ом з його проектним значенням  $X_{sd} = 0,893$  з табл. 5, то можна подумати про близькість двох варіантів розрахунку.

Але це доти, доки аналогічні розрахунки ще не виконано для усіх запланованих варіантів ТАД (табл. 1): усі отримані результати наведено в табл. 9, де для різних варіантів відповідно до їхніх даних кількість доступних гармонік  $N_g$  складала 9 або 11.

Таблиця 9  
Диференціальні параметри ТАД, отримані одноразовим чисельно-польовими розрахунком магнітного поля

$P_N$	$p$	$I_{so}$	$\Psi_{m1}$	$E_{s1}$	$E_s$	$E_{sdif}$	$X_{sdif}$
кВт	–	А	Вб	В	В	В	Ом
4	1	2,56	0,9747	216,5	216,5	1,99	0,78
	2	3,84	0,9700	215,5	215,7	10,16	2,65
	3	6,34	0,9691	215,3	215,8	14,54	2,29
7,5	1	4,39	0,9749	216,6	216,6	1,99	0,45
	2	4,99	0,9640	214,1	214,2	4,21	0,84
	3	7,99	0,9694	215,3	215,6	10,01	1,25
11	1	5,95	0,9723	216,0	216,0	2,05	0,34
	2	7,17	0,9655	214,5	214,5	4,25	0,59
	3	9,06	0,9658	214,6	214,6	6,33	0,70

До даних табл. 9 відмітимо, що коефіцієнти викривлення знаходяться у межах:  $d_{dist\Psi} = 1,0000$ – $1,0002$ ;  $d_{distE} = 1,0000$ – $1,0023$ , тобто відповідні кутові функції МПЗ і ЕРС, як на рис. 4, є близькими до їхніх перших гармонік. Про це ж свідчить і близькість значень  $E_{s1}$  та  $E_s$ .

Що ж стосується головної величини, яка тут розглядається, тобто диференціальний реактивний опір розсіювання, то його значення  $X_{sd}$  та  $X_{sdif}$ , отримані різними методами в табл. 5 і табл. 9, можуть бути як близькими, так і суттєво розходитись.

Це свідчить про відсутність суворої детермінованості емпіричної формули (1) і низки коефіцієнтів, які входять до неї.

У той же час чисельно-польовий метод не має таких вад, тому що має менше вагомих умовностей і припущень. Але у розглянутому вигляді у ньому є також і серйозний недолік, а саме – невелика кількість гармонік, що пов'язана з обмеженою кількістю розрахункових позицій (див. рис. 3) через наявну кількість пазів статора на двох полюсних кроках, тобто на періоді функцій МПЗ і ЕРС.

Щоб розв'язати виявлену проблему, потрібно залучити більш точний метод розрахунку. І таким методом знову прийнятий чисельно-польовий, але такий, який дозволяє залучити до розрахунків бажану кількість розрахункових позицій  $i$ , відповідно, кількість гармонік.

**Тривалий метод формування часових функцій** МПЗ і ЕРС є доречним на прикінцевому етапі чисельно-польових досліджень ДРОР.

У даному разі розглядається безпосередньо часова функція МПЗ обмотки статора без його попередньої кутової функції.

Для отримання часової функції МПЗ проводяться по чергово багатопозиційні розрахунки магнітного поля, що показано в [25, 27], для часового ряду з кроком  $\Delta t$ :

$$t_k = \Delta t (k-1); \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad (22)$$

де  $K$  – кількість позицій, що дозволяє сформувати часову функцію на заданому часовому інтервалі.

Підставляючи ці значення  $t_k$  в (4), отримуємо відповідні зміни фазних струмів статора  $i_s$  та їхню хвилю, що переміщується на кутові кроки  $\Delta\alpha = \Omega_s \Delta t$ , де  $\Omega_s = 2\pi f_s / p$  – вже згадана кутова швидкість обертового магнітного поля.

Розрахунок струмів статора (4) в задані миті часу (22), а також обчислення і збір значень МПЗ (5) робилися при роботі програми FEMM автоматично з використанням вже згаданої програми на мові Lua.

У даному разі магнітне поле обертається, а фазні зони для збору значень МПЗ нерухомі, що частково подається на рис. 5.

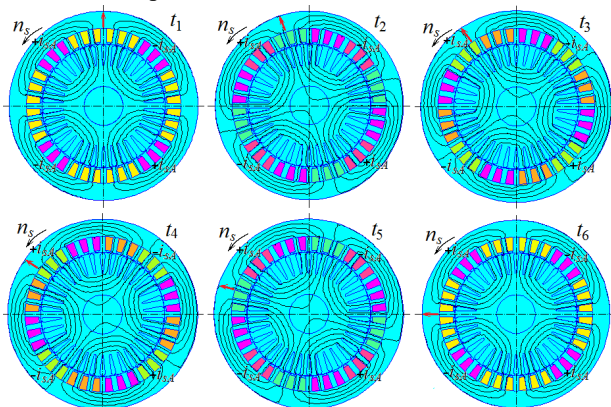


Рис. 5. Картини обертового магнітного поля обмотки статора в фіксовані моменти часу:

$$t_1=0; \quad t_2=0,1T; \quad t_3=0,2T; \quad t_4=0,3T; \quad t_5=0,4T; \quad t_6=0,5T$$

Як і раніше, виділення фазних зон робилося для фазної обмотки  $A$  (див. рис. 1), але в такій черзі, що пояснює рис. 6.

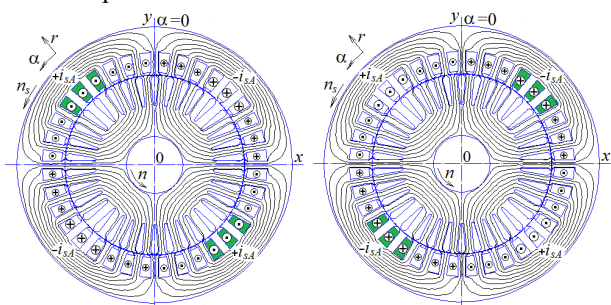


Рис. 6. Виділення фазних зон обмотки статора для отримання МПЗ фазної обмотки статора

Спочатку виділяються фазні зони з умовним позитивним напрямком струму  $+i_{sA}$  і отримується їхнє МПЗ  $\Psi_{is+}$ , потім виділяються фазні зони з умовним негативним напрямком струму  $-i_{sA}$  і отримується їхнє МПЗ  $\Psi_{is-}$ .

У підсумку виходить часова дискретна функція МПЗ фазної обмотки статора ТАД у конкретні миті часу зі зміною їхнього номера  $k$ :

$$\Psi_{s,k} = \Psi_{is+,k} - \Psi_{is-,k}; \quad t_k; \quad k = 1, 2, 3, \dots, K. \quad (23)$$

Далі все відбувається як і у попередньому методі розрахунку, тобто за формулами (10)–(15), починаючи з гармонічного розкладання дискретної часової функції (23) замість аналогічної функції (9).

Визначено, що достатньо покроково (22) проходити один полюсний крок ТАД  $\tau_p$ , що буде відповідати половині періоду  $T$  часової функції МПЗ  $\Psi(t)$  та розрахунковій зоні (в градусах):

$$\alpha_z = 360^\circ / 2p, \quad (24)$$

а в тестовому чотириполюсному ТАД конкретно виходить  $\alpha_z = 90^\circ$ .

Для обґрунтування достатньої кількості розрахункових позицій  $K$  були виконані порівняльні розрахунки при різних значеннях  $K$ . Таким чином було визначено, що достатнім є значення  $K = 27$ , і тоді кутовий крок (в градусах):

$$\Delta\alpha = \alpha_z / K = 3,333^\circ. \quad (25)$$

Це забезпечує задовільну деталізацію часових функцій типу (23). При цьому час розрахунку для одного ТАД на комп'ютері достатньо високого рівня тривав близько 1 години.

Отримана часова функція фазної обмотки статора зображена на рис. 7: на першій половині періоду – це те, що отримано розрахунком, на другій половині дорисоване для наочності повного періоду за умови півперіодичної асиметрії типу (16). При вибраній кількості точок графік функції МПЗ виглядає достатньо гладким (на відміну від аналогічної функції за рис. 5), а кількість її гармонічних складових можна взяти до  $N_g = 27$ , що відповідає кількості точок на половині періоду.

Для аналізу функції МПЗ її було розкладено в гармонічний ряд, аналогічний (11), а потім відбувся перехід до гармонічного ряду ЕРС (12). Значення амплітуд гармонік ЕРС у в.о. та їхні відповідні діючі значення в абсолютному вимірі надані в табл. 10, але тільки до 19-й гармоніки з 27-мі можливих, тому що вищі гармоніки далі були зневажливо малими.

Розрахунки за формулами (19)–(21) дали результати:  $E_s = 215,4$  В;  $E_{sdif} = 4,59$  В;  $X_{sdif} = 0,92$  Ом.

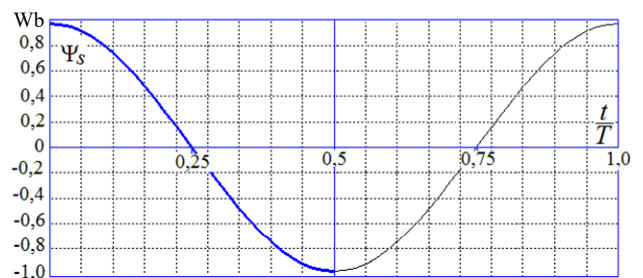


Рис. 7. Часова функція МПЗ фазної обмотки статора ТАД



Таблиця 10

Гармонічний склад ЕРС обмотки статора

v	–	1	3	5	7	9
$E_{mv}$	в.о.	1,000	0,0144	0,0155	0,0020	0,0011
$E_{sv}$	В	215,3	3,10	3,33	0,43	0,25
v	–	11	13	15	17	19
$E_{mv}$	в.о.	–	0,0012	0,0006	0,0000	0,0005
$E_{sv}$	В	0,04	0,26	0,14	0,09	0,11

Ці результати знов таки знаходяться на достатньо близькому рівні до того, що отримано іншими методами розрахунку ( $X_{sdif} = 0,84$  Ом і  $X_{sd} = 0,893$  Ом), хоча і відрізняються від них, причому виникла розбіжність  $X_{sdif}$  на 9,5 %.

Але така ж близькість результатів за порівнювальними методами розрахунків не витримується для інших варіантів ТАД, для яких результати зведено до табл. 11.

Таблиця 11

Диференціальні параметри різних ТАД, отримані багаторазовими чисельно-польовими розрахунком обертового магнітного поля

$P_N$	p	$I_{so}$	$\Psi_{m1}$	$E_{s1}$	$E_s$	$E_{dif}$	$X_{sdifm}$
кВт	–	А	Вб	В	В	В	Ом
4	1	2,56	0,9818	218,1	218,2	5,51	2,15
	2	3,84	0,9815	218,0	218,2	7,93	2,07
	3	6,34	0,9696	215,4	215,9	14,67	2,31
7,5	1	4,39	0,9819	218,1	218,2	5,53	1,26
	2	4,99	0,9692	215,3	215,4	4,59	0,92
	3	7,99	0,9717	215,9	216,1	10,17	1,27
11	1	5,95	0,9791	217,5	217,6	5,28	0,89
	2	7,17	0,9712	215,7	215,8	4,71	0,66
	3	9,06	0,9703	215,5	215,6	6,46	0,71

Тепер можна порівняти основні результати розрахунків для усіх варіантів ТАД, отримані трьома різними методами, що зроблено за значеннями диференціального індуктивного опору обмотки статора ТАД шляхом збору їхніх значень з табл. 5, 8 і 11 до табл. 12.

У цій таблиці позначено: М1 – проектні дані за стандартною методикою; М2 – дані з використанням одноразового чисельно-польового розрахунку на основі кутової функції МПЗ; М3 – дані з використанням багатопозиційних чисельно-польових розрахунків на основі часової функції МПЗ.

Таблиця 12

Порівняння диференціальних опорів ТАД, отриманих різними методами розрахунку

Метод розрахунку		М1	М2	М3
$P_N$	p	$I_{so}$	$X_{sd}$	$X_{sdif}$
кВт	–	А	Ом	Ом
4	1	2,56	0,654	0,78
	2	3,84	0,871	2,65
	3	6,34	0,437	2,29
7,5	1	4,39	0,441	0,45
	2	4,99	0,893	0,84
	3	7,99	0,390	1,25
11	1	5,95	0,383	0,34
	2	7,17	0,626	0,59
	3	9,06	0,410	0,70

Нагадаємо, що для метода М2 використовувалися лише 9 або 11 розрахункових точок і така ж кількість гармонік, для метода М3 – 27 точок, але навіть можна було обмежитися і меншою їхньою кількістю.

Розбіжність значень  $X_{sd}$  і  $X_{sdif}$  за методами М1 та М3 є вражаючою і непомірно великою в переважній частині ТАД, що вказує на обмеженість класичного

метода розрахунку диференціального опору обмотки статора ТАД. Це ж стосується і метода розрахунку М2 в двополосних варіантах ТАД.

Доволі близьку кореляцію результатів класичного і чисельно-польового розрахунків для базового варіанта ТАД можна пояснити тим, що в методиці [1] рекомендовані для формули (1) коефіцієнти були пристосовані саме для цього варіанта, але, на жаль, вони не стали універсальними для інших варіантів ТАД і досі уводять у оману їхніх проєктантів.

По завершенні досліджень диференціальних параметрів ТАД при насиченні його магнітної системи відповідно номінальному режиму роботи, були зроблені розрахункові оцінки впливу насичення на ці параметри на прикладі базового варіанта ТАД.

В першу чергу розглянуто приклад ТАД з повністю ненасиченою магнітною системою. Для цього в режимі ІНХ струм  $I_{so}$  задано рівним 1 А, і виконано багатопозиційні чисельно-польові розрахунки на основі часової функції МПЗ (23). Результати розрахунків надано у відповідному рядку табл. 13.

Таблиця 13

Оцінка впливу насичення магнітної системи ТАД на диференціальний опір обмотки статора

$I_{so}$	$B_{r,ts}$	$B_{r,tr}$	$\mu_{r,ts}$	$\mu_{r,tr}$	$E_s$	$E_{dif}$	$X_{sdifm}$
А	Тл	Тл	в.о.	в.о.	В	В	Ом
1	0,44	0,38	2500	2490	48	0,04	0,04
5	1,84	1,61	787	1265	208	4,38	0,88
5,5	1,89	1,70	530	1010	224	7,05	1,28
6	1,96	1,78	414	835	238	10,1	1,68
10	2,21	2,06	132	265	302	36,7	3,67
15	2,30	2,20	64	238	339	59,7	3,98
50	2,36	2,28	29	77	369	83,5	3,34

Для оцінки рівня насичення магнітної системи в таблиці надаються отримані усереднені значення для ділянок магнітопроводу:  $B_{r,ts}$ ,  $B_{r,tr}$  – магнітна індукція в зубцях статора і ротора;  $\mu_{r,ts}$ ,  $\mu_{r,tr}$  – відносні магнітні проникності в них же (в спинках осердь статора і ротора значення аналогічних величин склали  $\mu_{r,ys} = 5200$ ;  $\mu_{r,yr} = 4920$ ).

Найвне дуже слабке насичення (або його відсутність) підтверджує і значення фазної ЕРС  $E_s$ , яка вийшла набагато меншою, чим номінальна напруга ТАД. У підсумку диференціальна ЕРС  $E_{dif}$  і відповідно ДРОП обмотки статора  $X_{sdifm}$  порівняно з режимом номінального насичення (див. табл. 12) майже не проявилися.

Дослідження продовжені при рівнях насичення магнітопроводу від номінального до такого, яке може бути при пуску ТАД. Але у даному випадку треба було зважити на те, що при підвищених ковзаннях ТАД від критичного до 1 одночасно зростають струми статора і ротора, а напруга залишається незмінною. Тому при підвищенні струмів падіння напруг на активних і реактивних опорах обмоток збільшуються, а на ЕРС доводиться зменшена частка. Пропорційно ЕРС зменшується основний магнітний потік і відповідно значення магнітної індукції в магнітопроводі.

Розподіл магнітного поля в магнітопроводі в такому випадку і рівень його насичення вимагає ретельного аналізу, який важко провести докладно у межах даної статті, і це може бути виконано і опубліковано окремо.

Щоб попередньо оцінити, наскільки такий аналіз дасть вагомі результати і має сенс його виконання,

при розрахунку магнітного поля обмотки статора для визначення ДРОР прийнято деякі умовності.

А саме, що насичення спинок осердь статора і ротора теж зберігає свій рівень, як і в номінальному режимі. Насправді, зважаючи на висловлені зауваження, насичення буде значно меншим, але це не є принциповим, тому що і при повністю ненасиченому магнітопроводі ДРОР не дуже сильно відрізняється від результатів при номінальному насиченні. А ось зубці цих осердь насичуються дуже сильно через значне збільшення магнітних полів пазового і диференціального розсіювання, як це пояснюється в [2].

Ці припущення дали основу для організації штучного режиму розрахунку ДРОР при сильному насиченні зубцевої частки магнітної системи ТАД.

Конкретно, для оціночних розрахунків ДРОР при підвищених ковзаннях прийнято в спинках осердь статора і ротора відносні магнітні проникності  $\mu_{r,ys} = 1256$ ;  $\mu_{r,yr} = 3666$  і при розрахунку магнітного поля вони не змінювалися. У той же час магнітні проникності в зубцях осердь визначалися програмою FEMM як це прийнято в процесі таких розрахунків.

Результати розрахунків зазначених варіантів магнітопроводу ТАД зведено до табл. 13 при вказаних значеннях струму  $I_{so}$  від 5 до 50 А.

Дані щодо диференціальних параметрів при значенні 5 А в принципі відповідають даним табл. 11 при стандартній роботі програми FEMM в режимі ІНХ ТАД при струмі 4,99 А.

Рівень подальшого зростання насичення відображають наведені усереднені значення магнітної індукції і відносної магнітної проникності в зубцях осердь статора і ротора. При цьому диференціальні параметри ТАД (ЕРС і ДРОР) суттєво зростають, що пов'язано з перерозподілом магнітного поля в проміжку між осердями статора і ротора при збільшенні насичення їхніх зубців. І через це суттєво зростають вищі гармонічні складові МПЗ і ЕРС обмотки статора.

Видно за табл. 13, що при збільшенні струму в обмотці статора темп зростання ДРОР уповільнюється порівняно зі зростанням струму, і навіть у разі перенасичення зубців цей опір сягає максимуму і навіть починає зменшуватися.

#### Висновки.

1. В системі проектування і теоретичного дослідження ТАД значне місце відведене реактивним опорам розсіювання їхніх обмоток. Вони визначаються на основі теорії магнітних кіл, яка в умовах складних зубцевопазових структур не гарантує бажаної точності розрахунків. Особливо це стосується диференціального реактивного опору розсіювання обмотки статора, визначення якого потребує детального розрахунку магнітного поля в проміжку між осердями статора і ротора, і гармонічного аналізу наведених ним ЕРС цієї обмотки.

2. Показано, що в чинних класичних методиках проектування ДРОР визначаються за спрощеною формулою з додаванням низки коефіцієнтів, табличних і графічних залежностей. У підсумку не тільки втрачається фізико-математичний сенс ДРОР, але навіть точність його розрахунку оцінити важко. Тому актуальною є перевірка результатів розрахунку класичними методиками, і у сучасних умовах це можна зроби-

ти на основі чисельних методів розрахунку магнітних полів наявними програмними комплексами і супутнього гармонічного аналізу.

3. Відсутність таких досліджень пояснюється їхньою комплексністю і значною трудомісткістю, що практично неможливо здійснити в «ручному» режимі. Тому для подолання проблем розрахунків створений автоматизований програмний комплекс у вигляді єдиного скрипту Lua, який забезпечує фізично прозорий шлях до ДРОР, що пролягає через проектування ТАД, побудову його фізико-геометричної моделі в програмному середовищі FEMM, керування розрахунками магнітного поля, визначення часових функцій МПЗ і ЕРС та їхній гармонічний аналіз.

4. Порівняння результатів класичного і чисельно-польового розрахунків ДРОР за програмою FEMM показало їхню велику розбіжність, що віднесено до зазначених умовностей і припущень першого. А ось другий варіант позбавлений недоліків першого завдяки тому, що він враховує розміри конструкцій ТАД, насичення магнітопроводу і фізико-математичну сутність параметрів і величин, що розглядаються. Для виключення випадковості оцінки розрахунковий аналіз виконано для дев'яти поширених варіантів ТАД, спроектованих за єдиною класичною методикою з варіюванням їхньої потужності та кількості полюсів.

5. Виявлено, що ДРОР обмотки статора ТАД суттєво залежить від рівня насичення його магнітної системи, зростаючи при підвищенні насичення зубцевої зони. Якщо ж взяти повністю ненасичену систему, то в обмотці статора залишається практично тільки перша гармоніка ЕРС, а диференціальне розсіювання стає несуттєвим. Класична методика на цьому не концентрує увагу і надає універсальну формулу для розрахунку ДРОР.

6. Виконані дослідження показали, що чисельно-польові розрахунки диференціальних параметрів обмотки статора ТАД є універсальними, тому вони можуть бути запропоновані для аналогічних розрахунків як для статора, так і ротора різних електричних машин змінного струму. Причому, зважаючи на здійснену програмну реалізацію на базі програми FEMM і скрипту Lua, такі розрахунки можна вбудовувати в автоматизовані методики проектування зазначених машин.

**Конфлікт інтересів.** Автор заявляє про відсутність конфлікту інтересів.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Гольдберг О.Д., Гурин Я.С., Свириденко И.С. *Проектирование электрических машин*. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 2001. 430 с.
2. Копылов И.П., Горяинов Ф.А., Клоков Б.К. и др. *Проектирование электрических машин*. М.: Юрайт, 2011. 767 с.
3. Udomsuk S., Areerak K., Areerak T., Areerak K. Online Estimation of Three-Phase Induction Motor Parameters Using an Extended Kalman Filter for Energy Saving. *Energies*, 2024, vol. 17, no. 9, art. no. 2115, pp. 1-17. doi: <https://doi.org/10.3390/en17092115>.
4. Aib A., Khodja D.E., Chakroune S., Rahali H. Fuzzy current analysis-based fault diagnostic of induction motor using hardware co-simulation with field programmable gate array. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 3-9. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.01>.
5. Abu Ibaïd O.Z.I., Belhamdi S., Abid M., Chakroune S., Mouassa S., Al-Sagar Z.S. Wavelet packet analysis for rotor bar

- breakage in an inverter induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.01>.
6. Sakhara S., Brahimi M., Nacib L., Layadi T.M. Application of a wavelet neural network approach to detect stator winding short circuits in asynchronous machines. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 21-27. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.03>.
  7. Попович О.М., Головань І.В. Моделювання асинхронних машин у складі електромеханічних систем з урахуванням втрат у сталі статора. *Технічна електродинаміка*, 2024, № 5, с. 24-29. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.024>.
  8. Tumbek M., Oner Y., Kesler S. Optimal design of induction motor with multi-parameter by FEM method. *2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, 2015, pp. 1053-1056. doi: <https://doi.org/10.1109/ELECO.2015.7394483>.
  9. Popovych O.M., Golovan I.V. Complex design tools for improvement of electromechanical systems with induction motors. *Технічна електродинаміка*, 2022, № 2, с. 52-59. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.052>.
  10. Пересада С.М., Ніконенко Є.О., Ковбаса С.М., Кузнецов О. Спостерігач потокозщеплення, адаптивний до змін активного опору ротора асинхронних двигунів. *Технічна електродинаміка*, 2022, № 5, с. 45-51. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.045>.
  11. Milykh V.I. Numerical-field analysis of active and reactive winding parameters and mechanical characteristics of a squirrel-cage induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 3-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.01>.
  12. Міліх В.І. Чисельно-польовий аналіз магнітної провідності пазового розсіяння обмотки статора асинхронних двигунів. *Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика*, 2023, № 2 (10), с. 13-19. doi: <https://doi.org/10.20998/2079-3944.2023.2.03>.
  13. Diarra M.N., Li Y., Zhao X. Induction Motors Parameters Identification by Starting Process Using Quantum Particle Swarm Optimization-Trust Region Algorithm (QPSO-TRA). *2023 International Conference on Applied Intelligence and Sustainable Computing (ICAISC)*, 2023, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICAISC58445.2023.10200090>.
  14. Rajput S., Bender E., Averbukh M. Simplified algorithm for assessment equivalent circuit parameters of induction motors. *IET Electric Power Applications*, 2020, vol. 14, no. 3, pp. 426-432. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2019.0822>.
  15. Lee K., Frank S., Sen P.K., Polese L.G., Alahmad M., Waters C. Estimation of induction motor equivalent circuit parameters from nameplate data. *2012 North American Power Symposium (NAPS)*, 2012, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/NAPS.2012.6336384>.
  16. Gülbahçe M.O., Karaaslan M.E. Estimation of induction motor equivalent circuit parameters from manufacturer's datasheet by particle swarm optimization algorithm for variable frequency drives. *Electrica*, 2022, vol. 22, no. 1, pp. 16-26. doi: <https://doi.org/10.5152/electrica.2021.21122>.
  17. Mölsä E., Tiitinen L., Saarakkala S., Peretti L., Hinkkanen M. Standstill Self-Commissioning of an Induction Motor Drive. *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2020, pp. 3044-3050. doi: <https://doi.org/10.1109/ECCE44975.2020.9236035>.
  18. Chen H., Bi C. An effective method for determination and characteristic analysis of induction motor parameters. *IET Electric Power Applications*, 2022, vol. 16, no. 5, pp. 605-615. doi: <https://doi.org/10.1049/elp2.12180>.
  19. Caruso M., Tommaso A.O.D., Giangrasso L., Marignetti F., Miceli R., Rizzo R. Differential Leakage Factor in Electrical Machines Equipped with Asymmetrical Multiphase Windings: a General Investigation. *2019 Fourteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2019, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/EVER.2019.8813617>.
  20. Di Tommaso A.O., Genduso F., Miceli R., Ricco Galluzzo G. An Exact Method for the Determination of Differential Leakage Factors in Electrical Machines With Non-Symmetrical Windings. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2016, vol. 52, no. 9, pp. 1-9. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2016.2562602>.
  21. Guedes J.J., Castoldi M.F., Goedtel A., Agulhari C.M., Sanches D.S. Parameters estimation of three-phase induction motors using differential evolution. *Electric Power Systems Research*, 2018, vol. 154, pp. 204-212. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.08.033>.
  22. Слобожанський електромеханічний завод «СЛЕМЗ». Режим доступу: <https://slemz.com.ua> (Дата звертання: 26.08.2024).
  23. ТОВ «Дніпроресурс». Режим доступу: <https://elmo.ua/uk> (Дата звертання: 26.08.2024).
  24. Finite Element Method Magnetics: Download – Stable Distribution (21Apr2019) – 64-bit Executable. Режим доступу: <https://www.femm.info/wiki/Download> (Дата звертання: 22.07.2024).
  25. Міліх В.І. Чисельно-польовий аналіз часових функцій і гармонічного складу ЕДС в обмотках трифазного асинхронного двигателя. *Технічна електродинаміка*, 2018, № 3, с. 56-65. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.03.056>.
  26. Міліх В.І. Система автоматизованого формування розрахункових моделей електричних машин для програмного середовища FEMM. *Технічна електродинаміка*, 2018, № 4, с. 74-78. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.074>.
  27. Міліх В.І., Полякова Н.В. Гармонічний аналіз електромагнітних величин трифазної обмотки статора турбогенератора на основі класических і чисельно-польових методів. *Технічна електродинаміка*, 2013, № 3, с. 40-49.

#### REFERENCES

1. Goldberg O.D., Gurin Ya.S., Sviridenko I.S. *Design of electrical machines. 2nd ed., revised and additional*. Moscow, Higher School Publ., 2001. 430 p. (Rus).
2. Kopylov I.P., Goryainov F.A., Klokov B.K. *Electrical machines designing*. Moscow, Yurait Publ., 2011. 767 p. (Rus).
3. Udomsuk S., Areerak K., Areerak T., Areerak K. Online Estimation of Three-Phase Induction Motor Parameters Using an Extended Kalman Filter for Energy Saving. *Energies*, 2024, vol. 17, no. 9, art. no. 2115, pp. 1-17. doi: <https://doi.org/10.3390/en17092115>.
4. Aib A., Khodja D.E., Chakroune S., Rahali H. Fuzzy current analysis-based fault diagnostic of induction motor using hardware co-simulation with field programmable gate array. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 3-9. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.01>.
5. Abu Ibaïd O.Z.I., Belhamdi S., Abid M., Chakroune S., Mouassa S., Al-Sagar Z.S. Wavelet packet analysis for rotor bar breakage in an inverter induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.01>.
6. Sakhara S., Brahimi M., Nacib L., Layadi T.M. Application of a wavelet neural network approach to detect stator winding short circuits in asynchronous machines. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 21-27. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.03>.
7. Popovych O.M., Golovan I.V. Modeling of induction motors in electromechanical systems considering stator iron losses. *Technical Electrodynamics*, 2024, no. 5, pp. 24-29. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.024>.
8. Tumbek M., Oner Y., Kesler S. Optimal design of induction motor with multi-parameter by FEM method. *2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, 2015, pp. 1053-1056. doi: <https://doi.org/10.1109/ELECO.2015.7394483>.
9. Popovych O.M., Golovan I.V. Complex design tools for improvement of electromechanical systems with induction motors. *Technical Electrodynamics*, 2022, no. 2, pp. 52-59. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.052>.

10. Peresada S.M., Nikonenko Y.O., Kovbasa S.M., Kuznietsov O. Flux observer adaptive to induction motors active rotor resistance variations. *Technical Electrodynamics*, 2022, no. 5, pp. 45-51. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.045>.
11. Milykh V.I. Numerical-field analysis of active and reactive winding parameters and mechanical characteristics of a squirrel-cage induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 3-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.01>.
12. Milykh V. Numerical-field analysis of the magnetic conductivity of the slot dispersion of the stator winding of induction motors. *Bulletin of NTU «KhPI». Series: Problems of electrical machines and apparatus perfection. Theory and practice*, 2023, no. 2 (10), pp. 13-19. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.20998/2079-3944.2023.2.03>.
13. Diarra M.N., Li Y., Zhao X. Induction Motors Parameters Identification by Starting Process Using Quantum Particle Swarm Optimization-Trust Region Algorithm (QPSO-TRA). *2023 International Conference on Applied Intelligence and Sustainable Computing (ICAISC)*, 2023, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICAISC58445.2023.10200090>.
14. Rajput S., Bender E., Averbukh M. Simplified algorithm for assessment equivalent circuit parameters of induction motors. *IET Electric Power Applications*, 2020, vol. 14, no. 3, pp. 426-432. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2019.0822>.
15. Lee K., Frank S., Sen P.K., Polese L.G., Alahmad M., Waters C. Estimation of induction motor equivalent circuit parameters from nameplate data. *2012 North American Power Symposium (NAPS)*, 2012, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/NAPS.2012.6336384>.
16. Gülbahçe M.O., Karaaslan M.E. Estimation of induction motor equivalent circuit parameters from manufacturer's data-sheet by particle swarm optimization algorithm for variable frequency drives. *Electrica*, 2022, vol. 22, no. 1, pp. 16-26. doi: <https://doi.org/10.5152/electrica.2021.21122>.
17. Mölsä E., Tiitinen L., Saarakkala S., Peretti L., Hinkkanen M. Standstill Self-Commissioning of an Induction Motor Drive. *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2020, pp. 3044-3050. doi: <https://doi.org/10.1109/ECCE44975.2020.9236035>.
18. Chen H., Bi C. An effective method for determination and characteristic analysis of induction motor parameters. *IET Electric Power Applications*, 2022, vol. 16, no. 5, pp. 605-615. doi: <https://doi.org/10.1049/elp2.12180>.
19. Caruso M., Tommaso A.O.D., Giangrasso L., Marignetti F., Miceli R., Rizzo R. Differential Leakage Factor in Electrical Machines Equipped with Asymmetrical Multiphase Windings: a General Investigation. *2019 Fourteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2019, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/EVER.2019.8813617>.
20. Di Tommaso A.O., Genduso F., Miceli R., Ricco Galluzzo G. An Exact Method for the Determination of Differential Leakage Factors in Electrical Machines With Non-Symmetrical Windings. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2016, vol. 52, no. 9, pp. 1-9. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2016.2562602>.
21. Guedes J.J., Castoldi M.F., Goedtel A., Agulhari C.M., Sanches D.S. Parameters estimation of three-phase induction motors using differential evolution. *Electric Power Systems Research*, 2018, vol. 154, pp. 204-212. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.08.033>.
22. Slobozhansky Electromechanical Plant «SLEMZ». Available at: <https://slemz.com.ua> (Accessed: 26 August 2024).
23. DNEPRORESURS LLC. Available at: <https://elmo.ua/uk> (Accessed: 26 August 2024).
24. *Finite Element Method Magnetics: Download – Stable Distribution (21Apr2019) – 64-bit Executable*. Available at: <https://www.femm.info/wiki/Download> (Accessed: 22 July 2024).
25. Milykh V.I. Numerical-field analysis of temporal functions and harmonic composition of EMF in windings of a three-phase asyn-

- chronous motor. *Technical Electrodynamics*. 2018, no. 3, pp. 56-65. (Rus). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.03.056>.
26. Milykh V.I. The system of automated formation of electrical machines computational models for the FEMM software environment. *Technical Electrodynamics*. 2018, no. 4, pp. 74-78. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.074>.
27. Milykh V.I., Polyakova N.V. Harmonious analysis of electromagnetic sizes three-phase winding of stators of turbogenerator on basis classic and numeral field methods. *Technical Electrodynamics*, 2013, no. 3, pp. 40-49. (Rus).

Надійшла (Received) 02.09.2024  
 Прийнята (Accepted) 05.11.2024  
 Опублікована (Published) 02.03.2025

Мілюх Володимир Іванович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

<sup>1</sup> Національний технічний університет  
 «Харківський політехнічний інститут»,  
 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,  
 e-mail: mvikemkpi@gmail.com

V.I. Milykh<sup>1</sup>

<sup>1</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,  
 2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

### Numerical-field analysis of differential leakage reactance of stator winding in three-phase induction motors.

**Introduction.** The differential leakage reactance (DLR) of the stator winding of three-phase induction motors (TIM) is considered. It is known that DLR is the sum of the self-induction resistances of the winding from all harmonics of its magnetic field, excluding the first one, and its analytical definition is too complicated. But this reactance is a mandatory design element, including for calculating a number of other parameters and characteristics of such motors.

**Problem.** Because of this, in the current classical design methods, the DLR are determined by a simplified formula with the addition of a number of coefficients, tabular and graphical dependencies. As a result, not only the physical and mathematical meaning of DLR is lost, but even the accuracy of its calculation is difficult to assess.

**Goal.** The purpose of the paper consists in the comparative verification of the classical design calculation of the DLR of the TIM stator winding by numerical-field analysis of the harmonic composition of the EMF of self-inductions in this winding and by the determination of the considered DLR on such a basis. **Methodology.** Harmonic analysis is performed by obtaining the angular and time discrete functions of the magnetic flux linkage (MFL) of the stator winding with their formation in two ways: single-position calculation of the magnetic field and conditional rotation of the phase zones of the winding, or multi-position calculations of the rotating magnetic field and determination of the MFL of stationary phase zones. **Results.** Computational analysis is performed for nine common variants of TIM, designed according to a single classical method with variation of their power and the number of poles. **Originality.** A comparison of the results of the classical and numerical-field calculations of the DLR using the FEMM program showed their large discrepancy, which is attributed to the indicated inadequacy of the first one, since the second option is devoid of the shortcomings of the first one due to the fact that it takes into account the dimensions of the TIM structures, the saturation of the magnetic circuit and the physical and mathematical essence of the parameters and values under consideration. **Practical value.** The presented method of numerical-field analysis and the obtained results of calculating the DLR of the TIM stator winding are recommended as a basis for improving the system of their design. At the same time, a similar approach can be applied to the DLR of the TIM rotor winding, but taking into account its features. References 27, tables 13, figures 7.

**Key words** induction motor, three-phase stator winding, differential leakage reactance, classical design, numerical-field calculations, magnetic flux linkage, harmonic analysis.

#### How to cite this article:

Milykh V.I. Numerical-field analysis of differential leakage reactance of stator winding in three-phase induction motors. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 7-18. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.02>

I.I. Alnaib, A.N. Alsammak, K.K. Mohammed

## Brushless DC motor drive with optimal fractional-order sliding-mode control based on a genetic algorithm

**Introduction.** Brushless DC (BLDC) motor is a type of permanent magnet synchronous motor that operates without brushes employed in many applications owing to its efficiency and control in electric cars. One of the main reasons BLDC motors are better than brushed DC motors is that they employ an electronic commutation circuit instead of a mechanical one. The fractional order sliding mode controller (FOSMC) was used, which is characterized by high durability and is not affected by the disturbances that the motor is exposed to during operation, as well as overcoming the chattering phenomenon present in the conventional sliding mode controller (CSMC). **The novelty** of the proposed work consists of to use FOSMC by genetic algorithm (GA) to mitigate the chattering phenomena in sliding mode control (SMC) for optimal response for speed control and regeneration braking control in BLDC motor by using single stage by voltage source inverter and decrease energy use during motor starting. **Purpose.** Improvement FOSMC techniques for the regulation of BLDC motor's driving control system. **Methods.** Employing the GA to optimize the parameters of FOSMC to mitigate the chattering phenomenon in SMC to regulate BLDC motor's driving control system. **Results.** A comparison was made between two types of sliding controllers to obtain the best performance of the control system in speed control operations and motor braking operations, the FOSMC, through parameter optimization via the GA, surpasses the CSMC in achieving optimal performance in driving the BLDC motor. **Practical value.** FOSMC exhibits superiority over the CSMC, as indicated by the reduced integral time absolute error in motor speed tracking and regenerative brake control, with values of (0.028, 0.046, and 0.075) for the FOSMC, in contrast to (2.72, 1.56, and 0.17) for the CSMC, the overshoot for FOSMC is (0, 0, and 11.4), but for CSMC it is (60.4, 43.7, and 11.2). During braking mode for FOSMC, the power recovery from the motor to the battery was (1.96, 9, and 17.76), but in CSMC, it was (0.99, 4.49, and 11.98). Moreover, the braking length was expedited, and the battery's initial power consumption diminished at the outset. References 32, tables 5, figures 6.

**Key words:** fractional order sliding mode control, brushless DC motor, genetic algorithm, sliding mode controller.

**Вступ.** Безщітковий двигун постійного струму (BLDC) – це тип синхронного двигуна з постійним магнітом, який працює без щіток і використовуються в багатьох сферах застосування завдяки своїй ефективності та контролю в електромобілях. Одна з головних причин, чому BLDC двигуни кращі за щіткові двигуни постійного струму, полягає в тому, що вони використовують електронну схему комутації замість механічної. Використовувався контролер режиму ковзання дробового порядку (FOSMC), який характеризується високою довговічністю та не залежить від збурень, яким піддається двигун під час роботи, а також подолав явище вібрації, присутнє у звичайному контролері режиму ковзання (CSMC). **Новизна** запропонованої роботи полягає у використанні FOSMC за допомогою генетичного алгоритму (GA) для пом'якшення явища вібрації в управлінні режимом ковзання (SMC) для оптимальної реакції для керування швидкістю та керування регенераційним гальмуванням у BLDC двигуна за допомогою одноступінчатого інвертора джерела напруги і зменшити споживання енергії під час запуску двигуна. **Призначення.** Удосконалення методів FOSMC для регулювання системи керування приводом BLDC двигуна. **Методи.** Використання GA для оптимізації параметрів FOSMC для пом'якшення явища вібрації в SMC для регулювання системи керування приводом BLDC двигуна. **Результати.** Проведено порівняння між двома типами ковзних контролерів для отримання найкращої продуктивності системи керування в операціях регулювання швидкості та операцій гальмування двигуна. FOSMC, завдяки оптимізації параметрів через GA, перевершує CSMC у досягненні оптимальної продуктивності в керуванні BLDC двигуном. **Практична цінність.** FOSMC демонструє перевагу над CSMC, на що вказує зменшена абсолютна похибка інтегрального часу у відстеженні швидкості двигуна та управлінні рекупераційним гальмом зі значеннями (0,028, 0,046 і 0,075) для FOSMC, на відміну від (2,72, 1,56 і 0,17) для CSMC, перевищення для FOSMC становить (0, 0 і 11,4), але для CSMC це (60,4, 43,7 і 11,2). Під час режиму гальмування для FOSMC відновлення потужності від двигуна до батареї було (1,96, 9 і 17,76), але в CSMC воно було (0,99, 4,49 і 11,98). Крім того, довжина гальмування була прискорена, а початкове енергоспоживання батареї зменшилося на початку. Бібл. 32, табл. 5, рис. 6.

**Ключові слова:** керування ковзним режимом дробового порядку, безщітковий двигун постійного струму, генетичний алгоритм, контролер ковзного режиму.

**Introduction.** Brushless DC (BLDC) motor is widely used among the several permanent magnet synchronous motors (PMSMs) due to its enhanced efficiency and control in electric vehicles [1]. Recent trends indicate that BLDC motor technologies are utilized for variable-speed drives in global industrial applications and electric vehicles etc [2, 3]. PMSM characterized by a sinusoidal back electromagnetic force (EMF) waveform, is 15 % less efficient than a BLDC motor [4]. The flux distribution is the main differentiator between the PMSM and the BLDC motor. BLDC motor is a type of PMSM that is identified by a trapezoidal back-EMF waveform [5]. In contrast, BLDC motors have many benefits over brushed DC motors, including quiet operation, reduced size and weight, increased service life, reduced maintenance needs, a large torque capacity, reduced size and weight and improved dependability and efficiency

[6]. The electronic commutation circuit, which takes the place of the mechanical commutated in brushed DC motors, is the source of BLDC motors' advantages. As a result, BLDC motors are currently the industry standard [7]. BLDC motor uses an electronic commutation technique instead of employing brushes [8]. Sliding mode control (SMC) has become known as a robust control technique that ensures superior tracking performance despite internal parameter fluctuations and external disruptions [9, 10]. Aside from that, SMC's notable attributes include its exceptional accuracy and straightforwardness. BLDC motors are only one example of the several machine kinds that have benefited from SMC's widespread use and effective implementation [11]. The use of SMC for BLDC motor speed control is the main topic of this paper.

**The goal** of the paper is to use FOSMC by genetic algorithm (GA) to mitigate the chattering phenomena in SMC for optimal response for speed control and regeneration braking control in BLDC motor by using single stage by voltage source inverter.

**Review of the literature.** Several speed control structures are suggested for regulating BLDC motors, encompassing PID controllers [12, 13], fuzzy logic controllers, sliding mode controllers, fractional order sliding mode controllers (FOSMC) and additional controller types [14]. Numerous researchers are engaged in this domain, employing metaheuristic algorithms to determine optimal values for these controllers. In [15] the researchers devised an adaptive integer sliding controller, which demonstrated superior performance to the conventional integer sliding controller regarding variations in reference speeds and motor load changes. Using a variable slope sliding mode observer (SMO), the study [16] presents a way to control the speed of a high-speed BLDC motor in a hand-stick Hoover cleaner. For irrational BLDC motor estimations, the SMO based on the sigum function works wonders. The work [17] utilises the Dragonfly Algorithm (DA) to identify optimal configurations for the PI and SMC parameters. To optimise the controllers, simulation findings indicate that the DA-based SMC surpasses the optimised PI controller and SMC. The study [18] presents the design and use of the FOSMC to the quadrotor to demonstrate its fractional behaviour in response to disturbances. Additionally, to evaluate the FOSMC, the integer-order SMC (IOSMC) has been executed on the quadrotor for identical routes to regulate this unstable system. The experimental results indicate that the FOSMC exhibits reduced trajectory tracking error with minimal variations when following inclined circular and zigzag paths. In contrast, the IOSMC has more tracking errors and increased overshoot and undershoot. The work [19] compares the conventional PI controller and a sliding mode controller for closed-loop speed regulation of a BLDC motor. The results demonstrate that the SMC surpasses the PID controller. The study [20] examines the regenerative braking of a BLDC motor for electric vehicle applications using PI controller. The paper [21] a predictive senseless driving system based on SMO for a BLDC motor with regenerative capabilities in electric vehicle applications is given. The rotor speed and location calculation by SMO is highly precise and resilient under fluctuating solar insulation. This paper thoroughly analyses diverse control techniques aimed at reducing torque ripples in BLDC motors for electric vehicles, rigorously analyzed for their functionality and control methodologies, using the SMC controller employed for motor regulation [22].

**Mathematical model of BLDC motor.** BLDC motor regulates the currents flowing through the armature with the use of position sensors and an inverter (Fig. 1). Its streamlined size, high efficiency, dependability, quiet operation, and low maintenance requirements make it excellent for use in industrial applications. There are several configurations of BLDC motors; however, the three-phase variant is the most popular because to its fast speed and little torque ripple [23]. It is driven by a six-switch inverter, whereby two phases operate concurrently during each

control step, while the third phase is deactivated. Pulses ( $S_1, \dots, S_6$ ) generated at 60 electrical degree intervals control these switches from the 120-degree-displaced Hall effect position sensor signals ( $H_a, H_b, H_c$ ). Using a sequence of Hall effect sensors and transistors, the rotor's evolution may be switched between 0 and 360° in angular position, as detailed in Table 1 [24].

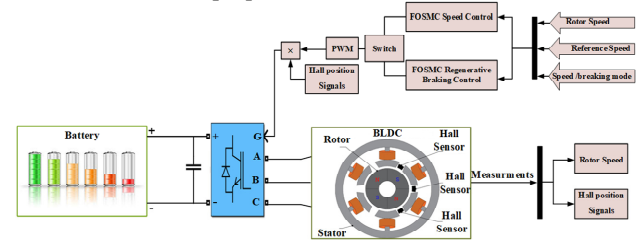


Fig. 1. The control drive for BLDC motor

Table 1

The sequence of switching utilizing Hall effect outcomes

Angle, deg.	Cycle	Hall sensors ( $H_a, H_b, H_c$ )	Phase current ( $i_a, i_b, i_c$ )	Switch active
0–60	1	(1, 0, 1)	(+DC, –DC, off)	$T_1$ – $T_4$
60–120	2	(1, 0, 0)	(+DC, off, –DC)	$T_1$ – $T_6$
120–180	3	(1, 1, 0)	(off, +DC, –DC)	$T_3$ – $T_6$
180–240	4	(0, 1, 0)	(–DC, +DC, off)	$T_3$ – $T_2$
240–300	5	(0, 1, 1)	(–DC, off, +DC)	$T_5$ – $T_2$
300–360	6	(0, 0, 1)	(off, –DC, +DC)	$T_5$ – $T_4$

The model of the BLDC motor is [24]:

$$\begin{bmatrix} di_a/dt \\ di_b/dt \\ d\omega_m/dt \\ d\theta_m/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k_f/J & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega_m \\ \theta_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2/3L & 1/3L & 0 \\ -1/3L & 1/3L & 0 \\ 0 & 0 & 1/J \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} - e_{ab} \\ v_{bc} - e_{bc} \\ T_e - T_l \end{bmatrix}; \quad (1)$$

$$i_c = -(i_a + i_b),$$

where  $e_{ab} = e_a - e_b$ ;  $e_{bc} = e_b - e_c$ ;  $e_a, e_b, e_c$  are the motor back-EMFs;  $i_a, i_b, i_c$  are the stator phase currents;  $v_a, v_b, v_c$  are the stator phase voltages;  $v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}$  are the stator phase to phase voltages;  $R, L$  are the resistance and inductance of a stator phase;  $\omega_m$  is the rotor speed;  $\theta_m$  is the mechanic angle;  $k_f$  is the friction constant;  $J$  is the rotor inertia;  $T_e, T_l$  are the electromagnetic and load torque.

**Improvements to BLDC drive control via sliding mode controllers.** SMC is an effectively recognized control technique in the domain of electric drives. It is a variable structure nonlinear discontinuous control method distinguished by precision, resilience, and straightforward implementation [25, 26]. The mathematical equation for SMC is:

$$s(t) = e(t) + \Delta e(t), \quad (2)$$

where  $s(t)$  is the sliding surface for SMC;  $e(t)$  is the difference between the reference speed and the actual speed of the motor;  $\Delta e(t)$  is the rate of variation of the error signal.

The current theory views chattering problems in SMC as the main challenge to SMC's recognition as a significant theoretical advancement. Researchers have suggested different methods for dealing with this issue (Fig. 2).

Table 3

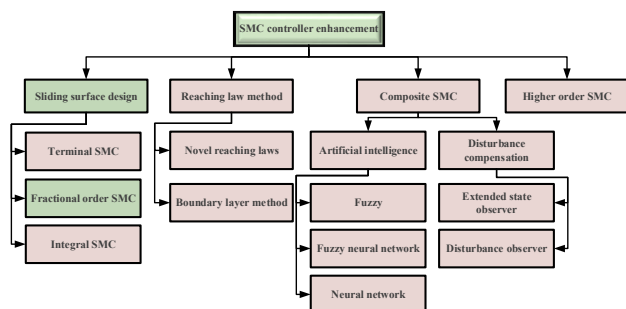


Fig. 2. Techniques to mitigate the chattering phenomenon in CSMC [26]

Figure 2 shows that the FOSMC surface is used as a nonlinear sliding surface design method in this study to reduce chattering problems [27]. GA was employed to improve the functionality of FOSMC by identifying the most effective components for regulating motor speed and braking in all scenarios [28]. For speed mode the FOSMC is:

$$s_1(t) = k_1 \cdot |e(t)|^{v_1} \cdot \text{sign}(e(t)) + de(t)/dt, \quad (3)$$

braking mode the FOSMC is:

$$s_2(t) = k_2 \cdot |e(t)|^{v_2} \cdot \text{sign}(e(t)) + de(t)/dt, \quad (4)$$

where  $k_1, v_1, k_2, v_2$  are the parameter of FOSMC tuning by GA.

**Genetic algorithm (GA).** The evolutionary algorithm known as a GA is based on the ideas of natural selection and how the strongest individuals reproduce [29]. GA has earned a stellar reputation as an optimization method among its many real-world uses. GA generates the optimal solution for several generations by randomly populating the candidate solutions. GA uses a set of genetic operators during its search procedure, including mutation, selection and crossover [30]. GA was used in this work to find the best elements for FOSMC in BLDC motor speed control and braking operations. Table 2 explains the parameters of GA algorithm.

Table 2

Parameters	Values
Crossover function	Arithmetic
Selection function	Tournament size 4
Scaling function	Rank
Mutation rate	0.1
Population size and iteration number	20 (double vector) and 20
Range of FOSMC tuning parameters $k, v$	$0 \leq k \leq 400$ , $0 \leq v \leq 5$

The training process of the GA to find the best parameters for a FOSMC is shown in Fig. 3.

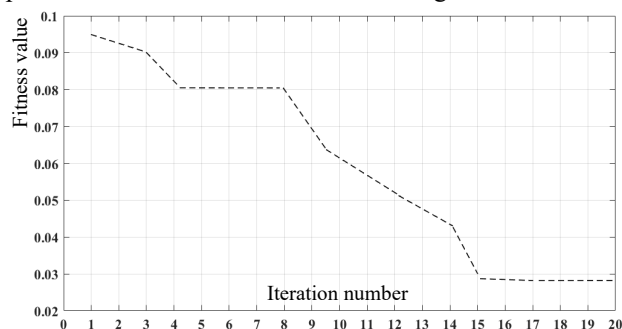


Fig. 3. Training the GA

**Simulation and results.** This section shows the simulation method for driving BLDC motor with parameters from Table 3.

Parameters of the BLDC motor

Parameters	Value
Rated power $P$ , kW	0.4712
Voltage $V$ , V	400
Frequency $f$ , Hz	50
Angular speed $\omega_p$ , rpm	1500
Stator resistance $R_s$ , $\Omega$	0.0485
Stator self-inductance $L_s$ , mH	3.045
Magnetizing inductance $L_m$ , H	0.1194
Inertia $J$ , $\text{kg}\cdot\text{m}^2$	0.0027
Friction factor $F$ , $\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$	0.0004924
Number of pole pairs $p$	4

It implements an SMC with the proposed FOSMC surface types, this is due to the chattering phenomena in SMC. The proposed type was used to control the motor speed (speed mode) and the braking motor (braking mode) using the regeneration braking technique, when the machine is under regenerative braking (RB), the motor inverter transfers power from the DC-link side to the low-voltage source known as back-EMF, much like a boost converter. Whenever the top diodes of the voltage source converter are operational, energy is returned to the battery pack [31]. GA was used in both models to find the best values for the FOSMC at a different reference speed during the motor's full load.

The power reinstated to the battery pack may be calculated by assessing the DC bus voltage  $v_{DC-link}$  and current  $i_{brake}$ . The average power restored during the RB operation is calculated as

$$P_r = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} v_{DC-link}(t) \cdot i_{brake}(t) dt. \quad (5)$$

Equation (5) is used to determine the average power output generated by the drive when it is in RB mode [32].

The performance Integral Time Absolute Error (ITAE) index was used:

$$ITAE = \int_0^t |e(t)| dt. \quad (6)$$

Table 4 explains the parameters of all modes of FOSMC by tuning GA.

Table 4

$n$ , rpm	$k_1$	$v_1$	$k_2$	$v_2$	ITAE
500	382.23	1.016	338.35	3.254	0.028
1000	296.019	1.155	69.475	4.431	0.046
1500	299.625	2.480	158.192	3.073	0.075

Table 5 compares between FOSMC and CSMC the time response of the BLDC motor.

Table 5

Comparison of FOSMC and SMC controllers at different reference speeds in terms of the time characteristics of the speed response

SMC controller type	Speed reference, rpm	Overshoot speed, %	Settling time $T_s$ , ms	Error steady state, %	Braking time $T_b$ , ms	Power recovery $P_r$ , W
FOSMC	500	0	28	0	27	1.96
	1000	0	15	0	39.4	9
	1500	11.4	20	0	58.5	17.76
SMC	500	60.4	6	0.4	38	0.99
	1000	43.7	45	0.2	65.5	4.49
	1500	11.2	21	0.2	88.33	11.98

Figures 4–6 show the time response of the motor in the case of speed control mode and braking mode for each figure using 2 types of sliding controllers. The results show the superiority of the FOSMC in the speed control process, in addition to the fast braking process and less energy consumption from the battery when starting the motor.

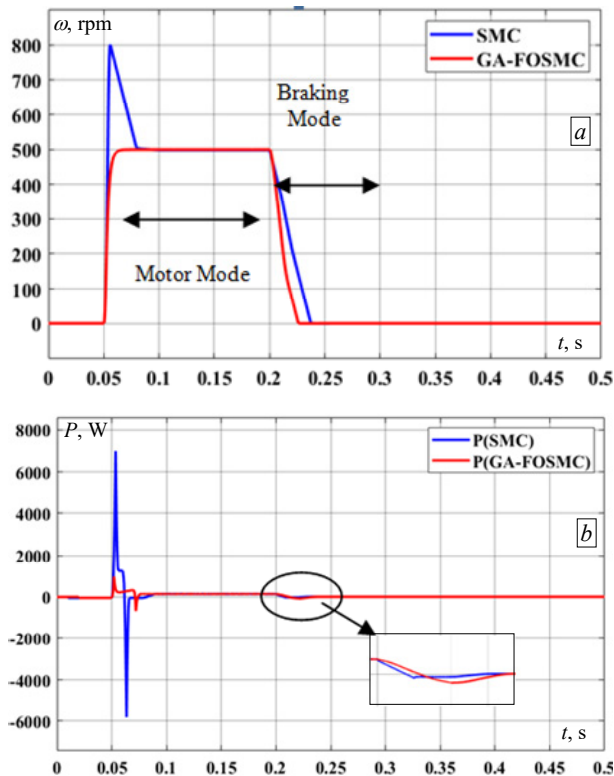


Fig. 4. Response of BLDC by GA-FOSMC and CSMC controllers: *a* – speed reference 500 rpm; *b* – battery power

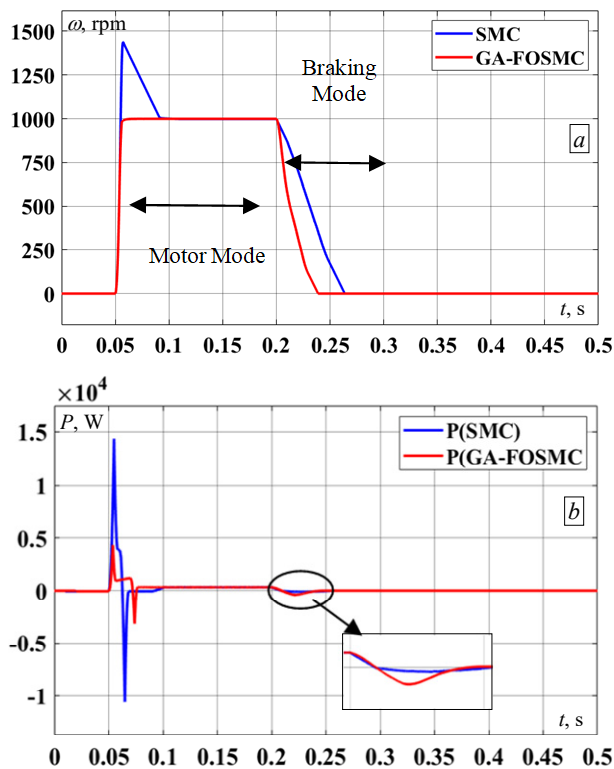


Fig. 5. Response of BLDC by GA-FOSMC and CSMC controllers: *a* – speed reference 1000 rpm; *b* – battery power

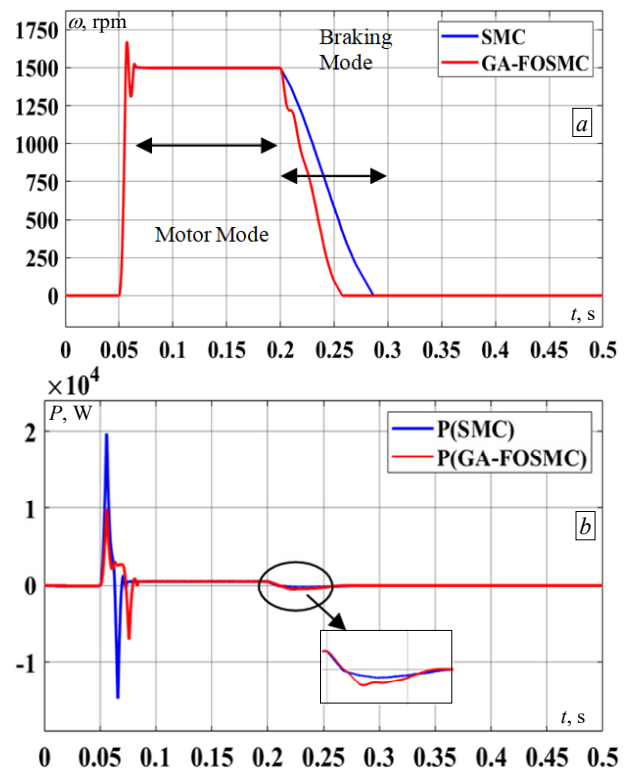


Fig. 6. Response of BLDC by GA-FOSMC and CSMC controllers: *a* – speed reference 1500 rpm; *b* – battery power

**Conclusions.** Fractional order sliding mode controller (FOSMC) treats the chattering phenomena in conventional sliding mode controller (CSMC) to optimally control the speed and regenerative braking of the brushless DC motor via the voltage source inverter circuit, where the firing signal is generated using the pulse-width modulation method. The comparison between the FOSMC and CSMC, which includes several levels of speed references, and using the genetic algorithm to find the best parameters of the FOSMC through the results of the simulation turns out the superior FOSMC over the CSMC where the lowest integral time absolute error in tracking the motor speed 500, 1000 and 1500 rpm for the FOSMC (0.028, 0.046 and 0.075) respectively. The overshoot by FOSMC is (0 and 11.4), while in CSMC (60.4, 43.7, and 11.2). In braking mode for FOSMC was the power recovery from motor to battery (1.96, 9, and 17.76), while in CSMC, it was (0.99, 4.49, and 11.98). Furthermore, the braking duration was quicker, and the initial power consumption from the battery decreased at the starting.

**Acknowledgements.** The authors would like to sincerely thank the College of Engineering Department of Electrical at the University of Mosul for the tremendous help they provided during this work.

**Conflict of interest.** The authors declare that there is no conflict of interest.

#### REFERENCES

1. Saiteja P., Ashok B., Mason B., Kumar P.S. Assessment of Adaptive Self-Learning-Based BLDC Motor Energy Management Controller in Electric Vehicles Under Real-World Driving Conditions for Performance Characteristics. *IEEE Access*, 2024, vol. 12, pp. 40325-40349. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3375753>.
2. Mohanraj D., Arulavid R., Verma R., Sathiyasekar K., Barnawi A.B., Chokkalingam B., Mihet-Popa L. A Review of BLDC Motor: State of Art, Advanced Control Techniques, and Applications. *IEEE Access*, 2022, vol. 10, pp. 54833-54869. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3175011>.



3. Patel A.N. Slot opening displacement technique for cogging torque reduction of axial flux brushless DC motor for electric two-wheeler application. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 2, pp. 7-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.2.02>.
4. Prabhu N., Thirumalaivasan R., Ashok B. Design of sliding mode controller with improved reaching law through self-learning strategy to mitigate the torque ripple in BLDC motor for electric vehicles. *Computers and Electrical Engineering*, 2024, vol. 118, art. no. 109438. doi: <https://doi.org/10.1016/j.compeleceng.2024.109438>.
5. Akrami M., Jamshidpour E., Nahid-Mobarakeh B., Pierfederici S., Frick V. Sensorless Control Methods for BLDC Motor Drives: A Review. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2024, pp. 1–1. doi: <https://doi.org/10.1109/TTE.2024.3387371>.
6. Saha B., Singh B. Torque Ripple Mitigation in Sensorless PMSM Motor Drive With Adaptive Observer for LEV. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2025, vol. 40, no. 1, pp. 1739-1747. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2024.3457677>.
7. Khemis A., Boutabba T., Drid S. Model reference adaptive system speed estimator based on type-1 and type-2 fuzzy logic sensorless control of electrical vehicle with electrical differential. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 19-25. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.03>.
8. Lee H.-Y., Cha K.-S., Kwon S.-O., Yoon S.-Y., Seok C.-H., Lim M.-S. Efficiency Analysis of BLDC Motor With Delta Connection According to Magnitude of Circulating Current. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2024, vol. 60, no. 12, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2024.3465879>.
9. Sakri D., Laib H., Farhi S.E., Golea N. Sliding mode approach for control and observation of a three phase AC-DC pulse-width modulation rectifier. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 2, pp. 49-56. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.2.08>.
10. Mohammed H.A., Alsammak A.N.B. An Intelligent Hybrid Control System using ANFIS-Optimization for Scalar Control of an Induction Motor. *Journal Européen Des Systèmes Automatisés*, 2023, vol. 56, no. 5, pp. 857-862. doi: <https://doi.org/10.18280/jesa.560516>.
11. Li K., Ding J., Sun X., Tian X. Overview of Sliding Mode Control Technology for Permanent Magnet Synchronous Motor System. *IEEE Access*, 2024, vol. 12, pp. 71685-71704. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3402983>.
12. Ibrahim M.A., Alsammak A.N.B. Adaptive PID Control for 8/6 Switched Reluctance Motor Drive Based on BFO. *Journal Européen Des Systèmes Automatisés*, 2023, vol. 56, no. 4, pp. 539-546. doi: <https://doi.org/10.18280/jesa.560403>.
13. Ibrahim M.A., Alsammak A.N.B. Switched Reluctance Motor Drives Speed Control Using Optimized PID Controller. *Przeład Elektrotechniczny*, 2022, vol. 98, no. 11, pp. 46-50. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2022.11.7>.
14. Alnaib I.I., Alsammak A.N. Optimization of fractional PI controller parameters for enhanced induction motor speed control via indirect field-oriented control. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 1, pp. 3-7. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.1.01>.
15. Younus S.M.Y., Kutbay U., Rahebi J., Hardalaç F. Hybrid Gray Wolf Optimization-Proportional Integral Based Speed Controllers for Brush-Less DC Motor. *Energies*, 2023, vol. 16, no. 4, art. no. 1640. doi: <https://doi.org/10.3390/en16041640>.
16. Ok S., Xu Z., Lee D.-H. A Sensorless Speed Control of High-Speed BLDC Motor Using Variable Slope SMO. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2024, vol. 60, no. 2, pp. 3221-3228. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2023.3348081>.
17. Kheel A.M., Al-Shamaa N.K., Hawas M.N. Sliding Mode Controller Enhancement for Speed Control of BLDC Motor Based On Dragonfly Algorithm. *2023 International Conference on Converging Technology in Electrical and Information Engineering (ICCTEIE)*, 2023, pp. 135-141. doi: <https://doi.org/10.1109/ICCTEIE60099.2023.10366754>.
18. Basci A., Derdiyok A., Can K., Orman K. A Fractional-Order Sliding Mode Controller Design for Trajectory Tracking Control of An Unmanned Aerial Vehicle. *Elektronika Ir Elektrotehnika*, 2020, vol. 26, no. 4, pp. 4-10. doi: <https://doi.org/10.5755/j01.eie.26.4.25846>.
19. El Idrissi A.L., Bouchnaif J., Mokhtari M., Bensliman A. Comparative study between pi speed control and sliding mode control of bldc motor. *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2020, vol. 684 LNEE, pp. 309-317. doi: [https://doi.org/10.1007/978-3-030-53187-4\\_35](https://doi.org/10.1007/978-3-030-53187-4_35).
20. Soni N., Barai M. Performance Study of Regenerative Braking of BLDC Motor targeting Electric Vehicle Applications. *2022 2nd Asian Conference on Innovation in Technology (ASIANTCON)*, 2022, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ASIANTCON55314.2022.9909322>.
21. Saha B., Singh B., Sen A. SMO Based Position Sensorless BLDC Motor Drive Employing Canonical Switching Cell Converter for Light Electric Vehicle. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2023, vol. 59, no. 3, pp. 2974-2984. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2023.3241607>.
22. Prabhu N., Thirumalaivasan R., Ashok B. Critical Review on Torque Ripple Sources and Mitigation Control Strategies of BLDC Motors in Electric Vehicle Applications. *IEEE Access*, 2023, vol. 11, pp. 115699-115739. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3324419>.
23. Azab M. Comparative Study of BLDC Motor Drives with Different Approaches: FCS-Model Predictive Control and Hysteresis Current Control. *World Electric Vehicle Journal*, 2022, vol. 13, no. 7, art. no. 112. doi: <https://doi.org/10.3390/wevj13070112>.
24. Bazi S., Benzid R., Bazi Y., Rahhal M.M.A.I. A Fast Firefly Algorithm for Function Optimization: Application to the Control of BLDC Motor. *Sensors*, 2021, vol. 21, no. 16, art. no. 5267. doi: <https://doi.org/10.3390/s21165267>.
25. Ullah A., Pan J., Ullah S., Zhang Z. Robust Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System Using Sliding-Mode Disturbance Observer-Based Variable-Gain Fractional-Order Super-Twisting Sliding-Mode Control. *Fractal and Fractional*, 2024, vol. 8, no. 7, art. no. 368. doi: <https://doi.org/10.3390/fractalfract8070368>.
26. Mohd Zaihidee F., Mekhilef S., Mubin M. Robust Speed Control of PMSM Using Sliding Mode Control (SMC) – A Review. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 9, art. no. 1669. doi: <https://doi.org/10.3390/en12091669>.
27. Lin X., Liu J., Liu F., Liu Z., Gao Y., Sun G. Fractional-Order Sliding Mode Approach of Buck Converters With Mismatched Disturbances. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2021, vol. 68, no. 9, pp. 3890-3900. doi: <https://doi.org/10.1109/TCSI.2021.3092138>.
28. Zaihidee F.M., Mekhilef S., Mubin M. Application of Fractional Order Sliding Mode Control for Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 101765-101774. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2931324>.
29. Zhao B., Chen W.-N., Wei F.-F., Liu X., Pei Q., Zhang J. PEGA: A Privacy-Preserving Genetic Algorithm for Combinatorial Optimization. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2024, vol. 54, no. 6, pp. 3638-3651. doi: <https://doi.org/10.1109/TCYB.2023.3346863>.
30. Patel A.N., Suthar B.N. Performance optimisation of axial flux permanent magnet brushless DC motor for electric vehicle application with the genetic algorithm (GA) approach. *International Journal of Ambient Energy*, 2024, vol. 45, no. 1, art. no. 2370850. doi: <https://doi.org/10.1080/01430750.2024.2370850>.
31. Baszynski M., Pirog S. Unipolar Modulation for a BLDC Motor With Simultaneously Switching of Two Transistors With Closed Loop Control for Four-Quadrant Operation. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2018, vol. 14, no. 1, pp. 146-155. doi: <https://doi.org/10.1109/TII.2017.2723962>.
32. Mishra A.K., Singh A.K., Vishwanath G.M. A Fuel-Efficient BLDC Motor-Driven Light Electric Vehicle With Single-Stage Onboard Charging System. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023, vol. 9, no. 4, pp. 4909-4921. doi: <https://doi.org/10.1109/TTE.2022.3226536>.

Received 11.12.2024  
Accepted 20.01.2025  
Published 02.03.2025

I.I. Alnaib<sup>1</sup>, MSc., Lecturer,  
A.N. Alsammak<sup>1</sup>, PhD, Professor,  
K.K. Mohammed<sup>1</sup>, MSc., Assistant Lecturer,  
<sup>1</sup> Electrical Engineering Department,  
College of Engineering, University of Mosul, Iraq,  
e-mail: ibrahim-85353@uomosul.edu.iq (Corresponding Author);  
ahmed\_alsammak@uomosul.edu.iq  
karam\_alnakeib@uomosul.edu.iq

#### How to cite this article:

Alnaib I.I., Alsammak A.N., Mohammed K.K. Brushless DC motor drive with optimal fractional-order sliding-mode control based on a genetic algorithm. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 19-23. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.03>

Z. Darsouni, S.E. Rezgui, H. Benalla, F. Rebahi, M.A.M. Boumandjel

## Ensuring service continuity in electric vehicles with vector control and linear quadratic regulator for dual star induction motors

**Introduction.** In this paper, the use of a Linear Quadratic Regulator (LQR) to control a Dual Star Induction Motor (DSIM) powered by dual three-level neutral point clamped inverters in electric vehicle (EV) propulsion systems is explored. **Purpose.** Ensuring both high performance against parameter sensitivity and service continuity in the event of faults is challenging in EV propulsion systems. The aim is to maximize both system performance and service continuity through the optimal design of the controller. **Methods.** DSIM is controlled by a LQR, which is replaced the traditional PI controller in the field-oriented control (FOC) system for speed regulation. Starting with FOC the optimal regulator is designed by introducing a minimization criterion into the Ricatti equation. The LQR control law is then employed as a speed regulator to ensure precise regulation and optimize DSIM operation under various load and speed conditions. The avoidance of linearization of the DSIM facilitates the exploitation of its true nonlinear dynamics. **Novelty.** Three tests are conducted to evaluate system performance. A precision test by varying the reference speed and analyzing speed response, settling time, precision and overshoot, a robustness test against parameter variations, assessing system robustness against changes in stator and rotor resistances and moment of inertia, and a fault robustness test evaluating system robustness against faults such as phase faults while maintaining load torque. The results show that this approach can keep the motor running smoothly even under parameter variations or degraded conditions. The precision and adaptability of the LQR technique enhance the overall efficiency and stability of the DSIM, making it a highly viable solution for modern EVs. This robust performance against parameter variations and loads is essential in ensuring the reliability and longevity of EV propulsion systems. **Practical value.** This approach holds significant potential for advancing EV technology, promising improved performance and reliability in real-world applications. References 44, tables 2, figures 15.

**Key words:** dual star induction motor, linear quadratic regulator, neutral point clamped, electric vehicle, field-oriented control.

**Вступ.** У цій статті досліджується використання лінійного квадратичного регулятора (LQR) для керування асинхронним двигуном із подвійною зіркою (DSIM), що живиться від подвійних трирівневих інверторів із закріпленням нейтральної точки в силових системах електромобілів. **Призначення.** Забезпечення як високої продуктивності щодо чутливості до параметрів, так і безперервності роботи в разі несправностей є складним завданням для силових систем електромобілів. **Метою** є максимізація як продуктивності системи, так і безперервності обслуговування за допомогою оптимальної конструкції контролера. **Методу.** DSIM керується LQR, який замінює традиційний PI-контролер у системі орієнтованого на поле керування (FOC) для регулювання швидкості. Починаючи з FOC, оптимальний регулятор розробляється шляхом введення критерію мінімізації в рівняння Рікатті. Потім закон керування LQR використовується як регулятор швидкості для забезпечення точного регулювання та оптимізації роботи DSIM за різних умов навантаження та швидкості. Уникнення лінеаризації DSIM полегшує використання його справжньої нелінійної динаміки. **Новизна.** Для оцінки продуктивності системи проводяться три тести. Випробування на точність шляхом зміни еталонної швидкості та аналізу відповіді на швидкість, часу встановлення, точності та перегревування, випробування на стійкість щодо варіацій параметрів, оцінювання стійкості системи щодо змін опору статора та ротора та моменту інерції, а також тест на стійкість до несправностей, що оцінює стійкість системи проти несправностей, таких як замикання фаз, зберігаючи момент навантаження. **Результати** показують, що цей підхід може підтримувати безперерйну роботу двигуна навіть за коливань параметрів або погіршених умов. Точність і адаптивність техніки LQR підвищують загальну ефективність і стабільність DSIM, що робить його дуже життєздатним рішенням для сучасних електромобілів. Ця надійна робота проти коливань параметрів і навантажень є важливою для забезпечення надійності та довговічності силових систем електромобілів. **Практична цінність.** Цей підхід має значний потенціал для вдосконалення технології електромобілів з точки зору покращеної продуктивності і надійності у реальних прикладах. Бібл. 44, табл. 2, рис. 15.

**Ключові слова:** асинхронний двигун з подвійною зіркою, лінійно-квадратичний регулятор, зафіксована нейтральна точка, електромобіль, керування з орієнтацією за полем.

**Introduction.** Preserving the environment is a top priority in today's world. Pollution and climate change are forcing us to reconsider the way we travel. Electric Vehicles (EVs) unquestionably represent an efficient measure and a promising solution to this problem [1]. In the world of EVs, the core of this technology lies in their propulsion system, which separates it from combustion vehicle. It contains [2] (Fig. 1):

- the battery, which is an energy storage unit that powers the electric motor for vehicle propulsion. Often, EVs are equipped with Battery Management System (BMS) that supervise the performance of the battery and motor, optimize energy efficiency, and ensure safe operation;
- the electric motor is responsible for converting electric energy into mechanical energy to drive the vehicle's wheels;
- the inverter is an electronic converter that controls the direction and power of the electric current supplied to the motor;
- the embedded control system, that control the inverter state and hence the direction and the speed of the vehicle.

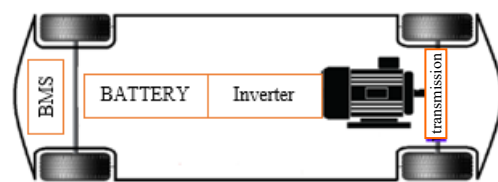


Fig. 1. Powertrain of EV

To control any AC motor, an essential step called Field-Oriented Control (FOC) is used. FOC allows us to decouple the electromagnetic torque from the flux, making AC motors behave similarly to DC motors [3]. This technique provides several advantages, including high efficiency, better torque control at low speeds, smooth operation, a wide speed range, and improved dynamic response [4]. Nevertheless, FOC requires an estimator to calculate angular velocity feedback for speed control [5].

**Purpose.** This paper aims to maximize the performance of EVs by improving the powertrain of the EV, and to do so a comparison between regulators such as

Sliding Mode Control (SMC) regulator, Model Reference Adaptive Control (MRAC) regulator and Linear Quadratic Regulator (LQR) to choose the most appropriate one. In the context of ensuring service continuity of EVs, it is essential to choose an appropriate type of motors from the commonly used types that are AC and DC motors.

**Brushless (BLDC) motor.** With the elimination of brushes, the BLDC motor has emerged as a solution to the old DC motor. This type of motor offers improved efficiency and requires less maintenance [6, 7]. Additionally, it has the ability to provide higher torque and power over a wide operating range, compared to the older DC motor. However, the BLDC motor has a relatively limited field weakening capability. Furthermore, high speeds pose a safety risk due to the potential for magnet breakage. They are also sensitive to high temperatures, which affects the overall motor performance [6, 8]. While the BLDC motor offers various advantages as mentioned, it may not ensure service continuity in the presence of motor faults, which make it not the most suitable motor in this case.

**Induction motor.** The simple structure, high reliability, robustness, reduced maintenance, low cost, and operation even in adverse conditions are all advantages that led Tesla Company to choose this type of motors for the Tesla S model [6]. Additionally, these motors offer an extended speed range through flux weakening in the constant power zone, as well as absence of commutation and the ability to recover energy during the braking phase [9, 10].

However, controlling this type of motor is also challenging, as it requires precise balancing of slip percentages and load quantity to ensure efficient operation at all times [6]. Additionally, while losses increase at high speeds, its efficiency decreases at both low and high speeds [8]. Furthermore, if the critical synchronous speed is reached, the motor may fail [11, 12]. In the context of selecting more suitable motor for an electric car to ensure continuous service, it appears that induction motors are not the optimal choice for this scenario.

**Dual Star Induction Motor (DSIM).** The robustness and low maintenance of the DSIM allow for the gradual replacement of the induction motor in industrial applications, even in high power scenarios such as railway traction, marine propulsion [13–15]. This type of motor consists of two windings with phases shifted by 30 electric degrees from each other, powered by a 6-phase inverter or 2 inverters of 3 phases [16].

Among its advantages, one can also note a higher torque density compared to traditional induction motors. Additionally, the DSIM reduces harmonic content and exhibits high reliability, allowing it to operate even in the presence of faults on one or more phases of the motor [17, 18]. It also offers power segmentation, minimizing torque ripple and rotor losses while reducing harmonic currents [19]. However, controlling the DSIM is considered complex, especially regarding achieving torque and flux decoupling [16, 17]. Despite this drawback, this type of motor is capable of operating under degraded conditions [20, 21]. In comparison between BLDC, induction motor and DSIM the last one stands out as the most suitable option for EVs in most scenarios and, particularly in ensuring service continuity.

**Control methods.** There are numerous control techniques classified into 2 categories: classic techniques and advanced techniques.

Starting with classical ones, the indirect and direct (IFOC and FOC) was proposed for the first time by K. Hasse in 1968 and Werner Leonard in 1971 [22], as a replacement for classic correctors. Many researches have focused on these 2 techniques [23–27], applying them to different types of machines, and according to the results obtained: FOC and IFOC control allow for control over the machine's flux and torque. They have a better effect on suppressing high-order harmonics, reference tracking with a good response time, and high precision in steady state. However, they are sensitive to parametric variations, and the transformation of variables is based on an estimator, making it sensitive [28]. For the several mentioned disadvantages, many researchers were proposed such as SMC, MRAC and optimal control with LQR to enhance FOC and mitigate high sensitivity to parameters variations, and ensure fault tolerant control [29].

**SMC** is intended for systems with variable structures because it is robust to parameter changes or parameter uncertainty and total suppression of external disturbances [30–32]. It provides also good reference tracking with fast response time [33]. On one hand, high-frequency switching causes chattering phenomenon which significantly affects the overall system performance. Additionally, it suffers from overshoot peaks and high stabilization times. Finally, it does not guarantee good performance in the presence of disturbances such as sudden changes in reference speed [30, 34].

**MRAC** is used to control systems with variable structures or unknown parameters [35, 36]. Many research has been conducted on MRAC and applied to various types of motors [37–40]. According to simulation results, MRAC is robust against parameter uncertainties such as stator and rotor resistance ( $R_s$ ,  $R_r$ ) and moment of inertia ( $J$ ) [41], as well as parameter changes [42], and presents a good reference tracking and precision [37, 38, 40]. However, it suffers from high overshoot [42, 43], complexity and heavy computational time of the algorithms [41]. Real-time parameter updates lead to oscillations in the response and influence the desired dynamic response [43].

**Optimal control.** Thanks to its robustness, the LQR control has been widely used in the industry, especially from the 2000s to the present day [44]. It is based on maximizing or minimizing a performance criterion (depending on how the Hamiltonian is defined) [37]. Studies have already been conducted on the LQR control [38, 39, 44], where simulation results have shown that this technique offers high performance by eliminating the gap in the state trajectory. It also allows for tracking the reference with zero steady-state error in a settling time of less than one second, and with minimal effort [39]. Carried out robustness testing against parameter uncertainties and external disturbances, where the LQR control showed very satisfactory performance, with tolerance ranging from 30 % to 90 % uncertainty and complete rejection of external disturbances.

However, the only inevitable issue when designing an LQR controller for different dynamics lays in the systematic determination of the parameters of the performance matrices  $Q$  and  $R$  [44]. Therefore, it can be said that optimal control is a promising choice to control an EV.

This contribution not only focuses on ensuring high performance of the EV, but also on service continuity by combining the advantages of the DSIM and LQR. By leveraging the strengths of both LQR and the DSIM, such as precise speed tracking, minimal overshoot and high precision offered by LQR, along with the capability of working with DSIM even under phase faults, this approach ensures a seamless operation of the EV system, maintaining superior performance and robustness in various operating conditions.

Given the comparison above, the DSIM will be controlled by a LQR, which will replace the traditional PI controller in the FOC system for speed regulation.

**Modeling of the DSIM.** The stator consists of two pairs of windings shifted by  $30^\circ$ , and a short-circuited rotor as a classical induction motor. The spatial representation of the windings of the DSIM is illustrated on the Fig. 2, where  $L_r, L_s$  are the rotor and stator inductances,  $R_r, R_s$  are the rotor and stator resistances.

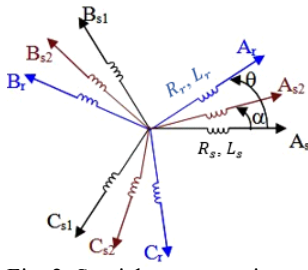


Fig. 2. Spatial representation of the DSIM windings

The dynamic of the DSIM in the  $d-q$  reference can be divided into three categories of equations.

1) Electric equations:

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + d\Phi_{ds1}/dt - \omega_s\Phi_{qs1}; \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + d\Phi_{ds2}/dt - \omega_s\Phi_{qs2}; \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + d\Phi_{qs1}/dt + \omega_s\Phi_{ds1}; \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + d\Phi_{qs2}/dt + \omega_s\Phi_{ds2}; \\ 0 = R_r i_{dr} + d\Phi_{dr}/dt - (\omega_s - \omega_r)\Phi_{qr}; \\ 0 = R_r i_{qr} + d\Phi_{qr}/dt + (\omega_s - \omega_r)\Phi_{dr}, \end{cases} \quad (1)$$

where  $V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}, V_{qs2}$  are respectively the stator voltages in the  $d-q$  axis;  $R_{s1}, R_{s2}$  are the stator resistances;  $L_{s1}, L_{s2}$  are the stator inductances;  $i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}$  are the components of the stator currents in the  $d-q$  axis;  $i_{dr}, i_{qr}$  are the rotor currents in the  $d-q$  axis;  $\Phi_{ds1}, \Phi_{qs1}, \Phi_{ds2}, \Phi_{qs2}$  are the components of the stator flux in the  $d-q$  axis;  $\Phi_{dr}, \Phi_{qr}$  are the rotor fluxes in the  $d-q$  axis;  $R_r$  is the rotor resistance;  $\omega_s, \omega_r$  are the stator and rotor angular speeds.

2) Magnetic equations:

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}); \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}); \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}); \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}); \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}); \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}), \end{cases} \quad (2)$$

where  $L_r$  is the rotor inductance;  $L_m$  is the mutual inductance.

3) Mechanical equations.

The electromagnetic torque is given as:

$$C_{em} = p(\Phi_{ds1}i_{qs1} - \Phi_{qs1}i_{ds1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs2}i_{ds2}), \quad (3)$$

where  $p$  is the number of pole pairs.

The rotation dynamic is given as:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - F_r \cdot \Omega), \quad (4)$$

where  $\Omega$  is the rotor angular speed;  $J$  is the moment of inertia;  $C_r$  is the load torque;  $F_r$  is the friction coefficient.

**Modeling of the three levels neutral point clamped (NPC) inverter.** Figure 3 illustrates a three-level inverter. A multi-level inverter typically contains  $(n-1)$  capacitors in the DC link,  $(n-1)(n-2)$  clamping diodes, and  $2(n-1)$  switches. Therefore, a three-level inverter requires 2 balancing capacitors, 2 clamping diodes, and 4 switches multiplied by 3 (number of phases). This gives us a total of 6 diodes and 12 switches. Table 1 summarizes the possible switching sequences.

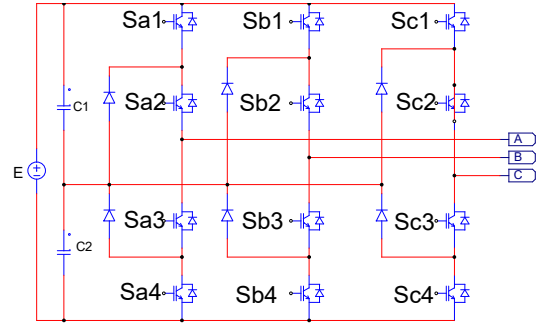


Fig. 3. Three phases three levels NPC inverter

Table 1

Possible sequences of three levels NPC inverter

$K_1$	$K_2$	$K_3$	$K_4$	$V_{a0}$
1	1	0	0	$E/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-E/2$

**Optimal control by LQR.** In this section, instead of using PI regulator, the LQR will be used as a speed regulator to ensure service continuity and robustness against parameters variations. To accomplish this, several steps will be taken, beginning with the general state space representation of the DSIM:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = [A] \cdot [x(t)] + [B] \cdot [u(t)]; \\ [y(t)] = [C] \cdot [x(t)] + [D] \cdot [u(t)], \end{cases} \quad (5)$$

where  $x(t)$  is the state variable matrix,  $x \in \mathcal{R}^n$ ;  $[A]$  is the state parameters matrix,  $A \in \mathcal{R}^{n \times n}$ ;  $[B]$  is the control matrix,  $B \in \mathcal{R}^{n \times m}$ ;  $[u(t)]$  is the control vector,  $u \in \mathcal{R}^m$ ;  $[C]$  is the observation matrix;  $[D]$  is the direct action matrix;  $[y(t)]$  is the output matrix. While:

$$\begin{aligned} [x(t)] &= [\Phi_{ds1} \quad \Phi_{ds2} \quad \Phi_{qs1} \quad \Phi_{qs2} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr}]^T; \\ [u(t)] &= [V_{ds1} \quad V_{ds2} \quad V_{qs1} \quad V_{qs2} \quad 0 \quad 0]^T. \end{aligned}$$

The optimality criterion can be expressed as:

$$j(u(t)) = \int_0^\infty [x^T \cdot Q \cdot x + u^T \cdot R \cdot u] dt. \quad (6)$$

In the case there are constraints, to obtain the optimal feedback coefficient, we must solve the following Ricatti matrix equation:

$$A^T \cdot P + P \cdot A - P \cdot B \cdot R^{-1} \cdot B^T \cdot P + Q = 0. \quad (7)$$

The introduction of the minimization criterion in Ricatti equation make it as follows:

$$A^T \cdot P + P \cdot A - P \cdot B \cdot R^{-1} \cdot B^T \cdot P + C^T \cdot Q \cdot C = 0. \quad (8)$$

While:

$$R = 0.1 \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; \quad Q = 2 \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$C = \begin{bmatrix} \alpha_1 & -L_m L_r & 0 & 0 & -L_m & 0 \\ \gamma & \gamma & & & \delta & \\ -L_m L_r & \alpha_1 & 0 & -L_m & 0 & 0 \\ \gamma & \gamma & & \delta & & \\ 0 & 0 & \alpha_2 & -L_m L_r & 0 & -L_m \\ 0 & 0 & \gamma & \gamma & & \delta \\ 0 & 0 & -L_m L_r & \alpha_2 & 0 & -L_m \\ 0 & 0 & \gamma & \gamma & & \delta \\ -L_m & -L_m & 0 & 0 & 2L_m L_s & 0 \\ \delta & \delta & & & \delta & \\ 0 & 0 & -L_m & -L_m & 0 & 2L_m L_s \\ & & \delta & \delta & & \delta \end{bmatrix},$$

where:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= L_m \cdot L_r + L_m \cdot L_{s1} + L_r \cdot L_{s1}; \\ \alpha_2 &= L_m \cdot L_r + L_m \cdot L_{s2} + L_r \cdot L_{s2}; \\ \gamma &= L_m \cdot L_s^2 + L_r \cdot L_s^2 + 2 \cdot L_m \cdot L_r \cdot L_s; \\ \delta &= 2 \cdot L_m \cdot L_r + L_m \cdot L_s + L_r \cdot L_s; \\ L_s &= L_{s1} = L_{s2}, \end{aligned}$$

where  $L_m$  is the magnetizing inductance.

The optimal gain can be expressed as:

$$K_{opt} = -R^{-1} \cdot B^T \cdot P. \quad (9)$$

New optimal gain will be calculated starting from  $K_{opt}$  which will equal the sum of elements of  $K_{opt}$

$$K_{1opt} = \sum K_{opt}. \quad (10)$$

The control law equal:

$$U_{opt} = -K_{1opt} \cdot [X]. \quad (11)$$

As  $K_{1opt}$  is defined, also  $U_{1opt}$  will also be defined in the same way:

$$U_{1opt} = \sum U_{opt}. \quad (12)$$

The optimal controller will be used in the control loop as shown in Fig. 4, the global control scheme – in Fig. 5.

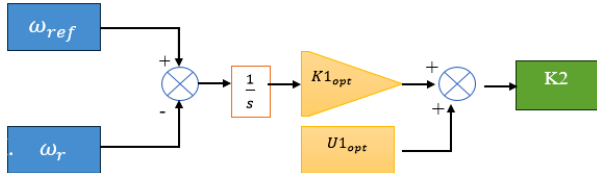


Fig. 4. Optimal control loop

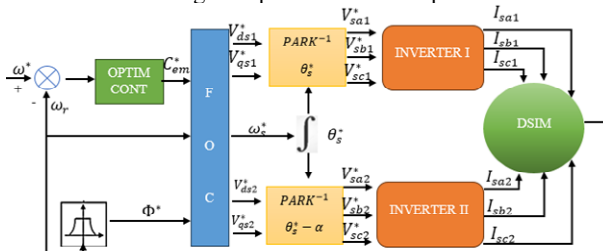


Fig. 5. LQR global regulation loop with FOC

**Simulation results.** The simulation investigates into the evaluation of the LQR implemented on a control system of the DSIM. It includes 3 distinct tests.

Test 1. The precision in tracking reference speed, settling time, and overshoot are examined to gauge the regulator's performance under different conditions.

Test 2. The regulator's resilience against parameter variations such as stator resistance, rotor resistance and inertia under load torque conditions is tested, aiming to ensure stable operation amidst the fluctuations that are encountered in the real world.

Test 3. The simulation examines the regulator and the DSIM robustness against phase disturbances for enhancing its reliability in practical scenarios.

Through these meticulous assessments, valuable insights are gained into the effectiveness and durability of the LQR regulator in controlling the DSIM system across diverse operating conditions in objective to ensure service continuity and high performance against parameters variations and external disturbances.

The parameters of the DSIM used in this study are defined in Table 2.

Table 2

Parameters of the DSIM			
Parameter	Value	Parameter	Value
$R_{s1}, \Omega$	3.72	$L_r, H$	0.006
$R_r, \Omega$	2.12	$L_m, H$	0.4092
$L_{s1}, H$	0.022	$J, \text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.0625
$p$	1	$F_r$	0.001

### Test 1. Speed tracking and disturbance rejection.

The motor is initiated with a reference speed  $\omega_{ref} = 200$  rad/s (Fig. 6). The response shows a settling time of 0.25 s, without overshoot and a precision level of 99 %. At the moment of 0.5 s, the speed reference is transitioned to 300 rad/s. Clearly, the system demonstrates the same stabilizing time of 0.25 s, coupled with an absence of overshoot (0 %) with a precision level of 99 %. These results underscore the LQR regulator's particular ability to quickly and accurately track reference speed changes.

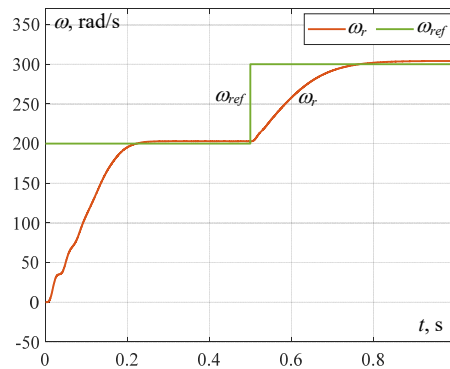


Fig. 6. Performance evaluation of LQR regulator in tracking

The current curves are observed to be non-ideal sinusoidal waveform and shifted by  $120^\circ$  (Fig. 7, 8). The currents of the second stator are shifted by  $30^\circ$  from the first stator. During the first 0.25 s, the currents undergo a transient phase before stabilizing at a peak value of 29 A. Then, at  $t = 0.5$  s, the reference speed undergoes a sudden transition, reaching 300 rad/s. This change in speed results in a change in power, according to the relationship  $P = C_{em} \cdot \Omega$ . Consequently, the currents also evolve, reaching a lower peak value of 20 A in response to the change in speed.

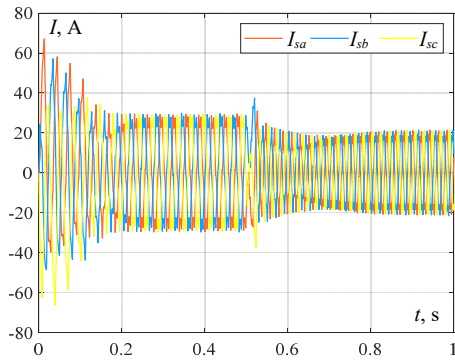


Fig. 7. Stator 1 currents

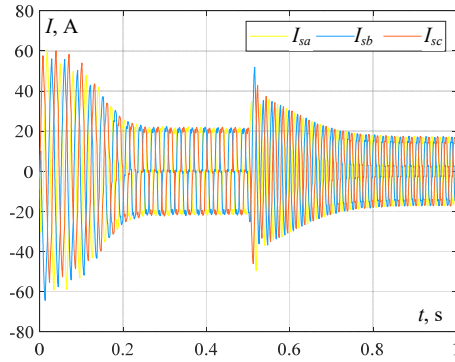


Fig. 8. Stator 2 currents

Figure 9 illustrates the response of the DSIM controlled by an LQR regulator. Initially, the system starts unloaded with a reference speed set to 150 rad/s. The DSIM reaches this target speed rapidly, within 0.2 s, achieving a precision of 99 %, with a resulting speed of 151.5 rad/s. At  $t = 0.5$  s, a resistant torque of 10 N·m is applied, causing the speed to decrease to 148.8 rad/s. When the load torque is removed at  $t = 1$  s, the speed recovers to 151.5 rad/s. Despite these disturbances, the DSIM demonstrates robust performance, maintaining a response precision of 99 %.

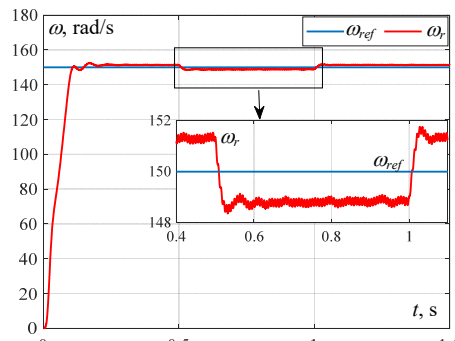


Fig. 9. Speed response of DSIM under load torque

Figure 10 shows that depicts the system's response when load torque is introduced at 0.5 s. DSIM promptly generates an electromagnetic torque equal to load torque. At  $t = 1$  s, when the load torque is removed, the electromagnetic torque returns to 0. The system demonstrates a stabilization time of 0.1 s in both scenarios. Notably, small ripples of approximately  $\pm 8$  N·m are observed around the generated torque, indicating minor fluctuations. This response highlights the DSIM's ability to swiftly adapt to load torque changes while maintaining overall stability within a tight time frame.

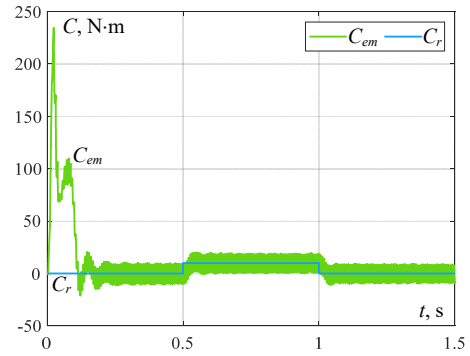


Fig. 10. DSIM torque response to load torque introduction

**Test 2. Parameter variations evaluation.** The simulation (Fig. 11–13) shows the response of the DSIM controlled with LQR regulator under parameters variations such as  $J$ ,  $R_s$  and  $R_r$ . Initially, the motor operates with parameters  $R_s = 3.72 \Omega$ ,  $R_r = 2.12 \Omega$  and  $J = 0.0625 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ . When these parameters are multiplied by 1.5 at instant  $t = 0.5$  s, the new values become  $R_s = 5.58 \Omega$ ,  $R_r = 3.18 \Omega$  and  $J = 0.09375 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ . Then, at  $t = 1$  s, the parameters are doubled, resulting in  $R_s = 7.44 \Omega$ ,  $R_r = 4.24 \Omega$  and  $J = 0.125 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ . Despite these substantial variations, the motor maintains stable performance in all scenarios. This constancy demonstrates the robustness of LQR controller against parametric changes, highlighting its ability to effectively regulate the system and minimize deviations from the set point, regardless of the conditions, thus ensuring precise and stable control of the system in changing conditions.

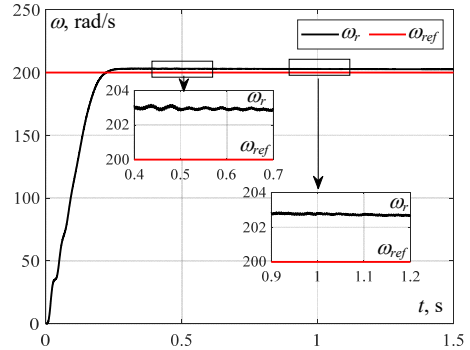


Fig. 11. Motor response under moment of inertia variations

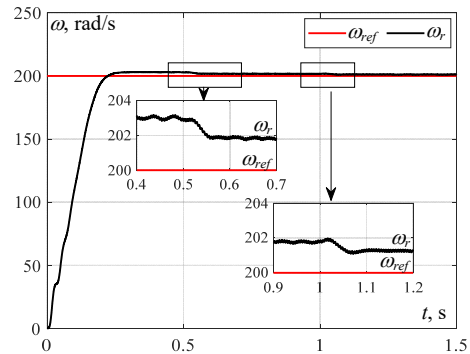


Fig. 12. Motor response under stator resistance variations

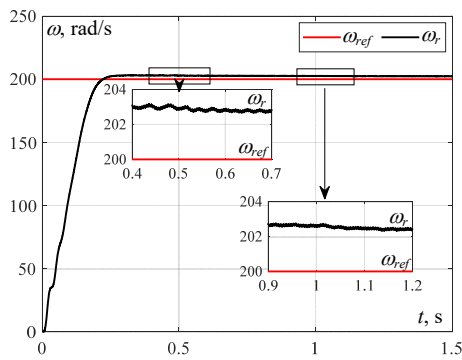


Fig. 13. Motor response under rotor resistance variations

**Test 3. Phase fault evaluation.** In the final test phase, the motor will start with a load torque 10 N·m, followed by the introduction of a phase fault at 1.5 s ( $V_a = 0$ ), which represents challenging conditions, with a speed reference of 300 rad/s (Fig. 14). Despite the phase fault and the load torque, one can see that the DSIM continues operating with a speed value equal to 299 rad/s, ensuring service continuity. Additionally, small ripples of approximately  $\pm 1$  rad/s around the reference speed are observed, highlighting the system's ability to maintain stability even under challenging and degraded conditions. The current in the faulty phase (phase A) is shown in Fig. 15. Ideally, the current in phase A should be 0, but due to interactions of magnetic fluxes, a current is induced in phase A. This phenomenon can be explained by mutual inductance, where the changing magnetic field produced by currents in other phases induces a current in the faulty phase.

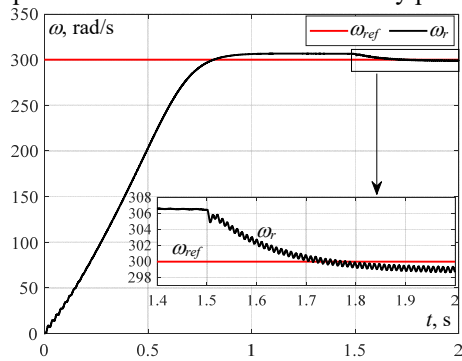


Fig. 14. Speed under load torque and phase fault

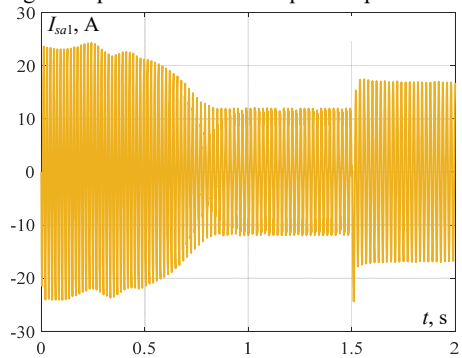


Fig. 15. Fault phase current  $I_{sa1}$

**Conclusions.** The evaluation of the Linear Quadratic Regulator (LQR) applied to the dual star induction motor system (DSIM) through a series of rigorous tests has yielded promising results. In the precision test, the LQR regulator showcased high accuracy in tracking reference speed changes with zero overshoot and swift stabilization times, ensuring precise control. Furthermore, the robustness test against parameter variations demonstrated the regulator's resilience,

maintaining stable motor performance even with doubled stator and rotor resistances and inertia. Additionally, the introduction of load torque displayed the system's ability to swiftly adapt while sustaining stable performance. Moreover, in the face of a phase fault and load torque at the same time, the DSIM maintained almost the same speed, with minor fluctuations around the reference speed, ensuring service continuity and stability. These results affirm the effectiveness and reliability of the LQR regulator and the DSIM in facilitating precise control and stability applications, without the need for simplifying assumptions, thereby contributing to the advancement of electric vehicle technology.

For further developments to enhance this technique, adaptive control algorithms such as fuzzy logic or neural networks can be used to improve precision and settling time by changing current classical PI regulators by one of the adaptive algorithms.

**Conflict of interest.** The authors declare that they have no conflicts of interest.

## REFERENCES

1. Lasocki J., Krawczyk P., Koczyński A., Roszczyk P., Hajduga A. Analysis of the strategies for managing extended-range electric vehicle powertrain in the urban driving cycle. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 1, pp. 70-76. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.1.10>.
2. Zhu X., Zhang H., Xi J., Wang J., Fang Z. Robust speed synchronization control for clutchless automated manual transmission systems in electric vehicles. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering*, 2015, vol. 229, no. 4, pp. 424-436. doi: <https://doi.org/10.1177/0954407014546431>.
3. Bhavik Brahmabhatt C.K.B. Indirect Field Oriented Control of Induction Motor. *Journal of Electrical Systems*, 2024, vol. 20, no. 3s, pp. 2013-2021. doi: <https://doi.org/10.52783/jes.1793>.
4. Kuczmann M., Horváth K. Tensor Product Alternatives for Nonlinear Field-Oriented Control of Induction Machines. *Electronics*, 2024, vol. 13, no. 7, art. no. 1405. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics13071405>.
5. Phuong Duy Nguyen, An Van Vo, Thanh Lam Le, Giang Tuyet Thi Lai. Field-oriented control strategy for induction motor drives. *Proceedings of Eastern International University Scientific Conference (EIUSC 2023)*, 2023, pp. 438-445.
6. Ahmed H., Zaidi S.H., Khan F. A Comparative Study on Different Motors used in Electric Vehicles. *Journal of Independent Studies and Research Computing*, 2022, vol. 20, no. 2, pp. 32-39. doi: <https://doi.org/10.31645/IJRSR.22.20.2.5>.
7. Ansari A.A. A Review of Different Motor Types and Selection of One Optimal Motor for Application in EV Industry. *International Journal of Electrical and Power Engineering*, 2022, vol. 16, no. 1, pp. 1-7.
8. Volkov V.A., Antonov N.L. Refined calculation of energy modes of a frequency-regulated induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 5, pp. 3-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.5.01>.
9. Yildirim M., Polat M., Kurum H. A survey on comparison of electric motor types and drives used for electric vehicles. *2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*, 2014, pp. 218-223. doi: <https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2014.6980715>.
10. Hashemnia N., Asaei B. Comparative study of using different electric motors in the electric vehicles. *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, 2008, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2008.4800157>.
11. Zeraoulia M., Benbouzid M.E.H., Diallo D. Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: A Comparative Study. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2006, vol. 55, no. 6, pp. 1756-1764. doi: <https://doi.org/10.1109/TVT.2006.878719>.
12. Madichetty S., Mishra S., Basu M. New trends in electric motors and selection for electric vehicle propulsion systems. *IET Electrical Systems in Transportation*, 2021, vol. 11, no. 3, pp. 186-199. doi: <https://doi.org/10.1049/els2.12018>.
13. Khadar S., Kouzou A., Rezzaoui M.M., Hafaifa A. Sensorless Control Technique of Open-End Winding Five Phase Induction Motor under Partial Stator Winding Short-Circuit. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, 2019, vol. 64, no. 1, pp. 2-19. doi: <https://doi.org/10.3311/PPee.14306>.

14. Marouani K., Baghli L., Hadiouche D., Kheloui A., Rezzoug A. A New PWM Strategy Based on a 24-Sector Vector Space Decomposition for a Six-Phase VSI-Fed Dual Stator Induction Motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, vol. 55, no. 5, pp. 1910-1920. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.918486>.
15. Sellah M., Abdellah K., Rezaoui M.M. Investigation of SVPWM Based Sliding Mode Control Application on Dual-Star Induction Motor and Dual Open-End Winding Induction Motor. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, 2022, vol. 66, no. 1, pp. 80-98. doi: <https://doi.org/10.3311/PPee.17910>.
16. Boukhalfa G., Belkacem S., Chikhi A., Benagoune S. Direct torque control of dual star induction motor using a fuzzy-PSO hybrid approach. *Applied Computing and Informatics*, 2022, vol. 18, no. 1/2, pp. 74-89. doi: <https://doi.org/10.1016/j.aci.2018.09.001>.
17. Pienkowski K. Analysis and control of dual star winding induction motor. *Archives of Electrical Engineering*, 2012, vol. 61, no. 3, pp. 421-438. doi: <https://doi.org/10.2478/v10171-012-0033-z>.
18. Bouziane M., Abdelkader M. A Neural Network Based Speed Control of a Dual Star Induction Motor. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 2014, vol. 4, no. 6, pp. 952-961. doi: <https://doi.org/10.11591/ijece.v4i6.6343>.
19. Layadi N., Djeriou A., Zeghlache S., Houari A., Benkhoris M.-F., Berrabah F. A Hybrid Fuzzy Sliding Mode Controller for a Double Star Induction Machine. *2018 International Conference on Communications and Electrical Engineering (ICCEE)*, 2018, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICCEE.2018.8634439>.
20. Hadiouche D., Baghli L., Rezzoug A. Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine: analysis, performance evaluation, and DSP implementation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2006, vol. 42, no. 4, pp. 1112-1122. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2006.877737>.
21. Boukhalfa G., Belkacem S., Chikhi A., Bouhental M. Fuzzy-second order sliding mode control optimized by genetic algorithm applied in direct torque control of dual star induction motor. *Journal of Central South University*, 2022, vol. 29, no. 12, pp. 3974-3985. doi: <https://doi.org/10.1007/s11771-022-5028-3>.
22. Benayache R. *Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires incertains application à un système hydraulique*. Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, France, 2007. 200 p. (Fra).
23. Yunfei L., Chengning Z. A Comparative Experimental Analysis of PMSM between Deadbeat Prediction Current Control and Field-oriented Control. *Energy Procedia*, 2019, vol. 158, pp. 2488-2493. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2019.01.382>.
24. Guo Z., Zhang J., Sun Z., Zheng C. Indirect Field Oriented Control of Three-phase Induction Motor Based on Current-source Inverter. *Procedia Engineering*, 2017, vol. 174, pp. 588-594. doi: <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2017.01.192>.
25. Akyol I.E., Soylemez M.T. Position Sensorless Field Oriented Control of IPMSM Under Parameter Uncertainties. *IFAC-PapersOnLine*, 2017, vol. 50, no. 1, pp. 14501-14506. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2017.08.2301>.
26. Bohari A.A., Utomo W.M., Haron Z.A., Zin N.M., Sim S.Y., Ariff R.M. Speed Tracking of Indirect Field Oriented Control Induction Motor Using Neural Network. *Procedia Technology*, 2013, vol. 11, pp. 141-146. doi: <https://doi.org/10.1016/j.protcy.2013.12.173>.
27. Chang G.W., Hespanha J.P., Morse A.S., Netto M.S., Ortega R. Supervisory field-oriented control of induction motors with uncertain rotor resistance. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2001, vol. 15, no. 3, pp. 353-375. doi: <https://doi.org/10.1002/acs.671>.
28. Pradeep Kumar M., Sirisha S., Chandramouly M. Design of PMSM base on DTC method with MRAS. *International Journal of Engineering Research and Applications*, 2013, vol. 3, no. 5, pp. 282-287.
29. Alwi H., Edwards C., Pin Tan C. *Fault Detection and Fault-Tolerant Control Using Sliding Modes*. Springer London, 2011. 340 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-0-85729-650-4>.
30. Li X., Zhang Z., An J., Zhou X., Hu G., Zhang G., Man W. Adaptive sliding mode control of modular self-reconfigurable spacecraft with time-delay estimation. *Defence Technology*, 2022, vol. 18, no. 12, pp. 2170-2180. doi: <https://doi.org/10.1016/j.dt.2021.12.005>.
31. Pal P., Jin G.G., Bhakta S., Mukherjee V. Adaptive chaos synchronization of an attitude control of satellite: A backstepping based sliding mode approach. *Heliyon*, 2022, vol. 8, no. 11, art. no. e11730. doi: <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2022.e11730>.
32. Ibrar A., Ahmad S., Safdar A., Haroon N. Efficiency enhancement strategy implementation in hybrid electric vehicles using sliding mode control. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 10-19. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.02>.
33. Li H.Y., Hu Y.A. Robust sliding-mode backstepping design for synchronization control of cross-strict feedback hyperchaotic systems with unmatched uncertainties. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 2011, vol. 16, no. 10, pp. 3904-3913. doi: <https://doi.org/10.1016/j.cnsns.2011.02.031>.
34. Prasad K.M.A., Unnikrishnan A., Nair U. Fuzzy Sliding Mode Control of a Switched Reluctance Motor. *Procedia Technology*, 2016, vol. 25, pp. 735-742. doi: <https://doi.org/10.1016/j.protcy.2016.08.167>.
35. Najim K. *Commande adaptative des processus industriels*. Masson, Paris, 1997. 120 p. (Fra).
36. Nguyen N.T. *Model-Reference Adaptive Control*. Springer International Publishing, 2018. 444 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-56393-0>.
37. Alekseev V., Tikhomirov V., Fomin S. *Optimal control*. Moscow, Mir Publ., 1982. 447 p. (Rus).
38. Wu S., Zhang R. Improved LQ Tracking Control Design for Industrial Processes Under Uncertainty: The Extended Nonminimal State Space Approach. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2022, vol. 52, no. 2, pp. 1356-1360. doi: <https://doi.org/10.1109/TSMC.2020.3014839>.
39. Elkhatem A.S., Engin S.N. Robust LQR and LQR-PI control strategies based on adaptive weighting matrix selection for a UAV position and attitude tracking control. *Alexandria Engineering Journal*, 2022, vol. 61, no. 8, pp. 6275-6292. doi: <https://doi.org/10.1016/j.aej.2021.11.057>.
40. Khemis A., Boutabba T., Drid S. Model reference adaptive system speed estimator based on type-1 and type-2 fuzzy logic sensorless control of electrical vehicle with electrical differential. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 19-25. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.03>.
41. Yin Y., Liu L., Hu Z., Lin H., Wu L. Adaptive Optimal Control for PMSM Servo System. *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2024, vol. 1034, pp. 131-151. doi: [https://doi.org/10.1007/978-3-031-53188-0\\_7](https://doi.org/10.1007/978-3-031-53188-0_7).
42. El-samahy A.A., Shamseldin M.A. Brushless DC motor tracking control using self-tuning fuzzy PID control and model reference adaptive control. *Ain Shams Engineering Journal*, 2018, vol. 9, no. 3, pp. 341-352. doi: <https://doi.org/10.1016/j.asej.2016.02.004>.
43. Rajesh R., Deepa S.N. Design of direct MRAC augmented with 2 DoF PID controller: An application to speed control of a servo plant. *Journal of King Saud University - Engineering Sciences*, 2020, vol. 32, no. 5, pp. 310-320. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jksues.2019.02.005>.
44. Ganesh V., Vasu K., Bhavana P. LQR based load frequency controller for two area power system. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, 2012, vol. 1, no. 4, pp. 262-269.

Received 06.07.2024

Accepted 13.09.2024

Published 02.03.2025

Z. Darsouni<sup>1</sup>, PhD Student,  
S.E. Rezgui<sup>1</sup>, Doctor of Technical Science,  
H. Benalla<sup>1</sup>, Professor,  
F. Rebahi<sup>2</sup>, Doctor of Technical Science,  
M.A.M. Boumendjel<sup>1</sup>, PhD Student,

<sup>1</sup>Laboratory of Electrical Engineering of Constantine (LEC),  
Technology Sciences Faculty,  
University Freres Mentouri Constantine 1, Algeria,  
e-mail: darsounizakaria@gmail.com (Corresponding Author).

<sup>2</sup>Department of Electronic, Electrical Engineering and Automatic,  
National Polytechnic School of Constantine, Algeria.

#### How to cite this article:

Darsouni Z., Rezgui S.E., Benalla H., Rebahi F., Boumendjel M.A.M. Ensuring service continuity in electric vehicles with vector control and linear quadratic regulator for dual star induction motors. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 24-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.04>



N. Hadjidj, M. Benbrahim, D. Ounnas, L.H. Mouss

## Global maximum power point tracking method for photovoltaic systems using Takagi-Sugeno fuzzy models and ANFIS approach

**Introduction.** A new global maximum power point tracking (GMPPT) control strategy for a solar photovoltaic (PV) system, based on the combination of Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy models and an ANFIS, is presented. The **novelty** of this paper lies in the integration of T-S fuzzy models and the ANFIS approach to develop an efficient GMPPT controller for a PV system operating under partial shading conditions. **Purpose.** The new GMPPT control strategy aims to extract maximum power from the PV system under varying weather conditions or partial shading. **Methods.** An ANFIS algorithm is used to determine the maximum voltage, which corresponds to the actual maximum power point, based on PV voltage and current. Next, the nonlinear model of the PV system is employed to design the T-S fuzzy controller. A reference model is then derived based on the maximum voltage. Finally, a tracking controller is developed using the reference model and the T-S fuzzy controller. The stability of the overall system is evaluated using Lyapunov's method and is represented through linear matrix inequalities expressions. The **results** clearly demonstrate the advantages of the proposed GMPPT-based fuzzy control strategy, showcasing its high performance in effectively reducing oscillations in various steady states of the PV system, ensuring minimal overshoot and a faster response time. In addition, a comparative analysis of the proposed GMPPT controller against conventional algorithms, such as Incremental Conductance, Perturb & Observe and Particle Swarm Optimization, shows that it offers a fast dynamic response in finding the maximum power with significantly less oscillation around the maximum power point. References 20, tables 3, figures 14.

**Key words:** photovoltaic system, maximum power point tracking, Takagi-Sugeno fuzzy model, linear matrix inequalities.

**Вступ.** Представлена нова глобальна стратегія відстеження точки максимальної потужності (GMPPT) для сонячної фотоелектричної (PV) системи, заснована на комбінації нечітких моделей Такагі-Сугено (T-S) і ANFIS. **Новизна** статті полягає в інтеграції нечітких моделей T-S і підходу ANFIS для розробки ефективного контролера GMPPT для PV системи, що працює в умовах часткового затінення. **Мета.** Нова стратегія контролю GMPPT спрямована на отримання максимальної потужності від PV системи за змінних погодних умов або часткового затінення. **Методи.** Алгоритм ANFIS використовується для визначення максимальної напруги, яка відповідає фактичній точці максимальної потужності, на основі PV напруги та струму. Далі нелінійна модель PV системи використовується для розробки нечіткого контролера T-S. Потім на основі максимальної напруги виводиться еталонна модель. Нарешті, контролер стеження розроблено з використанням еталонної моделі та нечіткого контролера T-S. Стійкість системи в цілому оцінюється за допомогою методу Ляпунова і представляється у вигляді лінійних матричних нерівностей. **Результати** чітко демонструють переваги запропонованої стратегії нечіткого керування на основі GMPPT, демонструючи її високу продуктивність щодо ефективного зменшення коливань у різних сталих станах PV системи, забезпечуючи мінімальне перерегулювання та швидший час відгуку. Крім того, порівняльний аналіз запропонованого контролера GMPPT із звичайними алгоритмами, такими як Incremental Conductance, Perturb and Observe та Particle Swarm Optimization, показує, що він пропонує швидку динамічну реакцію у пошуку максимальної потужності зі значно меншими коливаннями навколо точки максимальної потужності. Бібл. 20, табл. 3, рис. 14.

**Ключові слова:** фотоелектрична система, відстеження точки максимальної потужності, нечітка модель Такагі-Сугено, лінійні матричні нерівності.

**Introduction.** Fossil energy has several drawbacks, such as environmental pollution, climate change contributions, and resource depletion. In contrast, renewable energy, like solar and wind power, offers advantages like reduced environmental impact, sustainability, and the potential for job creation and innovation in clean energy technologies. Photovoltaic (PV) solar energy offers compelling advantages. It is a clean and sustainable source with zero emissions, reducing environmental impact. Moreover, solar modules are durable, low-maintenance, and cost-effective over their long lifespan. Scalability makes PV systems versatile for diverse applications, from homes to large-scale projects. Abundant sunlight in many regions promotes energy independence, diminishing reliance on finite resources. Ongoing technological advancements further enhance efficiency and affordability, making PV solar an increasingly attractive and accessible choice for renewable energy [1, 2].

The PV system consists of solar modules that transform sunlight into DC electricity and a DC-DC converter, which plays a pivotal role by facilitating the efficient power transfer from the solar modules to the load. Its primary function is to match the varying voltage levels between the PV module and the load or storage system [3]. In essence, it optimizes power extraction from the solar

modules by maintaining the output voltage at the maximum power point  $V_{mpp}$  a task typically controlled by the Maximum Power Point Tracking (MPPT) algorithm [4, 5].

Many conventional MPPTs methods have been proposed in the literature, these include Perturb and Observe (P&O) [6, 7], Incremental Conductance (InCond) [8, 9] and Hill Climbing [10]. However, each method has its application challenges and inherent disadvantages. For instance, P&O is susceptible to oscillations around the maximum power point and may result in power losses, especially under rapidly changing irradiance conditions. InCond, while more efficient, can exhibit sensitivity to noise and instability. Hill Climbing methods may struggle in partially shaded conditions and exhibit slow convergence to the optimal operating point.

Additionally, these conventional MPPT approaches may not fully exploit the potential of PV systems under dynamic environmental conditions. As a result, exploring advanced and adaptive MPPT techniques becomes crucial to overcoming these limitations and improving overall performance [11]. On the other hand, shading introduces multiple peaks and valleys in the power-voltage characteristic, leading to inaccurate MPPT operation. These conventional methods may experience slow

convergence and oscillations and may even be trapped in local maximum power points, resulting in sub-optimal energy harvesting. To address these limitations, advanced MPPT techniques, often incorporating intelligent algorithms and adaptive strategies, are increasingly explored to enhance performance in partial shading conditions [12].

Over the past few years, numerous fuzzy MPPT controllers have been suggested, leveraging Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy models [13, 14]. The fundamental concept behind T-S fuzzy models is to represent a process by aggregating linear models, facilitating the construction of fuzzy controllers using a technique called parallel-distributed compensation (PDC) [15]. Determination of fuzzy controller gains is dependent on the stability conditions of the augmented T-S fuzzy system, which can be readily formulated as linear matrix inequalities and efficiently solved through convex optimization techniques. In [16] the InCond algorithm is utilized to ascertain the reference voltage. Subsequently, it is combined with a T-S MPPT-based fuzzy controller. Other studies, such as [17], calculated the reference voltage employing a T-S reference model incorporating, as inputs measurements of temperature and irradiation. An alternative approach involves, an MPP searching algorithm, which evaluates the changing levels of irradiation and temperature. This algorithm instantly calculates the partial power derivative which respect to the PV cell current and generates the reference state required for tracking with a PDC controller.

**Purpose.** This work aims to design a Global Maximum Power Point Tracking (GMPTT) controller using the adaptive ANFIS technique to accurately track the global maximum power point in the presence of partial shading. ANFIS uses PV current and PV voltage as inputs to generate the maximum voltage. Subsequently, a T-S fuzzy controller ensures maximum energy transmission, enhancing the PV system's efficiency. The efficacy of the proposed T-S fuzzy method is assessed through the total-cross-tied configuration, partial shading as well as under sudden solar irradiance changes.

**PV system modeling.** As seen in Fig. 1, the PV system under consideration is made up of a PV panel, a DC/DC boost converter, and a DC load.

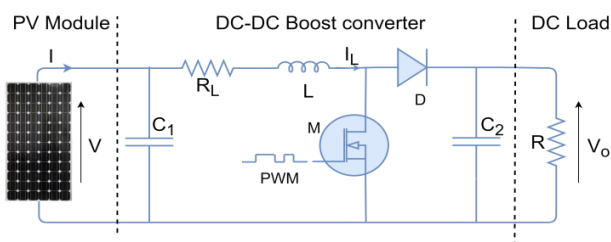


Fig. 1. PV system

PV system parameters applied in this study are as follows:

- $I$  and  $V$  denote, respectively, the PV output current and voltage;
- $i_L$ ,  $i_0$ ,  $V_0$  and  $u$  denote, respectively, the converter's self-inductance current, load current, load voltage and duty cycle;
- $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L$ ,  $R_L$ ,  $R_m$  and  $v_d$  denote, respectively, the input capacitor, output capacitor, boost inductance,

resistance of self-inductance, resistance characterizing the loss through the electronic switch (MOSFT) and diode's forward voltage.

**PV panel model.** According to the electrical circuit of PV panel (Fig. 2), the PV current can be described by [17, 18]:

$$I = n_p I_{ph} - n_p I_s \left( \exp\left(\frac{q(V + IR_s)}{kT}\right) - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_{sh}}, \quad (1)$$

where  $I_s$  is the cell saturation current in the dark;  $I_{ph}$  is the light-generated current;  $R_{sh}$  and  $R_s$  are the shunt and the cell series resistances respectively;  $q$ ,  $k$ ,  $T$ ,  $n_p$ ,  $A$  are, respectively, the electron charge, Boltzmann constant ( $1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K), cell temperature, number of parallel solar cells and the ideal factor.

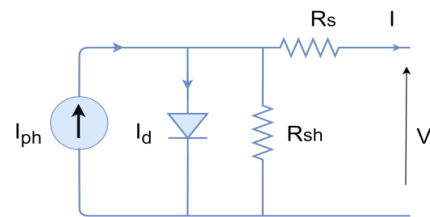


Fig. 2. Electrical equivalent model of PV module

Equation (2) describes the light-generated current  $I_{ph}$ , which is dependent on cell temperature  $T$  and sun irradiation  $G$ :

$$I_{ph} = G(I_{sc} + K_t(T - T_r)), \quad (2)$$

where  $I_{sc}$  is the cell short-circuit current at  $T = 25^\circ\text{C}$  and  $G = 1 \text{ kW/m}^2$ ;  $K_t$ ,  $T_r$ ,  $G$  are, respectively, the cell's short-circuit current temperature coefficient, cell's reference temperature and solar irradiation.

Conversely, the saturation current is dependent on cell temperature according to the following expression:

$$I_s = I_{rs} \left( \frac{T}{T_r} \right)^3 \exp\left[ \frac{qE_g}{kA} \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right], \quad (3)$$

where  $E_g$  is the band-gap energy of the semiconductor used in the cell;  $I_{rs}$  is the reverse saturation current given by:

$$I_{rs} = \frac{I_{sc}}{\exp\left(\frac{qV_{oc}}{n_s kAT}\right) - 1}, \quad (4)$$

where  $V_{oc}$  is the open-circuit voltage.

The considered PV panel is simulated using the MATLAB/Simulink model illustrated in Fig. 3 with the values provided in Table 1. The PV panel is composed of 36 cells, as shown in Fig. 4.

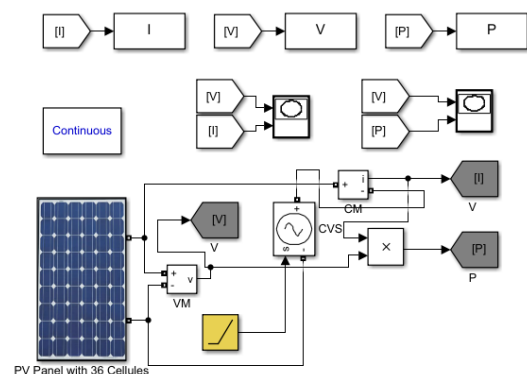


Fig. 3. Simulink model of PV panel

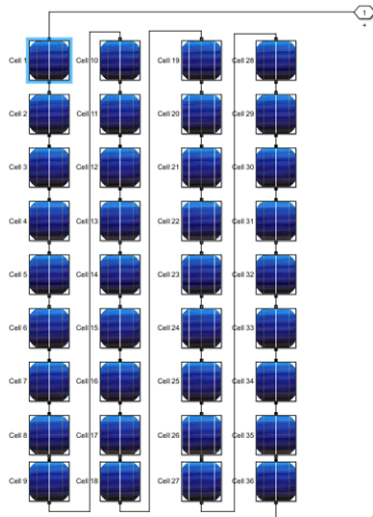


Fig. 4. Simulink model of PV panel cells

PV panel parameters	
Parameter	Value
Ideal factor of PV cell $A$ , V	1.1
Shunt resistance $R_{sh}$ , $\Omega$	360
Cells connected in series $n_s$	36
Number of module in parallel $n_p$	1
Series resistance $R_s$ , $\Omega$	0.18
Temperature reference $T_0$ , K	298
Irradiation reference $G_0$ , $W/m^2$	100
Nominal short-circuit current $I_{scn}$ , A	3.8
Open-circuit voltage $V_{ocn}$ , V	21.6

Table 1

$P$ - $V$  characteristic (Fig. 5) shows the significant impact of solar irradiation and cell temperature on the fluctuation of the PV module's maximum power  $P_{max}$ , which translates to an ideal PV output voltage  $V_{max} = V_{mpp}$ . On the other hand, when the PV module is partially shaded, it gives rise to the occurrence of multiple operating points on its  $P$ - $V$  characteristic plot.

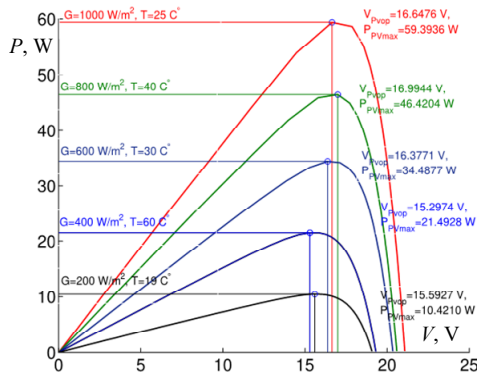


Fig. 5.  $P$ - $V$  characteristic of a PV module

**DC-DC boost converter model.** The dynamic model of DC-DC boost converter can be described as [17]:

$$\begin{cases} \dot{i}_L = -\frac{R_L}{L}i_L + \frac{1}{L}V - \left(\frac{1-u}{L}\right)(V_0 + v_d - R_m i_L); \\ \dot{V} = -\frac{1}{C_1}i_L + \frac{1}{C_1}I. \end{cases} \quad (5)$$

By using (5) and adding a new state, such as  $\dot{u} = u_{pv}$ , the PV system can be described as:

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + Bu(t) + \eta(t), \quad (6)$$

where

$$f(x(t)) = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L}i_L + \frac{1}{L}V - \left(\frac{1-u}{L}\right)\left(\frac{V_0 + v_d - R_m i_L}{L}u_{pv}\right) \\ -\frac{1}{C_1}i_L \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ V \\ u_{pv} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad \eta = \begin{bmatrix} -\frac{V_0 + v_d}{L} \\ -\frac{1}{C_1}I \\ u_{pv} \end{bmatrix}.$$

The considered boost converter parameters are given in Table 2.

Table 2

Boost converter parameters	
Parameter	Value
Output capacitor $C_1$ , $\mu F$	50
Input capacitor $C_2$ , $\mu F$	220
Resistance of self-inductance $R_L$ , $\Omega$	0.5
Resistance of IGBT characterizing $R_m$ , $\Omega$	0.05
Load resistance $R$ , $\Omega$	35
Inductor $L$ , $\mu H$	180
Diode's forward voltage $v_d$ , V	1.9

**Proposed GMPPT method.** The purpose of this study is to design a feedback controller using T-S fuzzy models and ANFIS technique that permit to maximize the output power of the PV Panel. The primary objective is to ensure that the PV system states follow  $x = [i_L \ V \ u_{pv}]^T$  precisely a desired reference  $x_d = [i_{Ld} \ V_d \ u_{pvd}]^T$  regardless of varying weather conditions and partial shading. The initial stage involves designing a T-S fuzzy controller using the nonlinear mathematical model of the PV system. Subsequently, a desirable reference model and a nonlinear tracking controller are determined using a maximum voltage  $V_{max} = V_{mpp}$  which can be determined using an ANFIS. Consequently, the control scheme depicted in Fig. 6 is proposed.

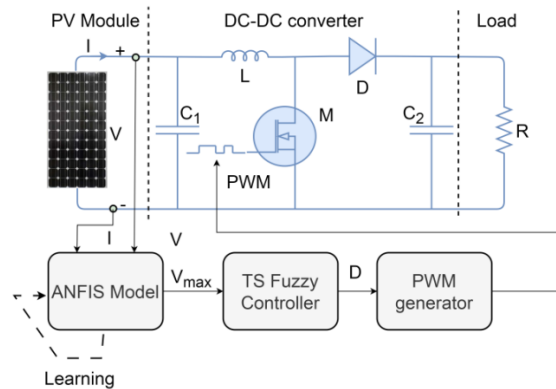


Fig. 6. Control scheme of proposed GMPPT method

**ANFIS design.** The implementation of an ANFIS for the prediction of the maximum voltage is illustrated in Fig 7.

Simulink/SimPower models of the PV module operating in diverse climatic conditions and under various partial shading, scenarios are employed to create the training dataset for the ANFIS. These datasets encompass predictor inputs and corresponding desired output values. The system

involves two inputs, the PV voltage and PV current and a single output representing the maximum PV voltage which corresponds to the actual maximum power point. The ANFIS network formulates fuzzy rules based on a provided input-output dataset, utilizing suitable membership functions whose shape parameters are adjusted in the learning phase. The training process employs a hybrid learning method that integrates the least squares approach with the back-propagation gradient descent algorithm.

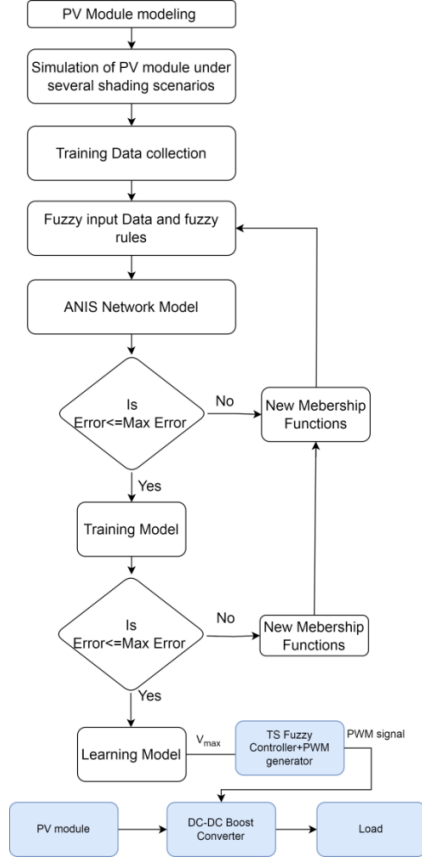


Fig. 7. ANFIS flowchart

**Fuzzy modeling of the PV system.** To design the feedback T-S controller, the nonlinear system given by (6) is converted into a T-S fuzzy model. This transformation is achieved by considering the converter inductance current  $i_L$  and the load voltage  $V_0$  as decision variables. Consequently, the following state space representation is produced:

$$\dot{x}(t) = A(i_L, V_0)x(t) + Bu(t) + \eta(t), \quad (7)$$

where:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{V_0 + v_d - R_m i_L}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \eta = \begin{bmatrix} -\frac{V_0 + v_d}{L} \\ \frac{1}{C_1} i_{pv} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Assuming that the output load voltage and the boost inductance current are bounded as:

$$i_L \leq i_L \leq \bar{i}_L, \quad \underline{V}_0 \leq V_0 \leq \bar{V}_0, \quad (8)$$

and using the nonlinearity transformation sector approach [19], the mathematical model of the PV system (7) can be given by a fuzzy models with  $r = 2^n = 2^2 = 4$  If-Then rules, as follows: Rule  $i$ : If  $z_1(t)$  is  $F_{1i}$  and  $z_2(t)$  is  $F_{2i}$ . Then

$$\dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) + \eta(t), \quad i = 1, \dots, r,$$

where  $z_1 = i_L$  and  $z_2 = V_0$  are the premise variables,  $F_{11}, F_{12}, F_{21}, F_{22}$  are the membership functions given by:

$$\begin{cases} F_{11}(i_L) = \frac{i_L(t) - \underline{i}_L}{\bar{i}_L(t) - \underline{i}_L}, & F_{12}(i_L) = 1 - F_{11}(i_L); \\ F_{21}(V_0) = \frac{V_0(t) - \underline{V}_0}{\bar{V}_0(t) - \underline{V}_0}, & F_{22}(V_0) = 1 - F_{21}(V_0). \end{cases} \quad (9)$$

The sub-matrices are defined as:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{\bar{V}_0 + v_d - R_m \bar{i}_L}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{\underline{V}_0 + v_d - R_m \underline{i}_L}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{\bar{V}_0 + v_d - R_m \bar{i}_L}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_4 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{\underline{V}_0 + v_d - R_m \underline{i}_L}{L} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B_1 = B_2 = B_3 = B_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

The overall output of the T-S fuzzy model can be given by:

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) (A_i x(t) + B_i u(t) + \eta(t)), \quad (10)$$

where  $h_i(z) = w_i(z) / \sum_{i=1}^r w_i(z)$ ,  $w_i(z) = \prod_{j=1}^n F_{ij}(z_j)$  for all

$t > 0$ ,  $h_i(z) \geq 0$  and  $\sum_{i=1}^r h_i(z) = 1$ .

**T-S fuzzy controller gains.** The aim is to develop a feedback fuzzy controller that can steer the state of the PV system, denoted as  $x(t)$ , to closely match a reference model  $x_d(t)$ . Subsequently, the feedback tracking control must adhere to the following conditions:

$$x(t) - x_d(t) \rightarrow 0 \text{ as } t \rightarrow \infty. \quad (11)$$

The derivative of the tracking error  $\tilde{x}(t)$  can be defined as:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \dot{x}(t) - \dot{x}_d(t). \quad (12)$$

By substituting (10) in (12) and adding the term

$\sum_{i=1}^r h_i(z) A_i (x(t) - x_d(t))$ , equation (12) becomes:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z) (A_i \tilde{x} + B_i u + A_i x_d) + \eta(t) - \dot{x}_d(t). \quad (13)$$

Equation (13) can be written as:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) (A_i \tilde{x}(t) + B_i \tau_u(t)), \quad (14)$$

where

$$\sum_{i=1}^r h_i B_i \tau_u(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z) (A_i x_d(t) + B_i u(t) + \eta - \dot{x}_d(t)). \quad (15)$$

T-S feedback controllers are developed to solve the control problem as outlined below.

Controller rule  $i$ : If  $z_1(t)$  is  $F_{1i}$  and  $z_2(t)$  is  $F_{2i}$ . Then  $\tau_u(t) = -K_i \tilde{x}(t)$ .

The final output of the fuzzy controller is given as:

$$\tau_u(t) = -\sum_{i=1}^r h_i(z(t)) K_i \tilde{x}(t). \quad (16)$$

By applying T-S control law (16) to model (14), the closed-loop system is represented as:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t)) h_j(z(t)) (A_i - B_i K_j) \tilde{x}(t). \quad (17)$$

By letting  $G_{ij} = (A_i - B_i K_j)$ , equation (17) can be expressed as:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t)) h_j(z(t)) G_{ij} \tilde{x}(t). \quad (18)$$

To compute the feedback controller gains  $K_i$ , the subsequent theorem is taken into consideration [20].

**Theorem:** T-S fuzzy system described by (18) is globally asymptotically stable if there exists a matrix  $X > 0$ , a diagonal matrix  $Q$ , matrices  $M_i$  and matrices  $Z_{ij}$  with:  $Z_{ii} = Z_{ii}^T$  and  $Z_{ij} = Z_{ij}^T$  for  $i \neq j$ , such that:

$$\begin{bmatrix} XA_i^T + A_i X - B_i M_i - M_i^T B_i^T + Y_{ii} & XQ^T \\ QX & -X \end{bmatrix} < 0. \quad (19)$$

$$\begin{aligned} & XA_i^T + A_i X + XA_j^T + A_j X - B_i M_j - M_j^T B_i^T \\ & - B_j M_i - M_i^T B_j^T + 2Z_{ij} \leq 0, \quad i < j < r. \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1r} \\ Z_{12} & Z_{22} & \cdots & Z_{2r} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ Z_{1r} & Z_{2r} & \cdots & Z_{rr} \end{bmatrix} \equiv \tilde{z} > 0. \quad (21)$$

The feedback controller gains can be extracted as:

$$K_i = M_i X^{-1}. \quad (22)$$

**Controller law and reference model.** The controller law  $u(t)$  and the variables of the desired reference model, represented by  $x_d(t)$ , can be determined through the utilization of (15), which is restated as:

$$\sum_{i=1}^r h_i B_i (u(t) - \tau_u(t)) = -\sum_{i=1}^r h_i A_i x_d(t) - \eta(t) + \dot{x}_d(t). \quad (23)$$

Noting that:

$$A(i_L, V_0) = \sum_{i=1}^r h_i A_i, \quad B = \sum_{i=1}^r h_i B_i. \quad (24)$$

Then, equation (23) can be rewritten as the following compact form:

$$B(u - \tau_u) = -A(i_L, V_0)x_d - \eta + \dot{x}_d. \quad (25)$$

In matrix notation, the equation (25) can be given as:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} (u - \tau_u) = - \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \alpha \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ V_d \\ u_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\beta \\ \frac{1}{C_1} i_{pv} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ V_d \\ u_d \end{bmatrix}. \quad (26)$$

where

$$\alpha = \frac{V_0 + V_d - R_m i_L}{L}, \quad \beta = \frac{V_0 + V_d}{L}.$$

It is important to highlight that the optimal reference and the nonlinear controller are calculated based on the optimal voltage reference which corresponds to the maximum voltage  $V_d = V_{\max}$ . The second equation of (26) implies:

$$i_d(V_d) = i_{pv} - C_1 \dot{V}_d. \quad (27)$$

From the initial equation in (26), it can be inferred that:

$$u_d(V_d) = \frac{1}{\alpha} \left( \frac{R_L}{L} i_d - \frac{1}{L} V_d + \beta + \dot{i}_d \right). \quad (28)$$

The nonlinear tracking control is derived from the third equation in (26), as outlined below:

$$u(V_d) = \dot{u}_d(V_d) + \tau_u. \quad (29)$$

Figure 8 shows the configuration of the proposed MPPT controller and its key components. The first block is dedicated to the calculation of the maximum voltage  $V_{\max}$ . This computation involves a fuzzy inference system that takes PV voltage  $V$  and PV current  $I$  measurements as inputs. Next,  $V_{\max}$  is utilized by the desired reference block to produce  $x_d$  using (27) and (28). Following this, the fuzzy controller generates the fuzzy control signal utilizing (16), derived from the error  $e(t)$  between the current and desired states. This generated signal is then utilized by the nonlinear controller block, employing (29) to produce the ultimate control signal. Further insights into the fuzzy inference system block will be provided in the subsequent section.

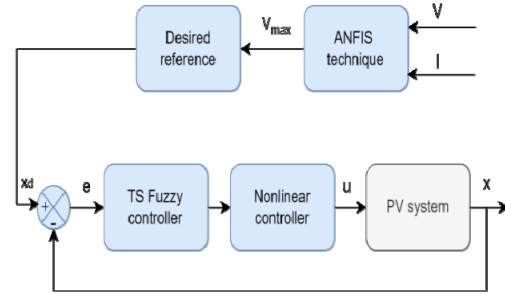


Fig. 8. Diagram of the control strategy

**Simulation results.** To validate the proposed method's efficacy, simulation tests of the PV system were conducted using the Simulink model (Fig. 9).

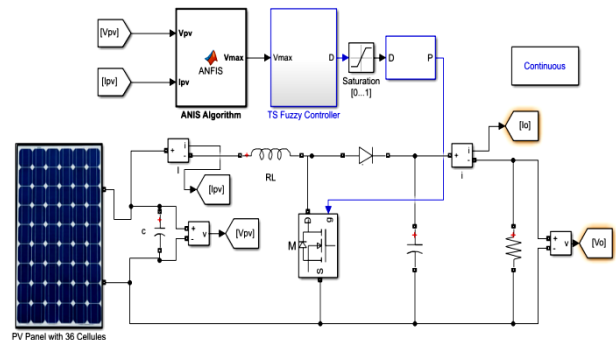


Fig. 9. Simulink model of the proposed control method

The obtained T-S feedback gains are computed as:

$$K_1 = [155.0075 \quad -0.6106 \quad 633.6307];$$

$$K_2 = [92.6114 \quad -0.1194 \quad 570.2396];$$

$$K_3 = [282.7187 \quad -0.4403 \quad 616.0382];$$

$$K_4 = [103.4164 \quad 0.3952 \quad 577.9426].$$

The maximum voltage, which corresponds to the peak power corresponding to the peak power, is calculated using an MPPT algorithm based on the ANFIS algorithm (see Fig. 7). This algorithm relies on a database constructed from the  $P$ - $V$  characteristic, where fuzzy membership functions model the PV voltage and PV current. This method establishes a fuzzy relationship between these parameters and the maximum voltage.

The initial simulation is conducted under diverse conditions with variable solar radiance and temperature, assuming temperatures and irradiation levels as illustrated in Fig. 10,*a* and Fig. 10,*b*, respectively.

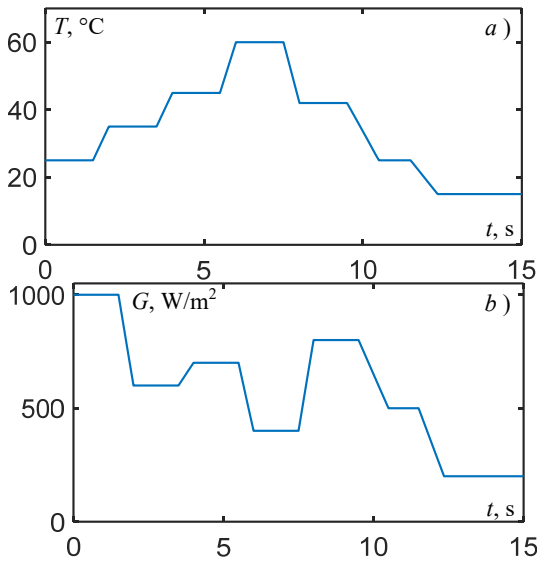


Fig. 10. Temperature (*a*) and radiance (*b*) profiles for the first test

Figures 11,*a,b* display the responses of PV voltage and PV power, respectively, while Fig. 11,*c,d* depict the responses of the boost converter current and control signal. Notably, the steady states align precisely, with the desired trajectories, remaining unaffected by variations in solar irradiation and cell temperature. This precision in tracking optimal paths contributes significantly to the enhanced extraction of available solar power and the overall performance of the system.

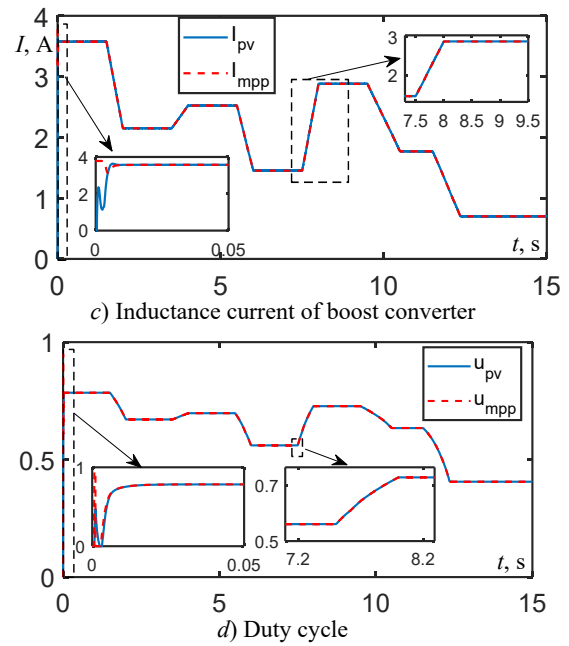
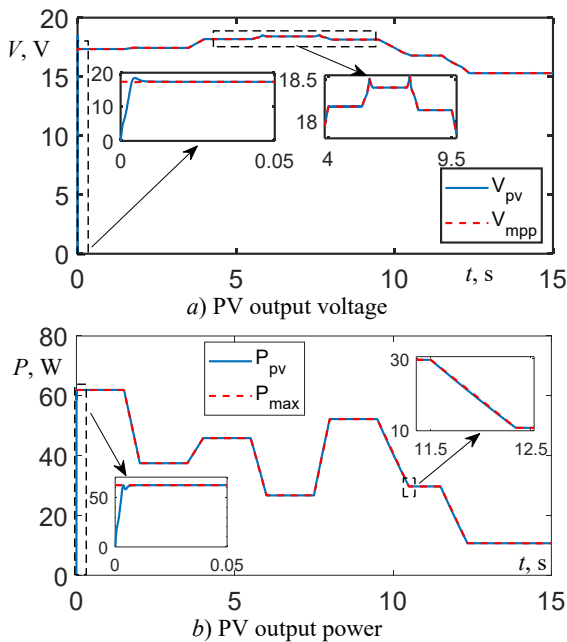


Fig. 11. Simulation results for various atmospheric conditions

The second test involves maintaining a constant temperature while varying irradiation levels as shown in Fig. 12,*a*. The corresponding response of the output power is depicted in Fig. 12,*b*. One can clearly see that the steady states of the system exactly follow the optimal trajectories and remain consistent despite in cell temperature and sun irradiation. The precision with which the system stays on the best courses is critical to optimizing solar energy use and raising the overall system's efficiency.

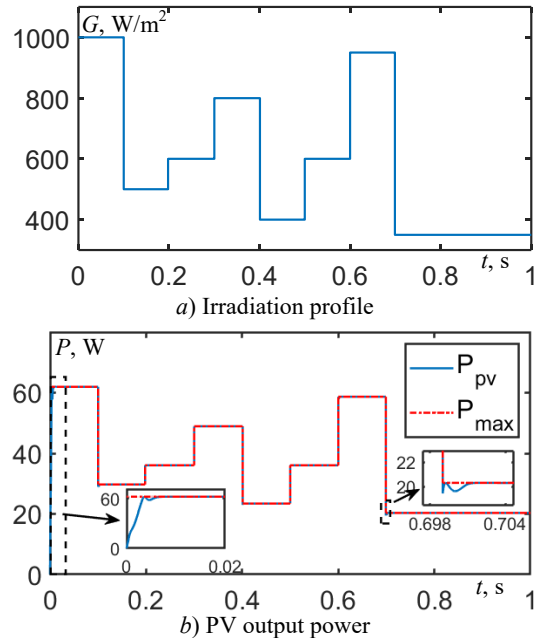


Fig. 12. Simulation results for sudden change of atmospheric conditions

The third test is conducted under partial shading conditions for a PV panel consisting of 36 cells, with 4 cells shaded, maintaining a constant temperature of  $T = 25$  °C and solar irradiation of  $G = 1000$  W/m<sup>2</sup>.  $P$ - $V$  characteristic curve reveals 2 maximum power points: a local maximum of 29.91 W and a global maximum of 52.76 W (Fig. 13,*a*). To assess its performance, the proposed fuzzy method is

compared to conventional methods such as P&O, IncCond, and Particle Swarm Optimization (PSO). Figure 13,b presents the responses of the PV output power under partial shading conditions.

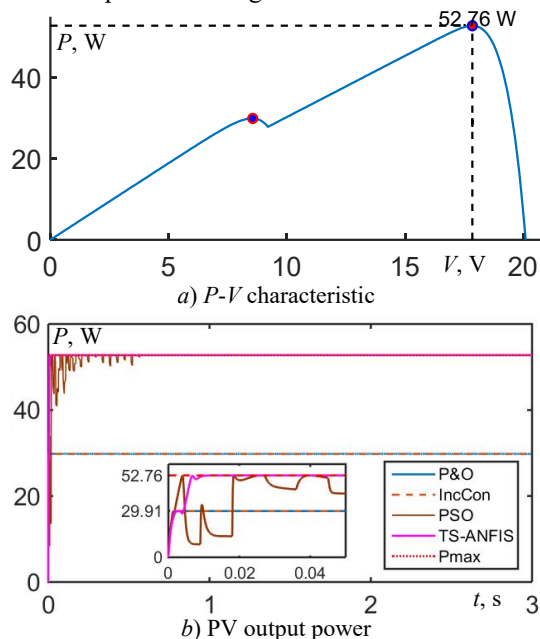


Fig. 13. Simulation results for the third test

One can clearly see that the PSO as well as the proposed methods can identify the global maximum amid various local maxima and quickly stabilize at the maximum global. However, the proposed controller exhibits a rapid response time, efficiently locating and maintaining the global maximum without oscillations. Moreover, conventional methods such as P&O and IncCond tend to stabilize at the minimum power.

The fourth test is conducted under partial shading conditions for a PV panel consisting of 36 cells, with 8 cells shaded, maintaining a constant temperature of  $T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$  and solar irradiation of  $G = 1000\text{ W/m}^2$ .  $P$ - $V$  characteristic curve reveals 3 maximum power points, including 2 local maxima of 37.86 W and 21.37 W, along with a global maximum of 40.86 W (Fig. 14). Performance evaluation involves a comparison of the proposed fuzzy method with well-known methods such as P&O, IncCond and PSO.

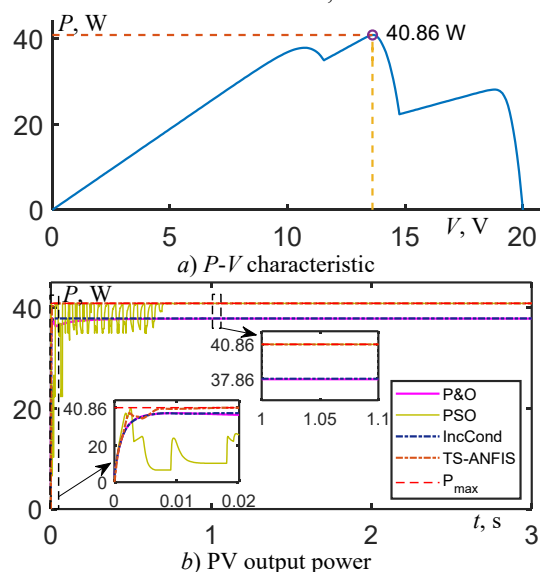


Fig. 14. Simulation results for the fourth test

Simulation tests confirm that the developed MPPT-based controller effectively guides the steady states to closely match the optimal operating points, displaying minimal oscillation. Conversely, the PV system responses under the compared methods exhibit notable fluctuations across different states.

Additionally, the performance of the proposed and comparative methods is evaluated through many indexes such as root mean square error, MPPT energetic efficiency, and MPPT energetic error.

The root mean square error is defined as:

$$E_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (P_{pv,i} - P_{max,i})^2}{N}} \quad (30)$$

The static efficiency:

$$\eta = \left( \frac{P_{pv}}{V_{max}} \right) \cdot 100 \quad (31)$$

The relative tracking error:

$$\varepsilon = \left( \frac{P_{pv}}{V_{max}} \right) - 1 \quad (32)$$

The obtained indexes for the proposed and compared methods are summarized in Table 3.

Table 3

Comparison of different MPPT methods				
Index	P&O	InCond	PSO	Proposed
$E_{rms}$	0.2891	0.2182	0.0575	0.0215
$\eta$	46.2568	46.8910	97.1906	98.1256
$e$	5.2918	5.3109	2.8094	1.0295

This comparative study demonstrates the effectiveness of the proposed control strategy in overcoming the limitations associated in traditional controllers. It is demonstrates also that the proposed controller delivers a faster dynamic response, significantly reduced oscillation around the maximum power point, and overall superior performance.

**Conclusions.** This paper presents a highly effective Takagi-Sugeno fuzzy controller for global maximum power point tracking in PV conversion systems. This controller demonstrates the capability to guide the PV system in swiftly tracking a desired reference model with minimal oscillations during rapid weather changes and under partial shading conditions.

The desired reference model is determined by the ANFIS algorithm based on the maximum voltage. Fuzzy controller gains are computed according to specific conditions shown in linear matrix inequalities and are determined using optimization tools. Simulation results, alongside comparisons to classic Incremental Conductance, Perturb & Observe and Particle Swarm Optimization algorithms, demonstrate the effectiveness of the proposed fuzzy tracking control scheme in managing the PV system across various operating conditions. Addressing practical implementation and robustness concerns remains a focus for future research endeavors.

**Conflict of interest.** The authors declare that they have no conflicts of interest.

#### REFERENCES

1. Chen X.H., Tee K., Elnahass M., Ahmed R. Assessing the environmental impacts of renewable energy sources: A case study on air pollution and carbon emissions in China. *Journal of Environmental*

- Management*, 2023, vol. 345, art. no. 118525. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jenvman.2023.118525>.
2. Osman A.I., Chen L., Yang M., Msigwa G., Farghali M., Fawzy S., Rooney D.W., Yap P.-S. Cost, environmental impact, and resilience of renewable energy under a changing climate: a review. *Environmental Chemistry Letters*, 2023, vol. 21, no. 2, pp. 741-764. doi: <https://doi.org/10.1007/s10311-022-01532-8>.
  3. Youcef H., Touhami G., Omar O., Essama G.A., Slimane L. Sliding Mode based PSO MPPT for Solar PV System. *Przeegląd Elektrotechniczny*, 2024, no. 1, pp. 86-90. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2024.01.18>.
  4. Juma'a H.G., Atyia T.H. Design a 91-Multilevel Inverter Circuit Using Solar PV System Sources. *Przeegląd Elektrotechniczny*, 2023, no. 11, pp. 127-133. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2023.11.22>.
  5. Paquianadin V., Navin Sam K., Koperundevi G. Maximizing solar photovoltaic system efficiency by multivariate linear regression based maximum power point tracking using machine learning. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 1, pp. 77-82. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.1.10>.
  6. Guiza D., Ounnas D., Soufi Y., Bouden A., Maamri M. Implementation of Modified Perturb and Observe Based MPPT Algorithm for Photovoltaic System. *2019 1st International Conference on Sustainable Renewable Energy Systems and Applications (ICSRESA)*, 2019, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICSRESA49121.2019.9182483>.
  7. Zerzouri N., Ben Si Ali N., Benalia N. A maximum power point tracking of a photovoltaic system connected to a three-phase grid using a variable step size perturb and observe algorithm. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, vol. 5, pp. 37-46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.06>.
  8. Dhaouadi G., Djamel O., Youcef S., Salah C. Implementation of Incremental Conductance Based MPPT Algorithm for Photovoltaic System. *2019 4th International Conference on Power Electronics and Their Applications (ICPEA)*, 2019, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/ICPEA1.2019.8911186>.
  9. Louarem S., Kebbab F.Z., Salhi H., Nouri H. A comparative study of maximum power point tracking techniques for a photovoltaic grid-connected system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 4, pp. 27-33. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.04>.
  10. Jatelly V., Azzopardi B., Joshi J., Balaji Venkateswaran V., Sharma A., Arora S. Experimental analysis of hill-climbing MPPT algorithms under low irradiance levels. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2021, vol. 150, art. no. 111467. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2021.111467>.
  11. Ounnas D., Guiza D., Soufi Y., Maamri M. Design and Hardware Implementation of Modified Incremental Conductance Algorithm for Photovoltaic System. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 2021, vol. 19, no. 2, pp. 100-111. doi: <https://doi.org/10.15598/aece.v19i2.3881>.
  12. Wang Q., Chang X. Maximum Power Point Tracking of PV System Under Partial Shading Conditions Based on TSO-IP&O Algorithm. *2023 3rd International Conference on Energy, Power and Electrical Engineering (EPEE)*, 2023, pp. 155-159. doi: <https://doi.org/10.1109/EPEE59859.2023.10351794>.
  13. Chaibi R., Bachtiri R.E., Hammoumi K.E., Yagoubi M. Photovoltaic System's MPPT Under Partial Shading Using T-S Fuzzy Robust Control. *IFAC-PapersOnLine*, 2022, vol. 55, no. 12, pp. 214-221. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2022.07.314>.
  14. Moussaoui L., Aouaouda S., Rouaibia R. Fault tolerant control of a permanent magnet synchronous machine using multiple constraints Takagi-Sugeno approach. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 22-27. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.04>.
  15. Guiza D., Soufi Y., Ounnas D., Metatla A. Design and Implementation of Takagi-Sugeno Fuzzy Tracking Control for a DC-DC Buck Converter. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 2019, vol. 17, no. 3, pp. 234-243. doi: <https://doi.org/10.15598/aece.v17i3.3126>.
  16. Sekhar P.C., Mishra S. Takagi-Sugeno fuzzy-based incremental conductance algorithm for maximum power point tracking of a photovoltaic generating system. *IET Renewable Power Generation*, 2014, vol. 8, no. 8, pp. 900-914. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2013.0219>.
  17. Ounnas D., Ramdani M., Chenikher S., Bouktir T. An Efficient Maximum Power Point Tracking Controller for Photovoltaic Systems Using Takagi-Sugeno Fuzzy Models. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 2017, vol. 42, no. 12, pp. 4971-4982. doi: <https://doi.org/10.1007/s13369-017-2532-0>.
  18. Kahsay A.H., Regulski P., Derugo P. AI-based control techniques for maximum power point tracking of photovoltaic systems using a boost converter. *Przeegląd Elektrotechniczny*, 2023, no. 11, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2023.11.01>.
  19. Ohtake H., Tanaka K., Wang H.O. Fuzzy modeling via sector nonlinearity concept. *Integrated Computer-Aided Engineering*, 2003, vol. 10, no. 4, pp. 333-341. doi: <https://doi.org/10.3233/ICA-2003-10404>.
  20. Ounnas D., Ramdani M., Chenikher S., Bouktir T. Optimal reference model based fuzzy tracking control for wind energy conversion system. *International Journal of Renewable Energy Research*, 2016, vol. 6, no. 3, pp. 1129-1136. doi: <https://doi.org/10.20508/ijrer.v6i3.4258.g6896>.

Received 25.08.2024  
Accepted 24.10.2024  
Published 02.03.2025

N. Hadjidj<sup>1</sup>, PhD,  
M. Benbrahim<sup>1</sup>, PhD, Associate Professor,  
D. Ounnas<sup>2</sup>, PhD, Associate Professor,  
L.H. Mouss<sup>1</sup>, Professor,

<sup>1</sup> Industrial Engineering Department,  
Laboratory of Automation and Manufacturing Engineering,  
University of Batna 2, Algeria,  
e-mail: n.hadjidj@univ-batna2.dz (Corresponding Author);  
m.benbrahim@univ-batna2.dz;  
h.mouss@univ-batna2.dz

<sup>2</sup> LABGET Laboratory, Department of Electrical Engineering,  
Faculty of Technology, University of Tebessa, Algeria,  
e-mail: djamel.ounnas@univ-tebessa.dz

#### How to cite this article:

Hadjidj N., Benbrahim M., Ounnas D., Mouss L.H. Global maximum power point tracking method for photovoltaic systems using Takagi-Sugeno fuzzy models and ANFIS approach. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 31-38. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.05>



K. Sabhi, M. Talea, H. Bahri, S. Dani

## Integrating dual active bridge DC-DC converters: a novel energy management approach for hybrid renewable energy systems

**Introduction.** Hybrid renewable energy systems, which integrate wind turbines, solar PV panels, and battery storage, are essential for sustainable energy solutions. However, managing the energy flow in these systems, especially under varying load demands and climatic conditions, remains a challenge. The **novelty** of this paper is introduces a hybrid renewable energy system structure using Dual Active Bridge (DAB) DC-DC converters and an energy management strategy (EMS) to control power flow more effectively. The approach includes a dump load mechanism to handle excess energy, offering a more efficient and flexible system operation. The **purpose** of this study is to develop a novel approach to managing and controlling hybrid renewable energy systems, specifically through the use of a DAB DC-DC converter. Unlike traditional methods that may struggle with efficiency and flexibility, our approach introduces an innovative EMS that leverages a reduced neural network block for real-time optimal power tracking and a sophisticated control system to adapt to dynamic conditions. This approach aims to improve the flexibility of the system, enhance energy utilization, and address the limitations of existing methods by ensuring rapid and efficient responses to changes in load and climatic conditions. The primary goal of this study is to improve the performance and reliability of hybrid renewable energy systems by optimizing energy distribution and battery management. The strategy aims to ensure continuous energy availability, enhance battery lifespan, and improve system response to dynamic changes. **Methods.** The proposed EMS was developed and tested using MATLAB/Simulink. The system's control mechanism prioritizes battery charging when renewable energy output exceeds demand and redirects excess energy to a dump load when necessary. Simulations were conducted under various load and climatic conditions to assess system performance. **Results.** The simulation results demonstrate that the proposed strategy effectively manages energy flow, ensuring optimal power distribution, quick adaptation to load changes, and maintaining the battery's state of charge within safe limits. **Practical value.** The system showed improved stability and efficiency, validating the effectiveness of the control strategy in enhancing the overall performance of hybrid renewable energy systems. References 33, tables 3, figures 13.

**Key words:** hybrid renewable energy system, dual active bridge DC-DC converter, energy management strategy, maximum power point tracking.

**Вступ.** Гібридні системи відновлюваної енергетики, які об'єднують вітряні турбіни, сонячні фотоелектричні панелі та акумуляторні батареї, є важливими для стійких енергетичних рішень. Однак управління потоком енергії в цих системах, особливо за змінних вимог до навантаження та кліматичних умов, залишається проблемою. **Новизна** цієї статті полягає в представленні гібридної структури системи відновлюваної енергії з використанням подвійних активних мостів (DAB) DC-DC перетворювачів і стратегії управління енергією (EMS) для більш ефективного контролю потоку електроенергії. Цей підхід включає механізм скидання навантаження для обробки надлишкової енергії, що забезпечує більш ефективну та гнучку роботу системи. **Метою** цього дослідження є розробка нового підходу до управління та контролю гібридних систем відновлюваної енергії, зокрема за допомогою перетворювача DAB DC-DC. На відміну від традиційних методів, які можуть мати проблеми з ефективністю та гнучкістю, наш підхід запроваджує інноваційну EMS, яка використовує зменшений блок нейронної мережі для відстеження оптимальної потужності в реальному часі та складну систему керування для адаптації до динамічних умов. Цей підхід спрямований на покращення гнучкості системи, покращення використання енергії та усунення обмежень існуючих методів шляхом забезпечення швидкої та ефективної реакції на зміни навантаження та кліматичних умов. Основною метою цього дослідження є покращення продуктивності та надійності гібридних систем відновлюваної енергії шляхом оптимізації розподілу енергії та керування батареями. Стратегія спрямована на забезпечення безперервної доступності енергії, збільшення терміну служби акумулятора та покращення реакції системи на динамічні зміни. **Методи.** Запропонована EMS була розроблена та протестована за допомогою MATLAB/Simulink. Механізм керування системою надає пріоритет зарядці батареї, коли вихід відновлюваної енергії перевищує попит, і за необхідності перенаправляє надлишкову енергію на скидання. Для оцінки продуктивності системи було проведено моделювання за різних навантажень і кліматичних умов. **Результати** моделювання демонструють, що запропонована стратегія ефективно керує потоком енергії, забезпечуючи оптимальний розподіл потужності, швидку адаптацію до змін навантаження та підтримку стану заряду батареї в безпечних межах. **Практична значимість.** Система продемонструвала покращену стабільність та ефективність, підтверджуючи ефективність стратегії керування для підвищення загальної продуктивності гібридних систем відновлюваної енергії. Бібл. 33, табл. 3, рис. 13.

**Ключові слова:** гібридна система відновлюваної енергії, подвійний активний мостовий DC-DC перетворювач, стратегія управління енергією, відстеження точки максимальної потужності.

**Introduction.** Renewable energy sources (RESs) are gaining increasing attention as a sustainable alternative to traditional fossil fuels, which have negative environmental impacts and limited availability. Various RESs, such as solar, wind, and hydropower, have been developed to harness clean and abundant energy from natural resources [1–5]. However, single source renewable energy systems have several limitations, such as intermittency, variability, and low efficiency. To overcome these limitations, hybrid renewable energy system (HRES) is an effective solution [6–8].

HRESs combine two or more RESs to improve the system's reliability, stability, and performance [9–11]. These systems can be configured in various ways, depending on the available RESs, system requirements, and design constraints. The most common configurations include PV/wind hybrid systems [9], PV/hydropower hybrid systems, and wind/fuel cell hybrid systems [6].

Several studies have been conducted to evaluate the performance and efficiency of different HRESs. These studies employ various methodologies, including simulation, optimization and experimental analysis [10].

In recent years, significant progress has been made in the field of HRESs, with numerous studies reporting successful implementation of these systems in various applications, such as rural electrification, microgrids and building integration [11]. However, challenges such as cost-effectiveness, scalability, and reliability still need to be addressed to facilitate the widespread adoption of HRESs [12].

In the literature we can distinguish several structures of hybrid systems based on renewable energies, there are two more useful types of hybrid system structures, specifically the DC bus structure [1–12] and the multiport converter structure [13], irrespective of their operating mode, standalone and grid-connected mode.

© K. Sabhi, M. Talea, H. Bahri, S. Dani

HRES based on ordinary DC-DC converters is a configuration that combines various RESs, including solar panels, wind turbines (WTs) and batteries [14], integrating them into a shared DC bus. This approach involves converting the energy generated by these sources into DC and merging them into a unified bus, enabling efficient energy management and optimal resource utilization [15].

Another approach looks at the implementation of a new secondary structure designed to streamline protection measures, minimizing the need for protection circuits. Another advantage of this type of structure is to ensure galvanic isolation without additional circuits [16], thereby enhancing safety and reducing electromagnetic interference.

This research embarks on a comprehensive exploration of a specific HRES configuration, strategically integrating solar panels, WT, a load and a dump load. At the heart of this integration is a battery storage system, the latter is connected to the other elements by a DC-DC Dual Active Bridge (DAB) converter, a technological cornerstone streamlining the interconnection of various energy sources [17–19]. The DAB converter, equipped with a single-phase high-frequency transformer, also strengthens the system against voltage fluctuations and other operational challenges.

The orchestration of this energetic symphony relies largely on a sophisticated control strategy. The crux of this strategy lies in the manipulation of the phase shift within each transformer. This control ensures optimal contributions from each energy source to interconnected loads, aligning with constantly fluctuating power demands. The battery storage system, the central element of this arrangement, seamlessly transitions between charging and discharging modes, acting as a stabilizing force that mitigates the impact of intermittent renewable sources.

The impact of climatic conditions on power availability is uncertain; the operating point often changes, to control the latter the DABs are controlled by a PI regulator, whose

reference is precomputed by a reduced neural network block and a structural approximation which makes it possible to extract the maximum power point (MPP) of photovoltaic (PV) array [20] and WT energy [21].

**The goal of the paper** is to enhance the flexibility and efficiency of HRESs by developing an advanced control strategy. This approach aims to improve the adaptability of the system's structure and streamline the management of currents supplied or consumed by different components. The paper introduces a novel method for optimizing the use of RESs, utilizing a reduced neural network block for precise reference calculation. It focuses on effective energy management based on the State of Charge (SOC) of the battery and the load requirements. The proposed strategy ensures a rapid and adaptive response to load fluctuations, sudden changes in climatic conditions, and variations in energy availability. Performance evaluation is conducted through simulations using MATLAB/Simulink, with results compared to existing control strategies and management approaches.

System performance is simulated using the MATLAB/Simulink software; results were compared to the control approach to management organization charts.

**System description.** This paper carries out a HRES, depicted in Fig. 1, comprises a permanent magnet synchronous generator (PMSG) WT, solar PV panels, a variable load, and a dump load, these components are interconnected with a battery energy storage system each through a DAB DC-DC converter [19].

With the PV panel as the first input, the PMSG WT as the second input, the third input linked to the load, the fourth is gave to the dump load and the common and the fifth designated for the battery. The system operates independently in standalone mode.

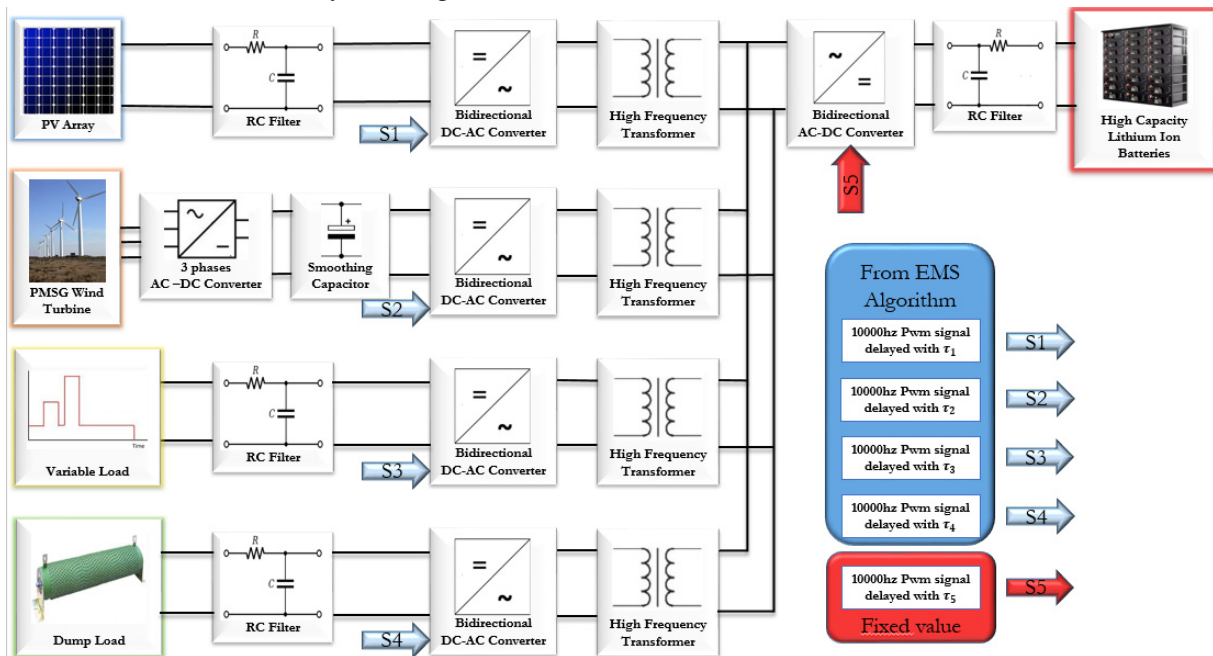


Fig. 1. Structure of the studied HRES

To regulate both the quantity and direction of power transfer, the rectangular waveforms generated exhibit controlled phase shifts with respect to each other. The relative delays, namely  $\tau_{15}$  (controlling power flow from PV to the battery),  $\tau_{25}$  (for power flow from the WT to the battery),  $\tau_{35}$  (variable load to the battery) and  $\tau_{45}$  (dump load to the

battery),  $\tau_{jk}$  determine the extent of phase shift. Positive values of indicate that the voltage in port  $j$  is leading the reference voltage in port  $k$ , while negative values imply the opposite.

The proposed energy management system is illustrated in Fig. 2 as a block diagram, showing its inputs and outputs. The management method in this study relies

on several key elements: it prioritizes charging the batteries when the load demand exceeds what the RESs can supply and pass the excess of power through a fixed dump resistor

when the battery is maximally charged. This approach ensures the continuous availability of energy, extends the battery life cycle, and improves system efficiency.



Fig. 2. Block diagram of the energy management system

## Modeling and sizing of electrical system parameters.

**1. PV source.** PV cell's equivalent diagram (Fig. 3) features a generator current that simulates illumination and a parallel diode representing the PN junction. The practical circuit also takes into account parasitic resistive effects due to manufacturing [22, 23].

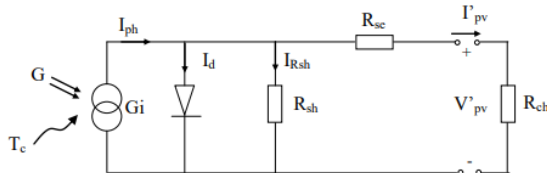


Fig. 3. Equivalent diagram of a PV cell

The solar PV module is formed by connecting PV cells in both series and parallel configurations. The current output  $I_{pv}$  from the solar PV module is determined as:

$$I_{pv} = N_p \left( I_{ph} - I_d e^{\left( \frac{qV_d}{N_s A k T} \right)} - 1 \right) - \frac{V_d}{R_{sh}}, \quad (1)$$

where  $N_p$  is the number of cells in parallel;  $N_s$  is the number of cells in series;  $I_{ph}$  is the photocurrent;  $I_d$  is the reverse saturation current;  $V_d$  is the diode voltage;  $A$  is the diode ideality factor;  $k$  is the Boltzmann's constant;  $T$  is the temperature;  $q$  is the elementary charge;  $R_{sh}$  is associated with the non-ideal characteristics of the p-n junction and the presence of defects along the cell's edges that create a short-circuit path around the junction;  $R_{sc}$  is the overall resistance encountered by the electrons along their path.

PV array used in this study under standard testing conditions of solar irradiance  $G = 1000 \text{ W/m}^2$  and a temperature of  $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  (Table 1).

Table 1

Specification of the PV

Parameter	Value
Maximum power of the solar panel $P_{mpp}$ , kW	64
Current at MPP $I_{mpp}$ , A	110.25
Voltage at the MPP $V_{mpp}$ , V	580
Short-circuit current $I_{sc}$ , A	117.6
Open circuit voltage value $V_{ocs}$ , V	726

**2. WT model.** Numerous mathematical models have been developed to describe the relationship between wind speed and the mechanical power generated from wind. In this study, the WT is represented as [24]:

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A_r C_p v^3, \quad (2)$$

where  $P_w$  is the wind power extracted;  $\rho$  is the air density;  $A_r$  is the rotor area of the WT;  $v$  is the wind speed;  $C_p$  is the power coefficient. The power coefficient is influenced by the tip speed ratio  $\lambda$  and the pitch angle  $\beta$ .

Numerical approximations are utilized to compute  $C_p$  for specified values of  $\lambda$  and  $\beta$ , as shown in [24] with the following expression:

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left( \frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda_i}} + c_6 \lambda; \quad (3)$$

$$\lambda_i = \left[ \left( \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} \right) - \left( \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right) \right]^{-1}. \quad (4)$$

The coefficient  $C_p$  utilized for the simulation, as referenced in [25], are:  $c_1=0.5176$ ,  $c_2=116$ ,  $c_3=0.4$ ,  $c_4=5$ ,  $c_5=21$ ,  $c_6=0.0068$ . Notably, the maximum  $C_p$  ( $C_{pmax}$ ) is achieved at an optimal tip speed ratio ( $\lambda_{opt}$ ) and a pitch angle of  $\beta = 0$ . Additionally, a relationship linking the rotor speed to the tip speed ratio [3] is expressed as:

$$\lambda = \frac{\omega_r \cdot R}{v}, \quad (5)$$

where  $R$  is the length of the WT blade.

The characteristics of the WT at  $V = 12 \text{ m/s}$  and  $\beta=0$  used are presented in Table 2.

Table 2

WT specification

Parameter	Value
Maximal power $P_{mpp}$ , kW	100
Density of air $\rho$ , kg/m <sup>3</sup>	1.12
Radius of rotor $R$ , m	8.28
Turbine total inertia, kg·m <sup>2</sup>	0.1
Total viscous friction, N·s/m <sup>2</sup>	0.0004924

**3. Dual active bridge.** Figure 4 shows a typical full-bridge DAB DC/DC converter that interfaces between two voltage sources and its equivalent circuit. The two actively controlled full bridges are connected via a high-frequency transformer [26]. The power inductor  $L_s$ , which includes the leakage inductance, serves as the main energy transfer device.

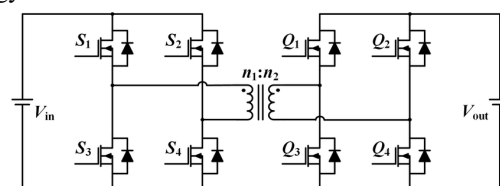


Fig. 4. DAB DC-DC converter

DAB converter is characterized by its easy control, high efficiency, high power density and galvanic isolation ensures by the transformer.

The power transfer between the two windings, represented as  $P_{jk}$ , is regulated using a simple-phase-shift technique [27]. This relationship is described by the following equation, while admitting that  $n_1=n_2$ :

$$P_{jk} = \frac{V_j V_k D_{jk} (1 - |D_{jk}|)}{2 f_s L_{jk}}; \quad |D_{jk}| \leq 1, \quad (6)$$

$$D_{jk} = 2 \frac{\tau_{jk}}{T_s}; \quad (7)$$

$$\tau_{jk} = (\tau_k - \tau_j), \quad (8)$$

where  $\tau_{jk}$  is the relative delay between the square wave signals from inverters  $j$  and  $k$ ;  $\tau_k$  and  $\tau_j$  are the absolute delays of the signals  $V_k$  and  $V_j$ , respectively;  $T_s$  is the period of the square wave signals, also known as the switching period [27].

Assuming the following equality based on (7), (8):

$$D_{jk} = D_k - D_j. \quad (9)$$

### MPPT method. Application on PV generator.

This part of the energy management process begins with setting the irradiance  $G = 1000 \text{ W/m}^2$ . It uses a simplified neural network block that takes temperature  $T$  and irradiance  $G$  as inputs and provides  $I_{opt}$  as the output.

The nntool Toolbox in MATLAB is used for designing, training, validating and testing a neural network. The dataset is divided into 3 parts: 70 % for training, 15 % for validation and 15 % for testing. The neural network is trained using the Levenberg-Marquardt algorithm, which is a very fast and accurate method for minimizing the mean square error (Fig. 5). This algorithm provides superior results compared to others. The regression results are depicted in Fig. 6.

	Observations	MSE	R
Training	43	0.0127	0.9947
Validation	9	0.0059	0.9969
Test	9	0.0109	0.9975

Fig. 5. ANN model summary

In the second step, an adaptation block is developed to calculate  $I_{opt}$  for any irradiance level by referencing the value obtained at  $1000 \text{ W/m}^2$ . We will validate this adaptation with experimental results.

The idea stems from the observed proportionality in the PV graphs at a constant temperature. Using the case presented in Table 3, for a fixed temperature  $T = 25^\circ\text{C}$ ,

we compare the relative value  $G/1000$  with  $I_{opt}/I_{opt}(1000)$  for irradiances ranging from 100 to 1000. According to the neural network block at  $T = 25^\circ\text{C}$ ,  $I_{opt}(1000) = 110 \text{ A}$ .

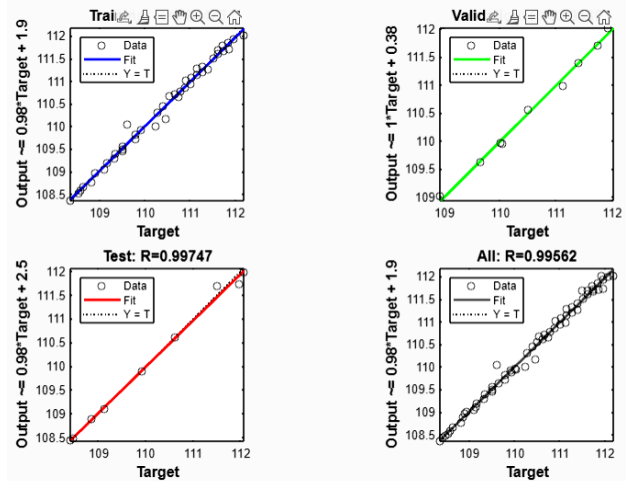


Fig. 6. The regression results

Table 3 demonstrates the approximate equality of  $G/1000$  and  $I_{opt}(G)/I_{opt}(1000)$ . Therefore, the adaptation we adopted involves first determining  $I_{opt}$  at any temperature for  $G = 1000 \text{ W/m}^2$  and then multiplying it by  $G/1000$ . The effectiveness of this technique will be validated in the results discussion section.

Table 3

Optimal current  $I_{opt}$  at different irradiance values  $G$  and  $T = 25^\circ\text{C}$

$G$	$G/1000$	$I_{opt}$	$I_{opt} / I_{opt}(1000)$
100	0.1	11.07	0.10063636363
200	0.2	22.155	0,20140909090
300	0.3	33.1763	0,30160272727
400	0.4	44.226	0,40205454545
500	0.5	55.2232	0,50202909090
600	0.6	66.2241	0,60203727272
700	0.7	77.2974	0,70270363636
800	0.8	88.2805	0,80255000000
900	0.9	99.6837	0,90621545454
1000	1	110	1

Figure 7 shows the circuit configuration between the PV and the battery this kind of techniques is represented in [28–32].

The energy management system is a computerized system, which allows, firstly, to find the current instructions to extract the maximum power from RESs, while referring to the SoC of the battery and secondly a regulation system which makes it possible to control the three converters in order to guarantee the performance of the powers in each element of our system.

The flowchart shown in Fig. 8 deploys the energy management strategy (EMS) proposed by our work. The management algorithm is designed to adjust the 4 phase shifts based on the reference, which is the battery, as mentioned in the system description. These adjustments are driven by 2 key factors: SOC of the battery and the comparison between the power demanded by the load and the power supplied in real time by the RESs.

The algorithm presented in Fig. 8 is summarized in the following situations:

**1. Situation 1.** When the total power produced by RESs is less than the power demanded by the load, and

SoC is greater than 85 %, the battery discharges and contributes to meeting the demand.

**2. Situation 2.** In this case, if SoC of the battery is greater than 85 % and the load demand is lower than the production from the RES, the battery is isolated, and the excess power produced is directed towards the dump load.

**3. Situation 3.** In this situation [33], if the SoC is between 15 % and 85 % and the power produced by the RES is lower than the load demand, the battery discharges to cover the remaining demand.

**4. Situation 4.** When the load demand is lower than the power produced by the RESs and the battery's SoC is between 15 % and 85 % [33], the excess power is directed to the battery, indicating that the battery is charging.

**5. Situation 5.** If the SoC is now less than 15 % and the power from the RESs exceeds the demand, the battery will be charged by the excess power.

**6. Situation 6.** The last situation involves isolating the load while the battery is charging when the battery's SoC is below 15 % and the RES cannot meet the load demand.

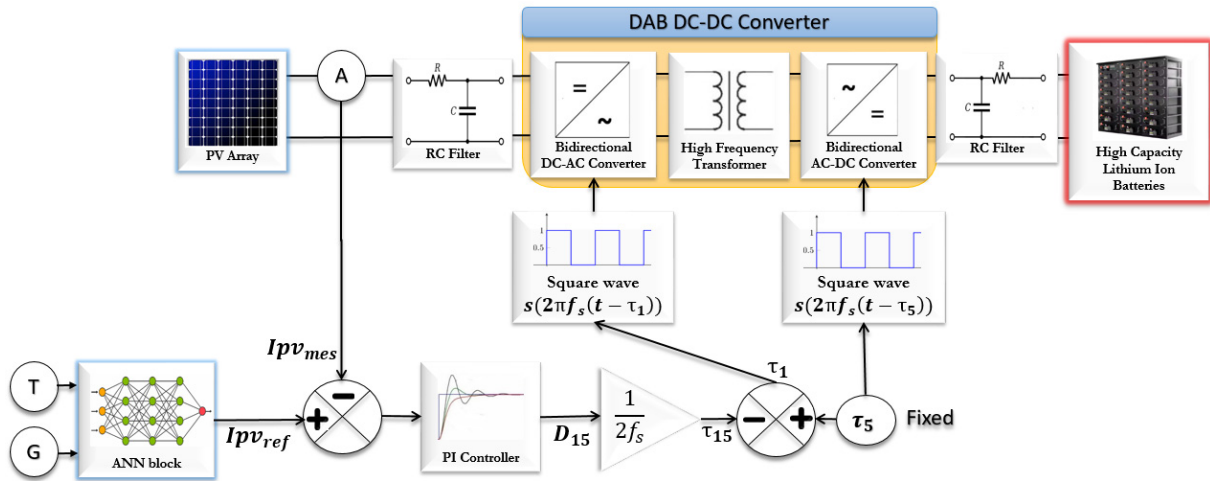


Fig. 7. Proposed MPPT control diagram block

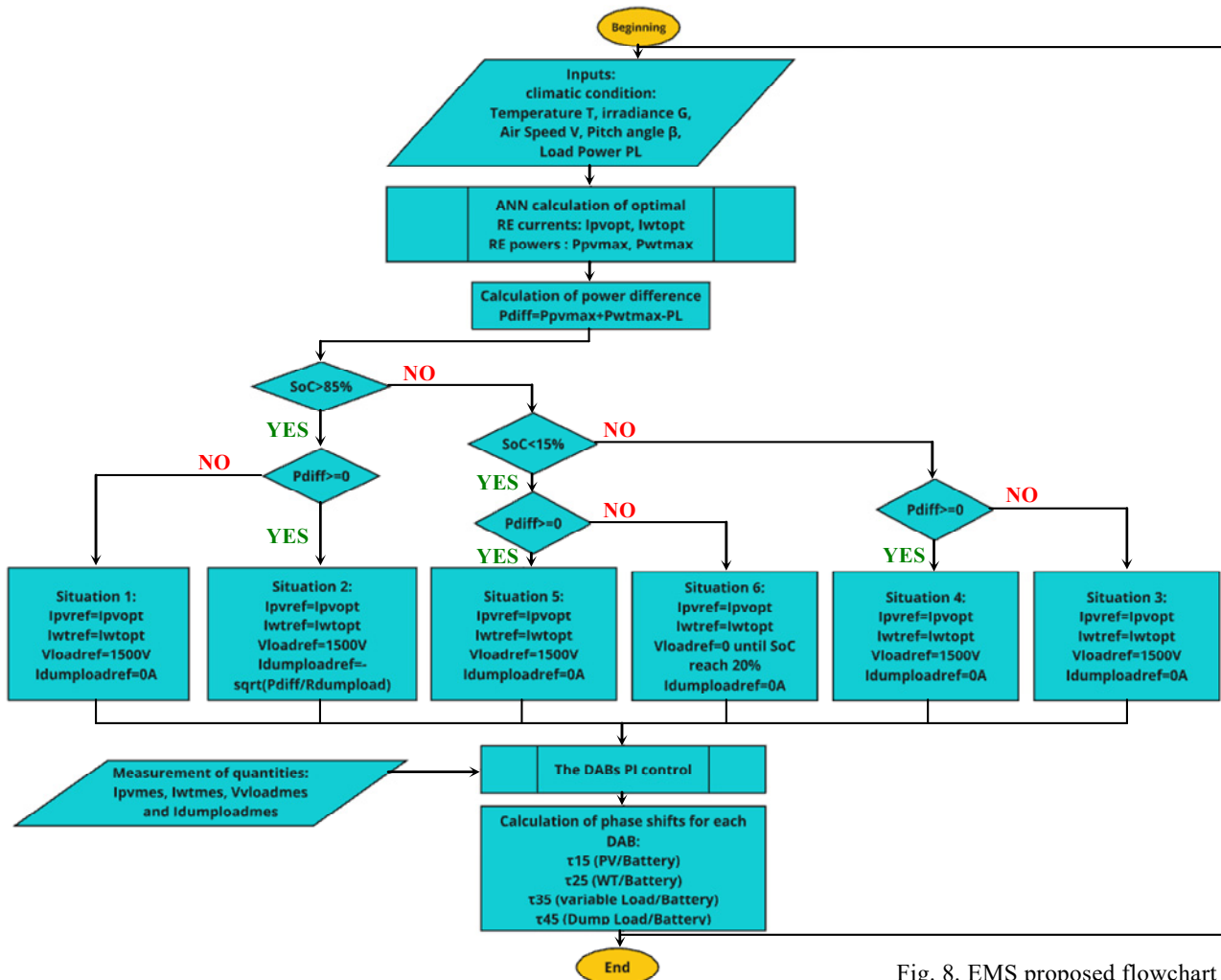


Fig. 8. EMS proposed flowchart

## Results and discussion.

**1. MPPT method validation.** The test presented in Fig. 9,*a* assesses the reliability and capability of our control system to track maximum power. As previously mentioned, the optimal current under specific climatic conditions is calculated using a simplified neural network block and an adaptation method.

In this scenario, the PV system is subjected to a temperature  $T = 30^\circ\text{C}$  and an irradiance  $G = 850 \text{ W/m}^2$ .

The block provided 94 A as the reference current. To verify the block's reliability, we applied 3 reference currents to the PI regulation system with a 0.6 s delay: initially 94.5 A, then 94 A at 0.2 s (as calculated by the block), and finally 93.5 A at 0.4 s. The average power at

the PV level was evaluated for the 3 cases. Figure 9,*b* summarizes these results.

After analyzing the residual graph, we see that the regulation system accurately followed the current references. For each current, the PV system developed an average power: approximately 53540 W for 94.5 A, 53552 W for 94 A (as calculated by the block), and 53539 W for 93.5 A. These results indicate that our system achieved maximum power for the reference calculated by our block, demonstrating that the MPPT approach is both efficient and reliable. It is worth noting that the system produced consistent results under different climatic conditions, which should be considered in the optimization algorithm.

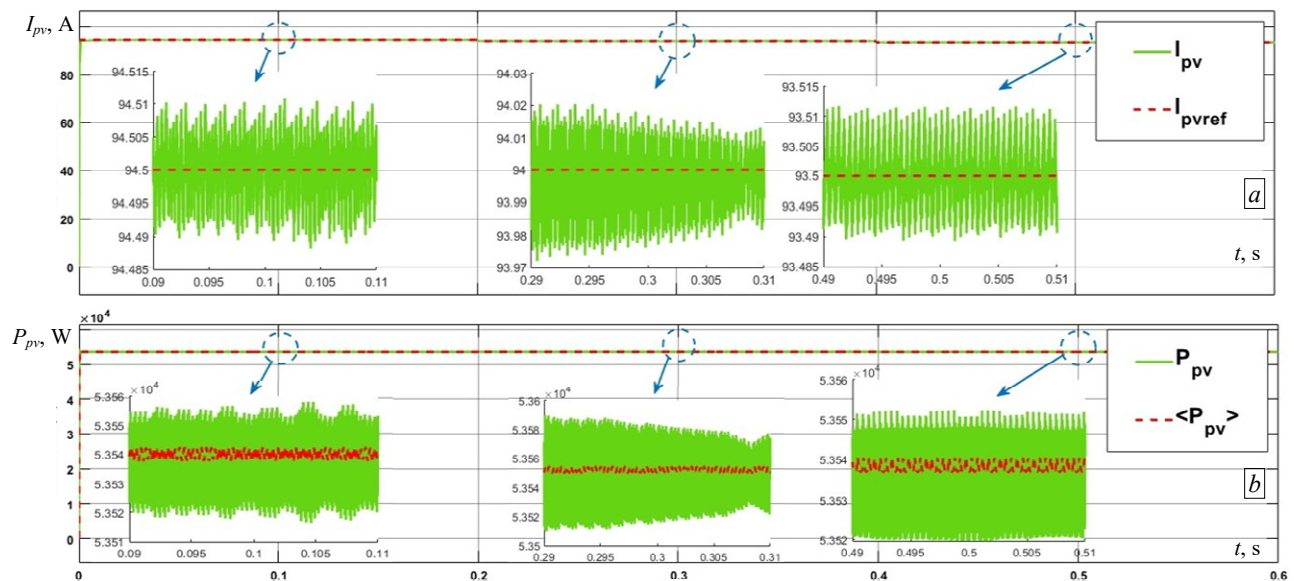


Fig. 9. MPPT PV results

**2. EMS scenarios.** In this section, we will evaluate the developed algorithm under different scenarios. One important thing to consider is that we did not vary the climatic conditions of the WT.

In a 4-second simulation, we evaluated the system's performance across the first 4 situations by adjusting the irradiation  $G$ , temperature  $T$  and changing the load demand. The results are presented in Fig. 9, 10.

Regarding the load, it requires 125 kW between 0 and 2 s, and 186.5 kW between 2 s and 4 s.

Between 0 and 1.33 s, the PV system operated at a temperature of  $22^\circ\text{C}$  and an irradiance of  $600 \text{ W/m}^2$ , producing 39,32 kW. From 1.33 s to 2.66 s, with the temperature at  $27^\circ\text{C}$  and irradiance at  $1000 \text{ W/m}^2$ , the power output increased to 63,35 kW. Finally, between 2.66 s and 4 s, at  $25^\circ\text{C}$  and  $900 \text{ W/m}^2$ , the PV system generated 57,75 kW.

The climatic conditions for the WT were fixed throughout the simulation, with a wind speed of 12 m/s and a pitch angle of  $0^\circ$ , resulting in an average power output of 98,5 kW.

Based on the data provided, we can conclude that between 0 and 2 s, the power generated by the RESs exceeds the load demand, while between 2 s and 4 s, the opposite is true.

We began with the SoC of 84.9972 % to ensure a smooth transition between situations. Initially, we were in

situation 4, which was confirmed by the simulation. At 0.91 s the battery reached 85 % (Fig. 11). At this point, we transitioned to situation 2 by isolating the battery through a command and diverting the excess power to the dump load. In Fig. 10, the dump load is represented by the power  $P_{dl}$ .

At 2 s, the SoC is still slightly above 85 %, and as the power demand exceeds production, the system shifts to situation 1. In this scenario, the battery becomes the power source, and the dump load is isolated again. However, this situation only lasts for 0.02 s before the SoC drops below 85 %, moving the system to situation 3, which follows the same instructions as situation 1.

This demonstrates the system's efficiency in regulation and control, as it dynamically adjusts based on the battery's status. For instance, at 2 s (Fig. 10) the load changes its setpoint, yet the system successfully adapts to the new setpoint, while the PV and WT maintain their average values, proving the system's resilience against load disturbances.

To avoid too much repetition, we kept the simulation conditions, including those for the PV, WT, and load, almost the same. This time, we focused on evaluating the energy management system with the SoC around 15 %.

Figure 12 shows the power levels in different situations when the SoC is close to 15 % (Fig. 13).

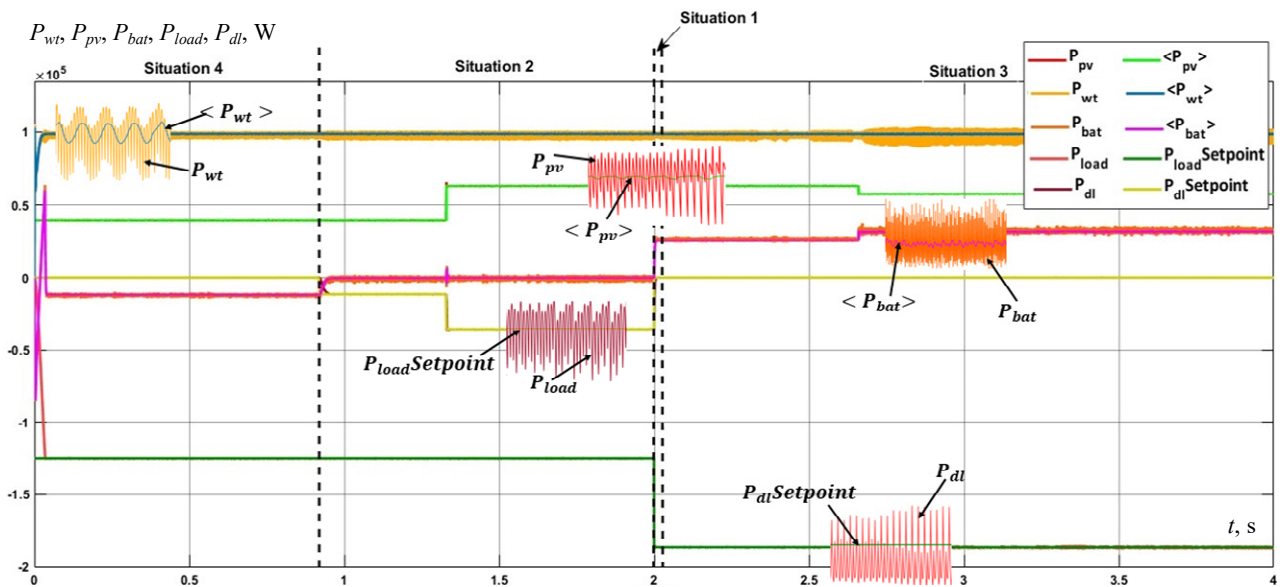


Fig. 10. EMS situations between 1 and 4

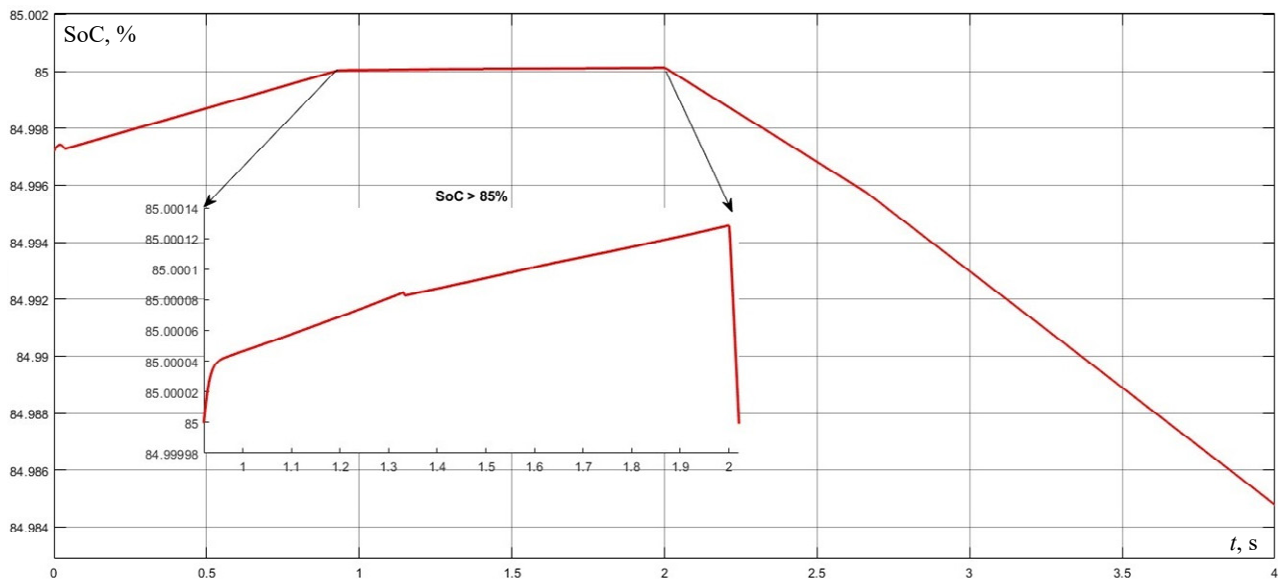


Fig. 11. Battery SOC corresponding to situations between 1 and 4

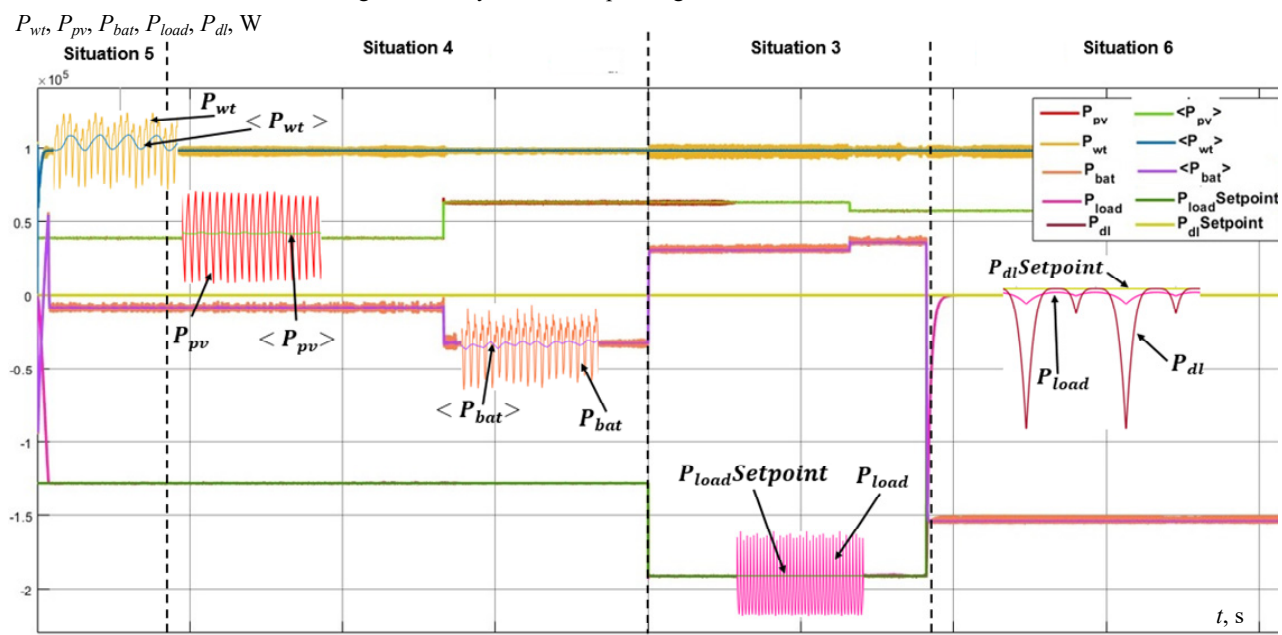


Fig. 12. EMS situations between 3 and 6

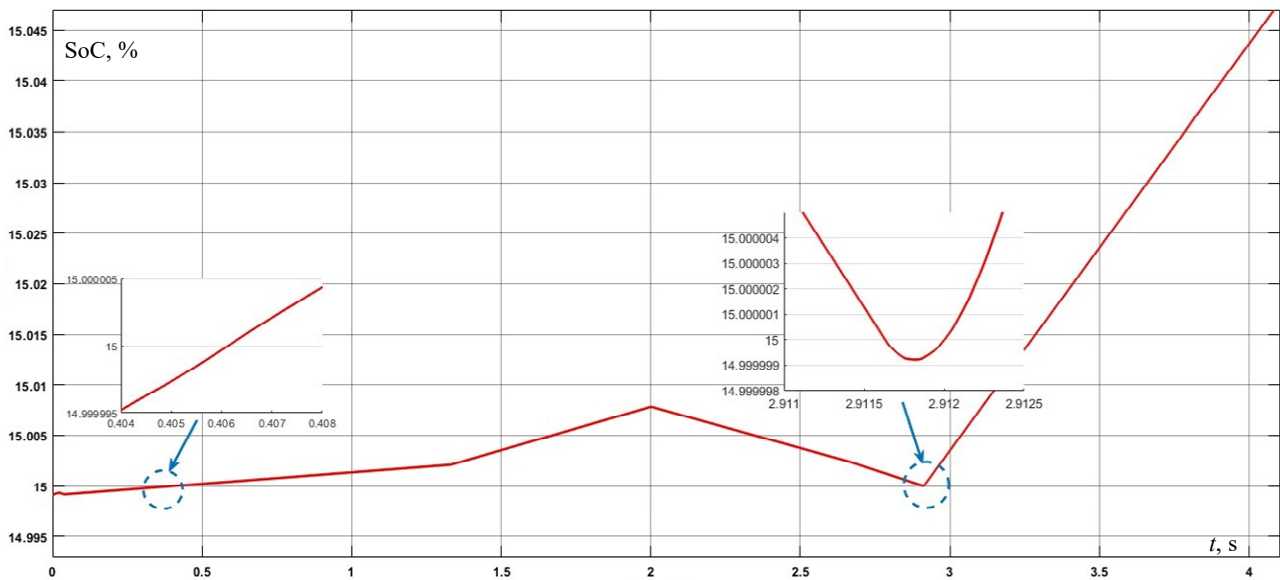


Fig. 13. Battery SOC corresponding situations between 3 and 6

As shown in Fig. 13, the SoC is below 15 % between 0 and 0.406 s. During this time, Fig. 12 indicates that the load's power demand is lower than the combined output of the PV and WT, triggering situation 5. After 0.406 s, the SoC surpasses 15 % under the same conditions, causing a switch to situation 4, which maintains the same outputs as situation 5. The battery continues to charge in this situation until 2 s, when the power demand exceeds what the sources can supply, as long as the SoC remains between 15 % and 85 %, situation 3 is activated, causing the battery to discharge until 2.9115 s, when the SoC reaches 15 %. At this point, a critical situation arises: the battery is at its minimum level, and the load demands more power than is being produced. This triggers situation 6, where charging the battery becomes the priority.

In the scenario shown in Fig. 12, the charging voltage is cut off to allow the battery to charge. To prevent the system from oscillating around 15 % (switching between situations 3 and 6), we implemented a strategy to stabilize the process, we introduce a tolerance band (hysteresis) in SoC levels to avoid frequent switching between charging and discharging modes. In this case, we might wait until SoC rises to 20 % before resuming power to non-critical loads. This prevents short cycling of the battery.

In the scenario shown in Fig. 12, the charging voltage is cut off to allow the battery to charge. To prevent the system from oscillating around 15 % (switching between situations 3 and 6), we implemented a strategy to stabilize the process, we introduce a tolerance band (hysteresis) in SoC levels to avoid frequent switching between charging and discharging modes. In this case, we might wait until the SoC rises to 20 % before resuming power to non-critical loads. This prevents short cycling of the battery.

**Conclusions.** This research has successfully created and tested a hybrid renewable energy system that combines solar panels, wind turbines, and a battery storage system. The system uses a smart control strategy with a dual active bridge DC-DC converter and an energy management system to effectively manage the energy from different sources and supply it to the load.

One of the main advantages of this system is its flexibility in managing energy. The control strategy

adjusts the energy distribution based on changing power demands and environmental conditions, ensuring that all energy sources work together efficiently.

The energy management system is designed to prioritize when to charge or discharge the battery based on its state of charge and the energy demands in real time. This helps to keep the system reliable, extend the battery's lifetime, and improve overall efficiency.

We validated the MPPT method through simulations, showing that it accurately tracks the maximum power available under different weather conditions. The energy management system was also tested under various scenarios, proving its ability to adapt to changes in load and energy generation.

The simulations conducted using MATLAB/Simulink showed that the system performs consistently across different situations. By using a simplified neural network for MPPT and effectively managing the state of charge, the system maintains stable operation and optimizes energy use.

In summary, this hybrid renewable energy system, with its advanced control and management strategies, offers a practical solution for integrating renewable energy sources in a flexible and efficient way. Future research could focus on optimizing the system and on developing other control techniques to further improve the performance of the system.

**Conflict of interest.** The authors declare that there is no conflict of interest.

#### REFERENCES

1. Das S., Akella A.K. Power Flow Control of PV-Wind-Battery Hybrid Renewable Energy Systems for Stand-Alone Application. *International Journal of Renewable Energy Research*, 2018, vol. 8, no. 1, pp. 36-43. doi: <https://doi.org/10.20508/ijrer.v8i1.6534.g7278>.
2. Lu J., Siaw F.L., Thio T.H.G., Wang J.J. Capacity optimization of independent hybrid renewable energy system under different operational strategies based on improved gray wolf algorithm. *AIP Advances*, 2024, vol. 14, no. 5, art. no. 055205. pp. doi: <https://doi.org/10.1063/5.0198446>.
3. Gajewski P., Pieńkowski K. Control of the Hybrid Renewable Energy System with Wind Turbine, Photovoltaic Panels and Battery Energy Storage. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 6, art. no. 1595. doi: <https://doi.org/10.3390/en14061595>.
4. Vinothkumar J., Thamizhselvan R. Efficient Power Management and Control Strategy of Hybrid Renewable Energy System in Microgrid. *International Journal on Applied Physics and Engineering*, 2023, vol. 2, pp. 106-127. doi: <https://doi.org/10.37394/232030.2023.2.11>.



5. Jamal S., Pasupuleti J., Ekanayake J. A rule-based energy management system for hybrid renewable energy sources with battery bank optimized by genetic algorithm optimization. *Scientific Reports*, 2024, vol. 14, no. 1, art. no. 4865. doi: <https://doi.org/10.1038/s41598-024-54333-0>.
6. Ayat Y., Badoud A.E., Mekhilef S., Gassab S. Energy management based on a fuzzy controller of a photovoltaic/fuel cell/Li-ion battery/supercapacitor for unpredictable, fluctuating, high-dynamic three-phase AC load. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 66-75. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.10>.
7. Bourouis B., Djeghloud H., Benalla H. An innovative algorithm for a hybrid fc/battery system energy management. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 6, pp. 35-44. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.6.06>.
8. Tahiri F.E., Chikh K., Khafallah M. Optimal Management Energy System and Control Strategies for Isolated Hybrid Solar-Wind-Battery-Diesel Power System. *Emerging Science Journal*, 2021, vol. 5, no. 2, pp. 111-124. doi: <https://doi.org/10.28991/esj-2021-01262>.
9. Ndeke C.B., Adonis M., Almaktoof A. Energy management strategy for a hybrid micro-grid system using renewable energy. *Discover Energy*, 2024, vol. 4, no. 1, art. no. 1. doi: <https://doi.org/10.1007/s43937-024-00025-9>.
10. Iqbal M.M., Kumar S., Lal C., Kumar C. Energy management system for a small-scale microgrid. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 2022, vol. 9, no. 1, art. no. 5. doi: <https://doi.org/10.1186/s43067-022-00046-1>.
11. Maaruf M., Khan K., Khalid M. Robust Control for Optimized Islanded and Grid-Connected Operation of Solar/Wind/Battery Hybrid Energy. *Sustainability*, 2022, vol. 14, no. 9, art. no. 5673. doi: <https://doi.org/10.3390/su14095673>.
12. Cabrane Z., Lee S.H. Control and Management of Railway System Connected to Microgrid Stations. *IEEE Access*, 2022, vol. 10, pp. 40445-40455. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3165832>.
13. Mechnane F., Drid S., Nait-Said N., Chrifi-Alaoui L. Robust Current Control of a Small-Scale Wind-Photovoltaic Hybrid System Based on the Multiport DC Converter. *Applied Sciences*, 2023, vol. 13, no. 12, art. no. 7047. doi: <https://doi.org/10.3390/app13127047>.
14. Moghaddam S., Bigdeli M., Moradlou M. Optimal design of an off-grid hybrid renewable energy system considering generation and load uncertainty: the case of Zanjan city, Iran. *SN Applied Sciences*, 2021, vol. 3, no. 8, art. no. 732. doi: <https://doi.org/10.1007/s42452-021-04718-x>.
15. Menzri F., Boutabba T., Benlaloui I., Khamari D. Optimization of Energy management using a particle swarm optimization for hybrid renewable energy sources. *2022 2nd International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE)*, 2022, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/ICAEE53772.2022.9962065>.
16. Jafari M., Malekjamshidi Z. A Topology of DC-DC Converter Based on Multi-Winding Transformer for Grid Integration of Multiple Renewable Energy Resources. *Inventions*, 2020, vol. 5, no. 3, art. no. 31. doi: <https://doi.org/10.3390/inventions5030031>.
17. Dong Z., Yang P., Li Q., Zhang M., Chang Y., Wang S. Fractional order modelling and optimal control of dual active bridge converters. *Systems Science & Control Engineering*, 2024, vol. 12, no. 1, art. no. 2347886. doi: <https://doi.org/10.1080/21642583.2024.2347886>.
18. Effah E.K., Anto E.K., Okyere P.Y., Effah F.B. Model Reference Adaptive Control of SPS-Based Dual Active Bridge Converter with Constant Power Loading. *Power Electronics and Drives*, 2024, vol. 9, no. 1, pp. 348-357. doi: <https://doi.org/10.2478/pead-2024-0022>.
19. Henaio-Bravo E.E., Ramos-Paja C.A., Saavedra-Montes A.J., González-Montoya D., Sierra-Pérez J. Design Method of Dual Active Bridge Converters for Photovoltaic Systems with High Voltage Gain. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 7, art. no. 1711. doi: <https://doi.org/10.3390/en13071711>.
20. Hessad M.A., Bouchama Z., Benagoune S., Behih K. Cascade sliding mode maximum power point tracking controller for photovoltaic systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 51-56. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.07>.
21. Chen Q., Wang L., Sun Y., Xie S., Wang R. Adaptive integral sliding mode MPPT control for wind turbines with fixed-time convergence. *IET Renewable Power Generation*, 2024, vol. 18, no. S1, pp. 4265-4276. doi: <https://doi.org/10.1049/rpg2.12935>.
22. Bahri M., Talea M., Bahri H., Aboufatah M. An efficient scanning algorithm for photovoltaic systems under partial shading. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 2022, vol. 12, no. 6, pp. 5799-5807. doi: <https://doi.org/10.11591/ijece.v12i6.pp5799-5807>.
23. Bendib D., Laour M. Modified incremental conductance MPPT using SEPIC converter for PV system, simulation and Arduino implementation. *Studies in Engineering and Exact Sciences*, 2024, vol. 5, no. 2, art. no. e6614. doi: <https://doi.org/10.54021/seesv5n2-090>.
24. Benhacine T.Z., Dali A., Tata M., Kherbachi A., Boudraf M., Kaabeche A. Design of a test bench for a small wind turbine emulator. *Journal of Renewable Energies*, 2024, vol. 27, no. 1, pp. 5-13. doi: <https://doi.org/10.54966/jreen.v27i1.1113>.
25. Abo-Khalil A.G., Alobaid M. Optimized Control for PMSG Wind Turbine Systems under Unbalanced and Distorted Grid Voltage Scenarios. *Sustainability*, 2023, vol. 15, no. 12, art. no. 9552. doi: <https://doi.org/10.3390/su15129552>.
26. Ríos S.J., Pagano D.J., Lucas K.E. Bidirectional Power Sharing for DC Microgrid Enabled by Dual Active Bridge DC-DC Converter. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 2, art. no. 404. doi: <https://doi.org/10.3390/en14020404>.
27. Sabhi K., Talea M., Bahri H. Improving Power Precision in Hybrid Renewable Energy Systems with a Quad Active Bridge DC-DC Converter and Neural Network-Based Decoupling. *2024 International Conference on Intelligent Systems and Computer Vision (ISCV)*, 2024, pp. 1-8. doi: <https://doi.org/10.1109/ISCV60512.2024.10620155>.
28. Mahamat C., Bechet J., Linguet L. Artificial Neural Network Control Applied to a Photovoltaic-Battery Microgrid System. *AI, Computer Science and Robotics Technology*, 2024, vol. 3, no. 1, pp. 1-20. doi: <https://doi.org/10.5772/acrt.34>.
29. Vamsi Krishna A., Sateesh B., Sai Sankar M., Sravanthi P., Vanaja Suvama P., Devendra Goud E. A novel MPPT method for a standalone PV System. *International Journal for Modern Trends in Science and Technology*, 2024, vol. 10, no. 4, pp. 60-66. doi: <https://doi.org/10.46501/IJMTST1004010>.
30. Bana P.R., D'Arco S., Amin M. ANN-Based Robust Current Controller for Single-Stage Grid-Connected PV With Embedded Improved MPPT Scheme. *IEEE Access*, 2024, vol. 12, pp. 100251-100262. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3429347>.
31. Hichem L., Leila M., Amar O. The effectiveness of a hybrid MPPT controller based on an artificial neural network and fuzzy logic in low-light conditions. *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*, 2024, vol. 13, no. 3, pp. 1453-1464. doi: <https://doi.org/10.11591/eei.v13i3.6416>.
32. Costanzo L., Rubino G., Rubino L., Vitelli M. PFC Control Signal Driven MPPT Technique for Grid-Connected PV Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, vol. 39, no. 8, pp. 10368-10379. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2024.3393294>.
33. Jasim A.M., Jasim B.H., Bureš V. A novel grid-connected microgrid energy management system with optimal sizing using hybrid grey wolf and cuckoo search optimization algorithm. *Frontiers in Energy Research*, 2022, vol. 10, art. no. 960141. doi: <https://doi.org/10.3389/fenrg.2022.960141>.

Received 23.08.2024

Accepted 19.11.2024

Published 02.03.2025

K. Sabhi<sup>1</sup>, PhD,

M. Talea<sup>1</sup>, Professor,

H. Bahri<sup>1</sup>, Professor,

S. Dani<sup>1</sup>, PhD,

<sup>1</sup> Department of Physics,

Hassan II University of Casablanca, Morocco,

e-mail: sabhi.khalid.imt@gmail.com (Corresponding Author);

taleamohamed@yahoo.fr; hbahri.inf@gmail.com;

said\_dani@hotmail.fr

#### How to cite this article:

Sabhi K., Talea M., Bahri H., Dani S. Integrating dual active bridge DC-DC converters: a novel energy management approach for hybrid renewable energy systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 39-47. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.06>

B.I. Kuznetsov, T.B. Nikitina, I.V. Bovdui, K.V. Chunikhin, V.V. Kolomiets, B.B. Kobylanskyi

## Method for reduction of magnetic field of uncertain extended technical objects based on their multispheroidal model and compensating magnetic dipoles

**Problem.** The implementation of strict requirements for magnetic silence of elongated energy-saturated objects such as naval vessel and submarines is an important scientific and technical problem of magnetism of technical objects. **Purpose.** Development of method for reduction of magnetic field of uncertain extended technical objects based on their multispheroidal model and optimization of parameters of compensating dipoles for compensate of spheroidal harmonics of external magnetic field of technical object. **Methodology.** Number, coordinates of spatial arrangement and magnitudes of spherical harmonics of compensating dipole of magnetic field sources calculated as magnetostatics geometric inverse problems solution in the form of nonlinear minimax optimization problem based on multispheroidal model of magnetic field of extended technical objects. Nonlinear objective function calculated as the weighted sum of squared of resulting magnetic field COMSOL Multiphysics software package used. Nonlinear minimax optimization problems solutions calculated based on particle swarm nonlinear optimization algorithms. **Results.** The results of reduction of the initial magnetic field of extended technical objects based on their multispheroidal model and optimization of parameters of compensating magnetic dipoles for compensate of spheroidal harmonics of external magnetic field of technical object using multispheroidal model of the magnetic field in the form of spatial prolate spheroidal harmonics in the prolate spheroidal coordinate system and taking into account the uncertainty of the magnetic characteristics of extended technical objects. **Originality.** For the first time the method for reduction of magnetic field of uncertain extended technical objects based on their multispheroidal model and optimization of parameters of compensating magnetic dipoles for compensate of spheroidal harmonics of external magnetic field of technical object using multispheroidal model of the magnetic field developed. Unlike known methods, the developed method makes it possible to increase the efficiency of magnetic field reduction of uncertain extended technical objects. **Practical value.** It is theoretically shown the possibility to reduce by almost 100 times of modulus of induction and horizontal component of the induction of the original magnetic field of uncertain extended technical objects based on optimization of parameters of compensating magnetic dipoles for compensate of spheroidal harmonics of external magnetic field of technical object using multispheroidal model of the magnetic field. References 48, figures 6.

**Key words:** extended technical objects, magnetic field, multispheroidal model, magnetic silencing, prolate spheroidal coordinate system, spatial prolate spheroidal harmonics, control, uncertainty.

**Проблема.** Реалізація жорстких вимог щодо магнітної тиші витягнутих енергонасичених об'єктів, таких як військові кораблі та підводні човни, є важливою науковою та технічною проблемою магнетизму технічних об'єктів. **Мета.** Розробка методу зменшення магнітного поля невизначених протяжних технічних об'єктів на основі їх мультисфероїдальної моделі і оптимізації параметрів компенсуючих магнітних диполів для компенсації сфероїдальних гармонік зовнішнього магнітного поля технічного об'єкта. **Методологія.** Параметри компенсуючих дипольних джерел магнітного поля розраховані як рішення обернених геометричних задач магнітостатики у формі нелінійної задачі мінімаксної оптимізації на основі мультисфероїдальної моделі магнітного поля витягнутих технічних об'єктів. Нелінійна цільова функція розрахована як зважена сума квадратів результуючого магнітного поля з використанням програмного пакету COMSOL Multiphysics. Розв'язки задач нелінійної мінімаксної оптимізації розраховані на основі алгоритмів нелінійної оптимізації роєм частинок. **Результати.** Результати компенсації вихідного магнітного поля витягнутих технічних об'єктів на основі їх мультисфероїдальної моделі і оптимізації параметрів компенсуючих магнітних диполів для компенсації сфероїдальних гармонік зовнішнього магнітного поля технічного об'єкта з використанням мультисфероїдальної моделі магнітного поля в вигляді просторових витягнутих сфероїдальних гармонік в витягнутій сфероїдній системі координат та з врахуванням невизначеності магнітних характеристик витягнутих технічних об'єктів. **Оригінальність.** Вперше розроблено метод зменшення магнітного поля невизначених протяжних технічних об'єктів на основі їх мультисфероїдальної моделі і оптимізації параметрів компенсуючих магнітних диполів для компенсації сфероїдальних гармонік зовнішнього магнітного поля технічного об'єкта з використанням мультисфероїдальної моделі магнітного поля. На відміну від відомих методів, розроблений метод дозволяє підвищити ефективність зменшення магнітного поля невизначених протяжних технічних об'єктів. **Практична цінність.** Показана теоретична можливість зменшення майже в 100 разів модуля індукції та горизонтальної складової індукції вихідного магнітного поля невизначених протяжних технічних об'єктів на основі оптимізації параметрів компенсуючих магнітних диполів для компенсації сфероїдальних гармонік зовнішнього магнітного поля. поля технічного об'єкта з використанням мультисфероїдальної моделі магнітного поля. Бібл. 48, рис. 6.

**Ключові слова:** витягнуті технічні об'єкти, магнітне поле, мультисфероїдальна модель, магнітна тиша, витягнута сфероїдна система координат, просторові витягнуті сфероїдні гармоніки, управління, невизначеність.

**Introduction.** Strict requirements are imposed on the accuracy of the description of the magnetic field near a technical object in shipboard magnetism such as naval vessel and submarines, when solving problems of electromagnetic compatibility, as well as in developing means of magnetic orientation and ensuring the magnetic cleanliness of spacecraft [1–3]. The main threat to naval vessel and submarines in modern naval warfare are naval mines. The magnetic protection complex of naval vessel and submarines from naval mines designed to reduce the magnetic field level at the control depth at which mine

fuses do not operate through the following channels: magnetic, responding to the magnetic induction of a constant and slowly changing of magnetic field induction, responding to changes in the induction of a constant and slowly changing magnetic field during the movement of the naval vessel and submarines, electromagnetic, responding to the low-frequency electromagnetic field of the naval vessel and submarines [4–8].

The requirements for magnetic protection of naval vessel and submarines formulated as follows: the maximum value of the magnetic induction module of a

constant and slowly changing magnetic field calculated from the magnetic signature (pass-through characteristic) of the naval vessel and submarines at the control depth, should not exceed the specified value; the maximum value of the change in the horizontal component of the magnetic induction of a constant and slowly magnetic field changing over a certain period of time, calculated from the magnetic signature of the naval vessel and submarines, at the control depth when it moves at the nominal speed, should not exceed the specified value; the maximum value of the magnetic induction module of the low-frequency magnetic field of 50 Hz, calculated from the magnetic signature of the naval vessel and submarines at the control depth should not exceed the specified value.

To meet these stringent requirements for magnetic silence, all ships periodically carry out the demagnetization (degaussing) process on special magnetodynamic stands. To enhance the demagnetization process, a special solenoidal winding is installed on the ship's hull. To compensate the magnetic field of naval vessel and submarines a system of compensation windings are used in three orthogonal coordinates associated with the ship – in the longitudinal, transverse and vertical directions [4–7]. Compensation of the magnetic field of the main magnetization of the ship in the vertical direction is carried out using main parallel coils designed to compensate for the large magnetizations of the bow and stern of the ship. In addition to the general ship compensation windings, separate local electromagnetic compensators are also used.

Naval vessel and submarines are elongated energy-saturated objects and have a cigar-shaped appearance. The use of a spherical expansion of the scalar potential for objects with a predominant overall size does not make it possible to describe the magnetic field near their surface [9–13]. It seems relevant at present to use of spatial harmonic analysis in an extended spheroidal coordinate system, where the shape of the coordinate surfaces makes it possible to bring the description area closer to the surface of the object itself [14–16].

To compensate of initial magnetic field generated by these energy-saturated elongated object, it is theoretically possible to use compensating spheroidal magnetic field sources located at points in the space of the technical object, calculated when designing a multispheroidal model of the original magnetic field of the technical object.

Multispheroidal sources of the magnetic field should be taken equal in magnitude, but opposite in sign to the corresponding spheroidal harmonics of the spheroidal sources of the original magnetic field of the

$$\begin{aligned}
 H_{\xi_{ij}} &= -\frac{\sqrt{\xi_{ij}^2 - 1}}{c_i \sqrt{\xi_{ij}^2 - \eta_{ij}^2}} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^n \frac{dQ_{ni}^m(\xi_{ij})}{d\xi_{ij}} \left\{ c_{ni}^m \cos(m\varphi_{ij}) + s_{ni}^m \sin(m\varphi_{ij}) \right\} P_{ni}^m(\cos(\eta_{ij})), \\
 H_{\eta_{ij}} &= -\frac{\sqrt{1 - \eta_{ij}^2}}{c_i \sqrt{\xi_{ij}^2 - \eta_{ij}^2}} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^n Q_{ni}^m(\xi_{ij}) \frac{dP_{ni}^m(\cos(\eta_{ij}))}{d\eta_{ij}} \left\{ c_{ni}^m \cos(m\varphi_{ij}) + s_{ni}^m \sin(m\varphi_{ij}) \right\}, \\
 H_{\varphi_{ij}} &= \frac{m}{c_i \sqrt{(\xi_{ij}^2 - 1)(1 - \eta_{ij}^2)}} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^n Q_{ni}^m(\xi_{ij}) P_{ni}^m(\cos(\eta_{ij})) \left\{ c_{ni}^m \sin(m\varphi_{ij}) - s_{ni}^m \cos(m\varphi_{ij}) \right\},
 \end{aligned} \tag{1}$$

here are the spheroidal coordinates  $\xi_{ij}$ ,  $\eta_{ij}$ ,  $\varphi_{ij}$  of observation points of the space of a technical object with

technical object. However, the technical implementation of such compensating spheroidal magnetic field sources presents certain difficulties [16]. Therefore, we will consider the generation of a compensating magnetic field using compensating dipole magnetic field sources.

In various operating modes of an energy-saturated elongated technical object, as well as during operation, its signature changes, therefore, when reducing it, it is necessary to take into account the uncertainties of the magnetic signature of a technical object [17–19].

Optimization of parameters of compensating dipoles based on multispheroidal model of magnetic field of energy-saturated elongated objects will improve the efficiency of reduction of original magnetic field of such uncertain objects.

**The purpose of the work is** to develop a method for reduction of magnetic field of uncertain extended technical objects based on their multispheroidal model and optimization of parameters of compensating dipoles for compensate of spheroidal harmonics of external magnetic field of technical object.

**Definition of forward multispheroidal magnetostatics problem.** Let's consider a multispheroidal model of the original magnetic field of an energy-saturated extended technical object in an elongated spheroidal coordinate system. Let us assume that the initial magnetic field of an extended energy-saturated object is generated using  $I$  spheroidal magnetic field sources located at points in space of the technical object with coordinates  $(x_i, y_i, z_i)$  in a rectangular coordinate system associated with the center of the technical object as shown in Fig. 1.

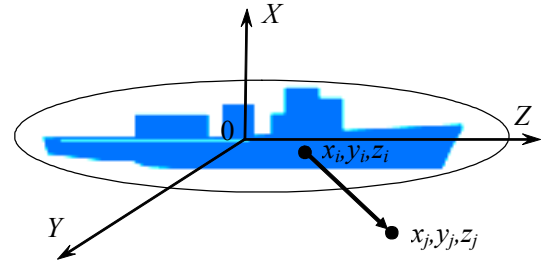


Fig. 1. Energy-saturated extended technical object

Then the components  $H_{\xi_{ij}}$ ,  $H_{\eta_{ij}}$ ,  $H_{\varphi_{ij}}$  of the magnetic field generated by these  $I$  spheroidal sources at  $J$  measurement points are calculated at points with coordinates  $\xi_{ij}$ ,  $\eta_{ij}$ ,  $\varphi_{ij}$  in elongated spheroidal coordinate systems associated with the centers of these sources, according to the following dependencies [16]

coordinates  $(x_j, y_j, z_j)$  in rectangular coordinate systems associated with the center of the technical object, from the

location points of spheroidal magnetic field sources with coordinates  $(x_i, y_i, z_i)$  in an orthogonal system coordinates associated with the center of the technical object are related by the relation

$$\begin{aligned} x_j - x_i &= c_i \cdot \sqrt{\xi_{ij}^2 - 1} \cdot \sqrt{1 - \eta_{ij}^2} \cdot \cos(\varphi_{ij}); \\ y_j - y_i &= c_i \cdot \sqrt{\xi_{ij}^2 - 1} \cdot \sqrt{1 - \eta_{ij}^2} \cdot \sin(\varphi_{ij}); \\ z_j - z_i &= c_i \cdot \xi_{ij} \cdot \eta_{ij}; \end{aligned} \quad \begin{aligned} \xi_{ij} &\in [1, \infty[; \\ \eta_{ij} &\in [0, 1]; \\ \varphi_{ij} &\in [0, 2\pi]; \end{aligned} \quad (2)$$

where  $P_{ni}^m(\xi_{ij})$ ,  $Q_{ni}^m(\xi_{ij})$  associated Legendre functions of the first and second kind, respectively, with degree  $n$  and order  $m$ ;  $c_i$ ,  $c_{ni}^m$ ,  $s_{ni}^m$  – constant coefficients characterizing the amplitudes of external spheroidal harmonics of the magnetic field.

Measurements and calculations of magnetic field components it is more convenient to carry out in the orthogonal coordinate system  $(x_j, y_j, z_j)$ , the transition to which for the components  $H_{xij}$ ,  $H_{yij}$ ,  $H_{zij}$  is carried out using the formulas [16]:

$$\begin{aligned} H_{xij} &= \xi_{ij} \cdot \frac{\sqrt{1 - \eta_{ij}^2}}{\sqrt{\xi_{ij}^2 - \eta_{ij}^2}} \cdot \cos(\varphi_{ij}) \cdot H_{\xi ij} - \eta_{ij} \cdot \frac{\sqrt{\xi_{ij}^2 - 1}}{\sqrt{\xi_{ij}^2 - \eta_{ij}^2}} \cdot \cos(\varphi_{ij}) \cdot H_{\eta ij} - \sin(\varphi_{ij}) \cdot H_{\varphi ij} \\ H_{yij} &= \xi_{ij} \cdot \frac{\sqrt{1 - \eta_{ij}^2}}{\sqrt{\xi_{ij}^2 - \eta_{ij}^2}} \cdot \sin(\varphi_{ij}) \cdot H_{\xi ij} - \eta_{ij} \cdot \frac{\sqrt{\xi_{ij}^2 - 1}}{\sqrt{\xi_{ij}^2 - \eta_{ij}^2}} \cdot \sin(\varphi_{ij}) \cdot H_{\eta ij} + \cos(\varphi_{ij}) \cdot H_{\varphi ij}, \\ H_{zij} &= \eta_{ij} \cdot \frac{\sqrt{\xi_{ij}^2 - 1}}{\sqrt{\xi_{ij}^2 - \eta_{ij}^2}} \cdot H_{\xi ij} + \xi_{ij} \cdot \frac{\sqrt{1 - \eta_{ij}^2}}{\sqrt{\xi_{ij}^2 - \eta_{ij}^2}} \cdot H_{\eta ij}. \end{aligned} \quad (3)$$

Harmonic analysis in elongated spheroidal coordinate system based on (1) or (3) requires the calculation of associated Legendre polynomials of the first  $P_{ni}^m(\xi_{ij})$  and second  $Q_{ni}^m(\xi_{ij})$  kind. Polynomials

$Q_{ni}^m(\xi_{ij})$  of the second kind calculated using the well-known formula with a limitation on the number of terms of the infinite series [18]

$$Q_{ni}^m(\xi_{ij}) = \frac{(-1)^m \cdot (2)^{m-1} \cdot (\xi_{ij}^2 - 1)^{\frac{m}{2}}}{\xi_{ij}^{n+m+1}} \times \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\Gamma_i\left(\frac{n}{2} + \frac{m}{2} + k + \frac{1}{2}\right)! \cdot \Gamma_i\left(\frac{n}{2} + \frac{m}{2} + k + 1\right)}{\Gamma_i(k+1) \cdot \Gamma_i\left(n + k + \frac{3}{2}\right)} \cdot \xi_{ij}^{2k}. \quad (4)$$

The region  $\xi \in [\xi_0, 4]$  places strict demands on the accuracy of  $Q_{ni}^m(\xi_{ij})$  function calculations. Algorithms

for direct calculation  $Q_{ni}^m(\xi_{ij})$  obtained in the form of finite sums [16]

$$\begin{aligned} Q_{ni}^m(\xi_{ij}) &= \frac{P_{ni}(\xi_{ij})}{2} \cdot \ln\left(\frac{\xi_{ij} + 1}{\xi_{ij} - 1}\right) - \sum_{k=1}^n \frac{1}{k} \cdot \sum_{\lambda=0}^m C_{mi}^{\lambda} \cdot P_{k-1}^{\lambda}(\xi_{ij}) \cdot P_{n-k}^{m-\lambda}(\xi_{ij}) + \frac{(1 - \delta(m,0))}{2} \times \dots \\ &\dots \times \sum_{q=0}^{m-1} C_{mi}^q \cdot P_{ni}^q(\xi_{ij}) \cdot (m-q-1)! \cdot \frac{(\xi_{ij}-1)^{m-q} - (\xi_{ij}+1)^{m-q}}{(-1)^{m-q-1} (\xi_{ij}^2 - 1)^{\frac{m-q}{2}}}; \\ Q_{ni}^m(\xi_{ij}) &= \frac{(\xi_{ij}^2 - 1)^{\frac{m}{2}} n! m!}{2^{n+1}} \sum_{k=0}^m \frac{(k+n)! \Omega(m-k, \xi_{ij})}{k! (m-k)!} \sum_{\lambda=k}^n \frac{(\xi_{ij}-1)^{n-\lambda} (\xi_{ij}+1)^{\lambda-k}}{\lambda! (n+k-\lambda)! (\lambda-k)! (n-\lambda)!} - \sum_{k=1}^n \frac{1}{k} \sum_{\lambda=0}^m C_{mi}^{\lambda} P_{k-1}^{\lambda}(\xi_{ij}) P_{n-k}^{m-\lambda}(\xi_{ij}); \\ \Omega(v, \xi_{ij}) &= \left\{ \begin{array}{l} v=0 \quad \ln\left(\frac{\xi_{ij}+1}{\xi_{ij}-1}\right) \\ v \neq 0 \quad (-1)^{v-1} (v-1)! \cdot \frac{(\xi_{ij}-1)^v - (\xi_{ij}+1)^v}{(\xi_{ij}^2 - 1)^v} \end{array} \right\}, \quad C_n^k = \frac{n!}{(n-k)! k!}. \end{aligned} \quad (5)$$

Note that the calculation of the components  $H_{\xi ij}$ ,  $H_{\eta ij}$ ,  $H_{\varphi ij}$  of the magnetic field in spheroidal coordinates  $\xi_{ij}$ ,  $\eta_{ij}$ ,  $\varphi_{ij}$  using (1) or components  $H_{xij}$ ,  $H_{yij}$ ,  $H_{zij}$  in the orthogonal

coordinate system  $(x_j, y_j, z_j)$  using (3) generated by spheroidal sources of the magnetic field for given values of parameters  $c_i$  and spatial spheroidal harmonics  $c_{ni}^m$ ,  $s_{ni}^m$  at

measurement points with coordinates  $(x_j, y_j, z_j)$  is a forward problem of magnetostatics for spheroidal magnetic field sources [20–25].

**Definition of forward multidyipole magnetostatics problem.** To compensate for the spheroidal spatial harmonics of magnetic field of an energy-saturated extended object, we introduce  $C$  dipole magnetic field sources located at the  $C$  points of space of the technical object with coordinates  $(x_c, y_c, z_c)$  in a rectangular coordinate system associated with the center of the technical object. Let us define the spherical harmonics  $g_{nc}^m, h_{nc}^m$  of these  $C$  compensating dipole magnetic field sources.

Let us consider the calculation of the components of the magnetic field generated by these  $C$  dipole magnetic field sources at the magnetic field measurement points with coordinates  $(x_j, y_j, z_j)$  in a rectangular coordinate system associated with the center of the technical object. Let us calculate the spherical angular coordinates  $r_{cj}, \varphi_{cj}, \theta_{cj}$  under

$$\begin{aligned} H_{rcj} &= \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^n \frac{n+1}{r_{n+2}} \left\{ g_{nc}^m \cos(m\varphi_{cj}) + h_{nc}^m \sin(m\varphi_{cj}) \right\} P_{nc}^m(\cos(\theta_{cj})); \\ H_{\theta_{cj}} &= - \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^n \frac{1}{r_{n+2}} \left\{ g_{nc}^m \cos(m\varphi_{cj}) + h_{nc}^m \sin(m\varphi_{cj}) \right\} \frac{dP_{nc}^m(\cos(\theta_{cj}))}{d\theta_{cj}}; \\ H_{\varphi_{cj}} &= \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^n \frac{m}{r_{n+2}} \left\{ g_{nc}^m \sin(m\varphi_{cj}) - h_{nc}^m \cos(m\varphi_{cj}) \right\} \frac{P_{nc}^m(\cos(\theta_{cj}))}{\sin(\theta_{cj})}. \end{aligned} \quad (7)$$

Using the calculated components  $H_{rcj}, H_{\varphi_{cj}}, H_{\theta_{cj}}$  of the magnetic field in the spherical coordinate system  $r_{cj}, \varphi_{cj}, \theta_{cj}$  we calculate the components  $H_{xcj}, H_{ycj}, H_{zcyj}$  of magnetic

$$\begin{aligned} H_{xcj} &= H_{rcj} \sin(\theta_{cj}) \cos(\varphi_{cj}) + H_{\theta_{cj}} \cos(\theta_{cj}) \cos(\varphi_{cj}) - H_{\varphi_{cj}} \sin(\varphi_{cj}); \\ H_{ycj} &= H_{rcj} \sin(\theta_{cj}) \sin(\varphi_{cj}) + H_{\theta_{cj}} \cos(\theta_{cj}) \sin(\varphi_{cj}) + H_{\varphi_{cj}} \cos(\varphi_{cj}); \\ H_{zcyj} &= H_{rcj} \cos(\theta_{cj}) - H_{\theta_{cj}} \sin(\theta_{cj}). \end{aligned} \quad (8)$$

Let us take the axes of the orthogonal coordinate systems of compensating dipole sources parallel to the corresponding axes of the orthogonal coordinate system associated with the center of the technical object. Then the magnetic field components  $H_{xc}, H_{yc}, H_{zc}$  in an orthogonal coordinate system associated with the center of a technical object generated by all compensating dipole sources of magnetic field in currents, measurements with coordinates  $(x_j, y_j, z_j)$  are calculated as sums of the corresponding components  $H_{xcj}, H_{ycj}, H_{zcyj}$  of magnetic field generated by individual compensating dipole sources at measurement points with coordinates  $(x_j, y_j, z_j)$ .

Note that the calculation of the components  $H_{rcj}, H_{\varphi_{cj}}, H_{\theta_{cj}}$  of the magnetic field in the spherical coordinate system  $r_{cj}, \varphi_{cj}, \theta_{cj}$  using (1) or components  $H_{xcj}, H_{ycj}, H_{zcyj}$  of magnetic field with orthogonal coordinate system  $(x_j, y_j, z_j)$  using (3) generated by spherical sources of the magnetic field for given values of spherical harmonics  $g_{nc}^m, h_{nc}^m$  at measurement points with coordinates  $(x_j, y_j, z_j)$  is a forward problem of magnetostatics for spherical magnetic field sources [26–30].

**Definition of prediction geometric inverse problems of magnetostatics.** Let us now consider the definition of the prediction geometric inverse problems of magnetostatics based on a forward multispheroidal model

which the measurement points with coordinates  $(x_j, y_j, z_j)$  are «visible» from the location points of dipole magnetic field sources with coordinates  $(x_c, y_c, z_c)$  in a rectangular coordinate system, associated with the center of the technical object, from the following relationships

$$\begin{aligned} x_j - x_c &= r_{cj} \cdot \sin(\theta_{cj}) \cos(\varphi_{cj}); \\ y_j - y_c &= r_{cj} \cdot \sin(\theta_{cj}) \cdot \sin(\varphi_{cj}); \\ z_j - z_c &= r_{cj} \cdot \cos(\theta_{cj}) \end{aligned} \quad \begin{aligned} r_{cj} &\in [0, \infty[ \\ \theta_{cj} &\in [0, \pi] \\ \varphi_{cj} &\in [0, 2\pi] \end{aligned} \quad (6)$$

Then the components  $H_{rcj}, H_{\varphi_{cj}}, H_{\theta_{cj}}$  of the magnetic field in the spherical coordinate system  $r_{cj}, \varphi_{cj}, \theta_{cj}$  associated with the center of location of the compensating dipole source of the magnetic field, are calculated using the following formulas [20]

field with orthogonal coordinate system, associated with the center of the compensating dipole magnetic field source according to the following formulas [20]

(1) of the initial magnetic field of an energy-saturated extended object [26–34]. As a result of solving the prediction of the geometric inverse problem of magnetostatics based on the multispheroidal model (1) of the original magnetic field of the energy-saturated extended control object, it is necessary to calculate the following coordinates  $(x_i, y_i, z_i)$  of the location of the multispheroidal sources of the original magnetic field in the space of the technical object and the parameters  $c_i$  and spatial spheroidal harmonics  $c_{ni}^m, s_{ni}^m$  in such a way that, based on this mathematical model (1), the values of the magnetic field at measurement points with coordinates  $(x_j, y_j, z_j)$  are close to the experimentally measured values of the magnetic field in these measuring points.

A feature of the energy-saturated extended technical objects are the uncertainty of the magnetic characteristics of their elements and their change in different operating modes [35–40]. Let us introduce the vector  $\mathbf{G}$  of uncertainties of the parameters of the magnetic characteristics of energy-saturated extended technical object [41–44].

Let us introduce the vector  $Y_M(\mathbf{G})$  of the measured values of the magnetic field signature of a technical object, the components of which are the measured components  $H_{xk}(\mathbf{G}), H_{yk}(\mathbf{G}), H_{zk}(\mathbf{G})$  of the magnetic field

of the technical object for given rectangular coordinates  $(x_j, y_j, z_j)$  associated with the center of the technical object. Note that the vector  $Y_M(\mathbf{G})$  of measured values of the magnetic field signature of a technical object depends on the operating modes of the technical object and on the vector  $\mathbf{G}$  of uncertainties of the parameters of the magnetic cleanliness of the energy-saturated extended technical object units.

Let us introduce the vector  $\mathbf{X}$  of the desired parameters of solving the prediction of the geometric inverse problem of magnetostatics, the components of which are the coordinates  $(x_i, y_i, z_i)$  of the location of spheroidal sources of the magnetic field at points in the space of a technical object in a rectangular coordinate system associated with the center of the technical object and given magnitudes of parameters  $c_i$  and spatial spheroidal harmonics  $c_{ni}^m, s_{ni}^m$  of these spheroidal magnetic field sources.

Then for given coordinate values  $(x_i, y_i, z_i)$  of the location of spheroidal magnetic field sources, at points in space of a technical object in a rectangular coordinate system associated with the center of the technical object and given values of parameters  $c_i$  and spatial spheroidal harmonics  $c_{ni}^m, s_{ni}^m$  components  $H_{xkn}(\mathbf{X}, \mathbf{G}), H_{ykn}(\mathbf{X}, \mathbf{G}), H_{zkn}(\mathbf{X}, \mathbf{G}), H_{xij}, H_{yij}, H_{zij}$  of the magnetic field generated by these spheroidal magnetic field sources at measurement points with coordinates  $(x_i, y_i, z_i)$  in a rectangular coordinate system associated with the center of the technical object can be calculated based on forward multyspheroidal magnetic field model (1).

The values of parameters  $c_i$  and spatial spheroidal harmonics  $c_{ni}^m, s_{ni}^m$  of forward multyspheroidal magnetic field model (1) of an elongated energy-saturated object in an elongated spheroidal coordinate system  $\xi, \eta, \varphi$  depended on the operating modes of the energy-saturated extended technical object and, therefore, are functions of the components of the vector  $\mathbf{G}$  of uncertainties of the parameters of the magnetic cleanliness of the energy-saturated extended technical object.

Therefore the components  $H_{xkn}(\mathbf{X}, \mathbf{G}), H_{ykn}(\mathbf{X}, \mathbf{G}), H_{zkn}(\mathbf{X}, \mathbf{G}), H_{xij}, H_{yij}, H_{zij}$  of the magnetic field generated by these spheroidal magnetic field sources at measurement points with coordinates  $(x_j, y_j, z_j)$  are also functions of the vector  $\mathbf{G}$  of uncertainties of the parameters of the magnetic cleanliness of the energy-saturated extended technical object and the vector  $\mathbf{X}$  of the desired parameters of solving the prediction of the geometric inverse problem of magnetostatics.

Let us introduce the vector  $Y_C(\mathbf{X}, \mathbf{G})$  of calculated values of the magnetic field signature of a technical object, the components of which  $H_{xkn}(\mathbf{X}, \mathbf{G}), H_{ykn}(\mathbf{X}, \mathbf{G}), H_{zkn}(\mathbf{X}, \mathbf{G}), H_{xij}, H_{yij}, H_{zij}$  are calculated values components of the magnetic field of a technical object for given measurement points with coordinates  $(x_j, y_j, z_j)$  in a rectangular coordinate system associated with the center of the technical object.

Let us introduce the  $E(\mathbf{X}, \mathbf{G})$  vector of the discrepancy between the vector  $Y_M(\mathbf{G})$  of the measured magnetic field and the vector  $Y_C(\mathbf{X}, \mathbf{G})$  of the predicted by model (3) magnetic field

$$E(\mathbf{X}, \mathbf{G}) = Y_M(\mathbf{G}) - Y_C(\mathbf{X}, \mathbf{G}). \quad (9)$$

Then the solution of prediction geometric inverse problem of magnetostatics comes down to the standard approach of designing a robust prediction multyspheroidal model of magnetic field of an energy-saturated extended object, when the coordinates  $(x_i, y_i, z_i)$  of the location of spheroidal sources of the magnetic field at points in the space of a technical object in a rectangular coordinate system associated with the center of the technical object and magnitudes of parameters  $c_i$  and spatial spheroidal harmonics  $c_{ni}^m, s_{ni}^m$  of these spheroidal magnetic field sources are found from the conditions for minimizing the vector of the discrepancy between the vector of the measured magnetic field and the vector of the predicted by forward multyspheroidal model magnetic field, but for the «worst» the vector  $\mathbf{G}$  of uncertainties of the parameters of the magnetic characteristics of energy-saturated extended technical object are found from the conditions for maximizing the same vector of the discrepancy between the vector of the measured magnetic field and the vector of the predicted by multyspheroidal model of magnetic field.

**Definition of control geometric inverse problems of magnetostatics.** Let us now consider the definition of control geometric inverse problem of magnetostatics based on a multidy-pole model (1) of the compensating magnetic field of an energy-saturated extended control object. As a result of solving the control of the geometric inverse problem of magnetostatics on the basis of a multy-dipole model (7) of the compensating magnetic field of an energy-saturated extended control object, it is necessary to calculate the coordinates  $(x_c, y_c, z_c)$  of the location  $C$  of multy-dipole sources of the compensating magnetic field in the space of energy-saturated extended control object and the magnitude  $g_{nc}^m, h_{nc}^m$  of their spherical spatial harmonics, in such a way that, on the basis of this, the control of the mathematical model (7) of components values  $H_{xc}, H_{yc}, H_{zc}$  of magnetic field at the measurement points with coordinates  $(x_j, y_j, z_j)$  were close in magnitude but oppositely directed to the values of the initial magnetic field calculated on the basis of the predictions of the multyspheroidal model (1) at the same  $J$  measurement points with coordinates  $(x_j, y_j, z_j)$ .

Let us introduce the vector  $\mathbf{X}$  of the desired parameters for solving the problem of compensating of initial magnetic field of energy-saturated extended control object, whose components are unknown values of coordinates  $(x_i, y_i, z_i)$  of the location of spherical sources of the compensating magnetic field at points in the space of a technical object in a rectangular coordinate system associated with the center of the technical object and unknown values magnitude  $g_{nc}^m, h_{nc}^m$  of their spherical spatial harmonics of magnetic field of these spherical compensating sources.

Then, for a given value of the vector  $\mathbf{X}$  of the desired parameters of the compensating dipoles, based on (7), the vector  $B_c(\mathbf{X})$  of the compensating magnetic field generated by all compensating dipoles at the specified points in space, in particular at the control depth of a technical object generated by all compensating dipoles can be calculated.

Then we calculated the vector  $\mathbf{B}_R(\mathbf{X}, \mathbf{G})$  of resulting magnetic field at the specified points in space, in particular at the control depth of a technical object generated by energy-saturated extended control object and all compensating elements

$$\mathbf{B}_R(\mathbf{X}, \mathbf{G}) = \mathbf{B}(\mathbf{G}) + \mathbf{B}_c(\mathbf{X}). \quad (10)$$

Then the problem of calculated unknown values of vector  $\mathbf{X}$  of the desired parameters for solving the problem of compensating of initial magnetic field of energy-saturated extended control object, whose components are unknown values of coordinates  $(x_i, y_i, z_i)$  of the location of spherical sources of the compensating magnetic field at points in the space of a technical object in a rectangular coordinate system associated with the center of the technical object and unknown values magnitude  $g_{nc}^m, h_{nc}^m$  of their spherical spatial harmonics of magnetic field of these spherical compensating sources can be reduced to solving the problem of minimax optimization of resulting magnetic field (10) generated by energy-saturated extended control object and all compensating elements at the specified points in space, in particular at the control depth of a technical object.

This approach is also standard when designing of robust control by resulting magnetic field of an energy-saturated extended control object, when the coordinates of the spatial arrangement and the magnitudes of the compensating dipole calculated from the conditions for minimizing modulus of spacecraft resulting magnetic field (10) at the specified points in space, in particular at the control depth of a technical object, but for the «worst» values of the vector of uncertainty parameters of the energy-saturated extended technical object magnetic characteristics.

**Inverse problems solution method.** Components of the vector games (9), (10) are nonlinear functions of the vector  $\mathbf{X}$  of required parameters and the vector  $\mathbf{G}$  of uncertainty parameters of geometric inverse magnetostatics problem for prediction and control by magnetic signature of an energy-saturated extended object based on a multidy pole model (1) taking into account forward problem uncertainties and calculated by COMSOL Multiphysics software.

A feature of the calculated solution problem is the multy-extremal nature of games payoff (9), (10) so that the considered region of possible solutions contains local minima and maxima. This due to fact that when minimizing the resulting magnetic field at one point in the signature of technical object, the magnetic field level at another point in signature of this technical object increases due to under compensation or overcompensation of the original magnetic field of technical object. Therefore, to calculate the solution this vector games (8) – (10) used stochastic multy-agent optimization algorithms [45].

To adapt the PSO method in relation to the problem of finding Pareto-optimal solutions on the set of possible values of a vector criterion, it is most simple to use binary preference relations that determine the Pareto dominance of individual solutions. To find a unique solution of a vector games (9), (10) from a set of Pareto-optimal solutions used information about the binary relationships of preferences of local solutions relative to each other [45]. To calculate one single global solution to the vector

games (9), (10) individual swarms exchange information with each other during the calculation of optimal solutions to local games. Information about the global optimum obtained by particles from another swarm used to calculate the speed of movement of particles from another swarm, which allows calculated all Pareto-optimal solutions. To increase the speed of finding a global solution, special nonlinear algorithms of stochastic multy-agent optimization in which the motion of  $i$  particle of  $j$  swarm described by the following expressions [46]

$$\begin{aligned} v_{ij}(t+1) = & w_{1j}v_{ij}(t) + c_{1j}r_{1j}(t) \times \dots \\ & \dots \times H(p_{1ij}(t) - \varepsilon_{1ij}(t)) y_{ij}(t) - \dots \\ & \dots - x_{ij}(t) + c_{2j}r_{2j}(t) H(p_{2ij}(t) - \dots \\ & \dots - \varepsilon_{2ij}(t)) [y_j^*(t) - x_{ij}(t)] \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} u_{ij}(t+1) = & w_{2j}u_{ij}(t) + c_{3j}r_{3j}(t) H \times \dots \\ & \dots \times (p_{3ij}(t) - \varepsilon_{3ij}(t)) [z_{ij}(t) - \delta_{ij}(t)] + \dots \\ & \dots + c_{4j}r_{4j}(t) H (p_{4ij}(t) - \varepsilon_{4ij}(t)) \times \dots \\ & \dots \times [z_j^*(t) - \delta_{ij}(t)] \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} x_{ij}(t+1) = & x_{ij}(t) + v_{ij}(t+1); \\ g_{ij}(t+1) = & \delta_{ij}(t) + u_{ij}(t+1), \end{aligned} \quad (13)$$

where  $x_{ij}(t)$ ,  $g_{ij}(t)$  and  $v_{ij}(t)$ ,  $u_{ij}(t)$  is the position and velocity of  $i$  particle of  $j$  swarm.

In (11) – (13)  $y_{ij}(t)$ ,  $z_{ij}(t)$  and  $y_j^*(t)$ ,  $z_j^*(t)$  – the best local and global positions of the  $i$ -th particle, found respectively by only one  $i$ -th particle and all the particles of  $j$  swarm. Moreover, the best local position  $y_{ij}(t)$  and the global position  $y_j^*(t)$  of the  $i$  particle of  $j$  swarm are understood in the sense of the first player strategy  $x_{ij}(t)$  for minimum of component  $E_i(\mathbf{X}, \mathbf{G})$ ,  $\mathbf{B}_R(\mathbf{X}, \mathbf{G})$  of the vector payoff (9), (10). However, the best local position  $z_{ij}(t)$  and the global position  $z_j^*$  of the  $i$  particle of  $j$  swarm are understood in the sense of the second player strategy  $g_{ij}(t)$  for maximum of the same component  $E_i(\mathbf{X}, \mathbf{G})$ ,  $\mathbf{B}_R(\mathbf{X}, \mathbf{G})$  of the vector payoff (9), (10).

**Simulation results.** Each naval vessel and each submarine has its own unique signature – a magnetic portrait, which can be used to determine not only the type of technical object, but also this particular technical object. Therefore, the magnetic signatures of specific naval vessel and submarines are a top secret [47, 48].

Measuring the magnetic field signature of naval vessel and submarines is usually carried out when a technical object moves against magnetic field sensors fixedly installed at various points in space. In particular, in the French marine laboratory 13 three-component magnetometers were installed along the body of the technical object being measured [13]. With linear geometric dimensions of a technical object  $\pm 100$  m and measuring the magnetic field signature after 1 m, the number of measurement points will be 2613 pieces, and the number of measurements will be 7839 values of magnetic field components.

Based on these measurements, a mathematical model of the magnetic field signature is calculated. Recently, moving underwater drones equipped with

magnetometers have been used to measure the magnetic signatures of naval vessel and submarines [47, 48].

As an example, consider the magnetic signature of a technical object, the parameters of which are given in [6]. The technical object has linear dimensions from  $-100$  m to  $+100$  m. The initial magnetic field is generated by 16 dipole sources located at points in space of the technical object with the following coordinates. When measuring the magnetic field along the length of a technical object from  $-100$  m to  $+100$  m with an interval of 1 m along three lines with [6] coordinates, 603 measurement points are obtained. In this case, at each point three components of the magnetic field are measured in an orthogonal coordinate system associated with the center of the technical object, so that the total number of measurements is 1809 magnetic field values.

Let us first consider the design of a multispheroidal model of the initial magnetic field. As a result of solving the predictions of the geometric inverse problem, the coordinates  $(x, y, z)$  of the spatial location and their values of the parameters  $c$  and the coefficients of the first spheroidal harmonics  $c_1^0, c_1^1, s_1^1$  of 5 spheroidal sources of the multispheroidal model of the initial magnetic field of the energy-saturated elongated technical object under consideration were calculated by magnetosystems.

1) Sources  $M_1 - x = 24.1775$  m,  $y = 0.203945$  m,  $z = 1.44653$  m,  $c = 17.1245$ ,  $c_1^0 = -840.073$ ,  $c_1^1 = 13.9223$ ,  $s_1^1 = -193.016$ ;

2) Sources  $M_2 - x = -13.2818$  m,  $y = 0.498642$  m,  $z = 0.266331$  m,  $c = 0.232014$ ,  $c_1^0 = -58875.5$ ,  $c_1^1 = 1373.1$ ,  $s_1^1 = -7953.4$ ;

3) Sources  $M_3 - x = -38.496$  m,  $y = 0.276427$  m,  $z = -1.03295$  m,  $c = 0.337585$ ,  $c_1^0 = -3620.08$ ,  $c_1^1 = -11852.2$ ,  $s_1^1 = -3933.69$ ;

4) Sources  $M_4 - x = 241911$  m,  $y = 0.203772$  m,  $z = 1.4617$  m,  $c = 16.9606$ ,  $c_1^0 = 847.093$ ,  $c_1^1 = -14.0885$ ,  $s_1^1 = 194.566$ .

Figure 2 shows the signatures of the original (solid lines) and model (dashed lines) magnetic field components of the magnetic field for the following coordinate values: a)  $Y = -20$  m,  $Z = 19$  m; b)  $Y = 0$ ,  $Z = 19$  m; c)  $Y = 20$  m,  $Z = 19$  m; d) magnetic field induction modules. As seen in these figures, the signatures of the original and model magnetic fields practically coincide, which confirms the adequacy of the designed multispheroidal model to the real signatures of the magnetic field.

One of the main technical requirements for the signature of ships and submarines is the limitation of the induction module of the magnetic field signature to the control depth. Technically, it is easiest to compensate for the initial magnetic field using local dipole-type compensators. Let us consider the reduction of the original magnetic field based on the designed multispheroidal magnetic field model using compensating dipoles.

As a result of solving the control geometric inverse problem of magnetostatics, the spatial location coordinates and values of the magnetic moments of 5 compensating dipoles were calculated

$\{x_1, \dots, x_5\} - \{-13.4224, -38.4723, 38.3674, 29.2921, 11.2709\}$  m;

$\{y_1, \dots, y_5\} - \{0.557271, 0.2328, -0.886435, -5.39425, 0.341033\}$  m;

$\{z_1, \dots, z_5\} - \{0.37837, -1.00586, 0.809621, -1.51659, 0.0348981\}$  m;

$\{M_{x1}, \dots, M_{x5}\} - \{1026.93, 136.8, 330.364, 99.726, 468.882\}$  A·m<sup>2</sup>;

$\{M_{y1}, \dots, M_{y5}\} - \{-48.7259, 900.474, 77.9282, -58.4812, -26.3114\}$  A·m<sup>2</sup>;

$\{M_{z1}, \dots, M_{z5}\} - \{263.642, 293.553, 135.072, 56.0585, 268.282\}$  A·m<sup>2</sup>.

Another technical requirement for the signature of ships and submarines is to limit the amount of change in the horizontal component of the magnetic field at a control depth over a certain period of time when passing a technical object at a given speed.

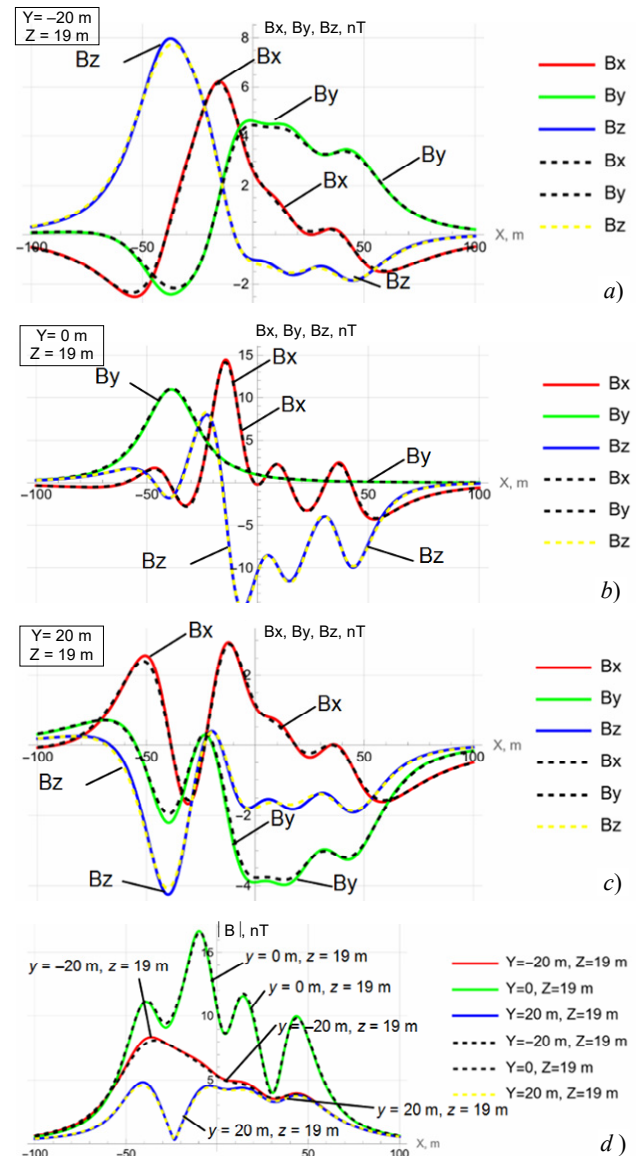


Fig. 2. Signatures of the original (solid lines) and model (dashed lines) magnetic field

Let us now consider the solution of the geometric inverse problem of magnetostatics based on the location of 5 compensation dipoles when introducing into the objective function, in addition to the magnetic field induction modules, also horizontal components at the control depth.

As a result of solving the control geometric inverse problem of magnetostatics, the spatial location



coordinates and values of the magnetic moments of 5 compensating dipoles were calculated

$\{x_1, \dots, x_5\} - \{11.081, -13.3971, 26.2429, 38.3417, -38.5133\}$  m;

$\{y_1, \dots, y_5\} - \{0.148509, 0.547627, -9.81257, -0.832418, 0.288649\}$  m;

$\{z_1, \dots, z_5\} - \{0.0697367, 0.302065, -2.47162, 0.512463, -1.01949\}$  m;

$\{M_{x1}, \dots, M_{x5}\} - \{469.602, 1040.86, 84.7869, 347.086, 138.088\}$  A·m<sup>2</sup>;

$\{M_{y1}, \dots, M_{y5}\} - \{-37.4432, -50.1551, -22.2874, 59.2771, 904.151\}$  A·m<sup>2</sup>;

$\{M_{z1}, \dots, M_{z5}\} - \{252.922, 269.704, 30.4981, 164.38, 298.216\}$  A·m<sup>2</sup>.

Figure 3 shows the signatures of the modules: a) the initial and resulting magnetic field compensated using 5 dipole sources; b) taking into account only the module; c) taking into account the horizontal component of the resulting magnetic field at the control depth. The signatures are given for the following coordinate values: a)  $Y = -20$  m,  $Z = 19$  m; b)  $Y = 0$ ,  $Z = 19$  m; c)  $Y = 20$  m,  $Z = 19$  m.

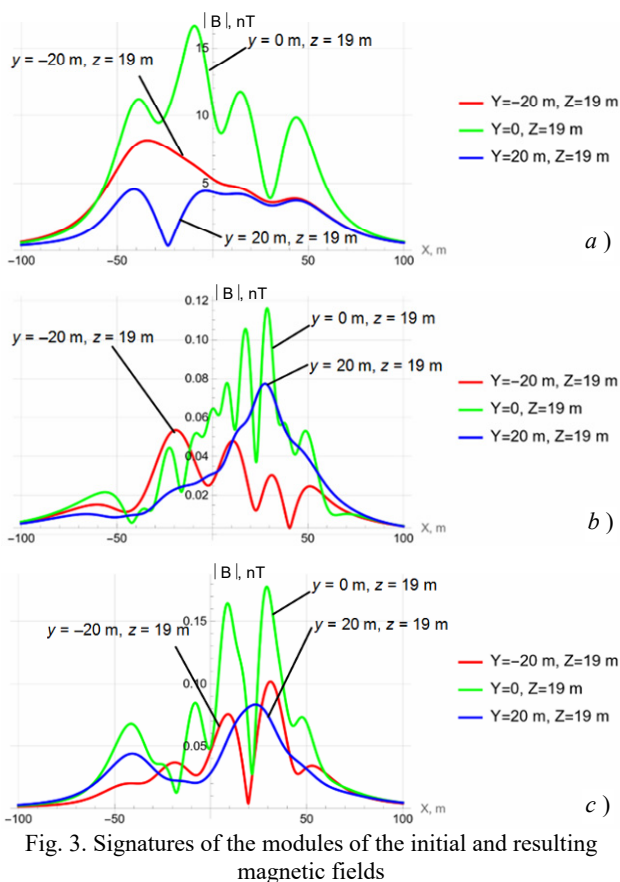


Fig. 3. Signatures of the modules of the initial and resulting magnetic fields

From a comparison of the signatures of the induction modules of the original magnetic field shown in Fig. 3,a and the resulting magnetic field shown in Fig. 3,b, it follows that with the help of 5 compensation dipoles it was possible to reduce the induction modulus of the original magnetic field by almost 100 times. Taking into account the horizontal component leads to a certain increase in the modulus of the resulting field, as follows from a comparison of Fig. 3,b and Fig. 3,c.

Figure 4 shows the signatures of the horizontal components of the induction of: a) the initial and resulting

magnetic field using 5 compensating dipoles; b) taking into account only the module; c) taking into account the horizontal component of the resulting magnetic field at the control depth.

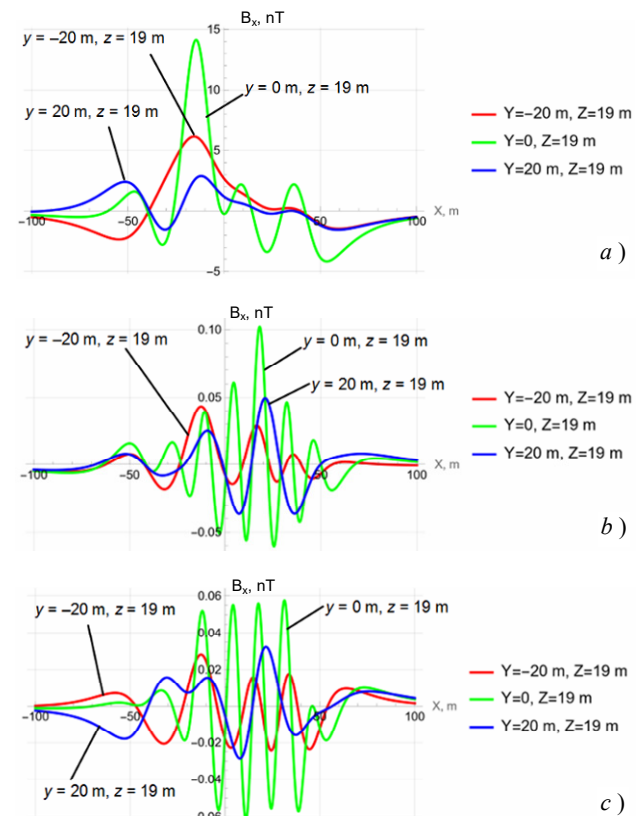


Fig. 4. Signatures of the horizontal components of the initial and resulting magnetic fields

From a comparison of these signatures it follows that with the help of 5 compensation dipoles it was also possible to reduce the horizontal component of the induction of the original magnetic field by almost 100 times. Moreover, taking into account the horizontal component of the magnetic field leads to an additional reduction in the horizontal component of the resulting field by approximately 1.5 times, as follows from a comparison of Fig. 4,b and Fig. 4,c.

Figure 5 shows the signatures of the longitudinal components of the induction of: a) the initial and resulting magnetic field using 5 compensating dipoles; b) taking into account only the module; c) taking into account the horizontal component of the resulting magnetic field at the control depth.

From a comparison of the signatures of the longitudinal components of the induction of the original magnetic field, shown in Fig. 5,a and the resulting magnetic field shown in Fig. 5,b, it follows that with the help of 5 compensation dipoles it was possible to simultaneously reduce the longitudinal components of the induction of the original magnetic field by almost 200 times. However, taking into account the horizontal component in the optimization criterion leads to an increase in the longitudinal components of the induction of the resulting field by more than two times, as follows from a comparison of Fig. 5,b and Fig. 5,c.

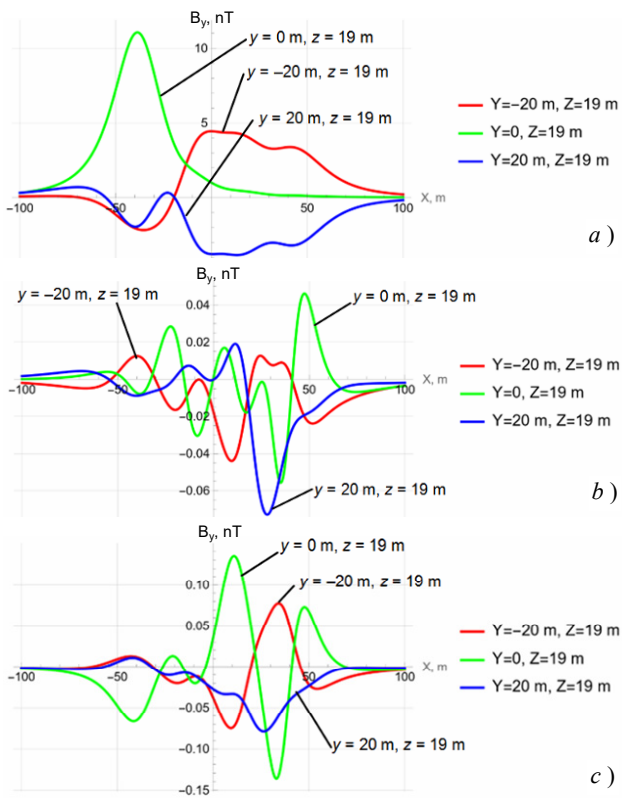


Fig. 5. Signatures of the longitudinal components of the initial and resulting magnetic fields

Figure 6 shows the signatures of the vertical components of induction: *a)* of the initial and resulting magnetic field using 5 compensating dipoles; *b)* when taking into account only the module; *c)* when taking into account the horizontal component of the resulting magnetic field at the control depth.

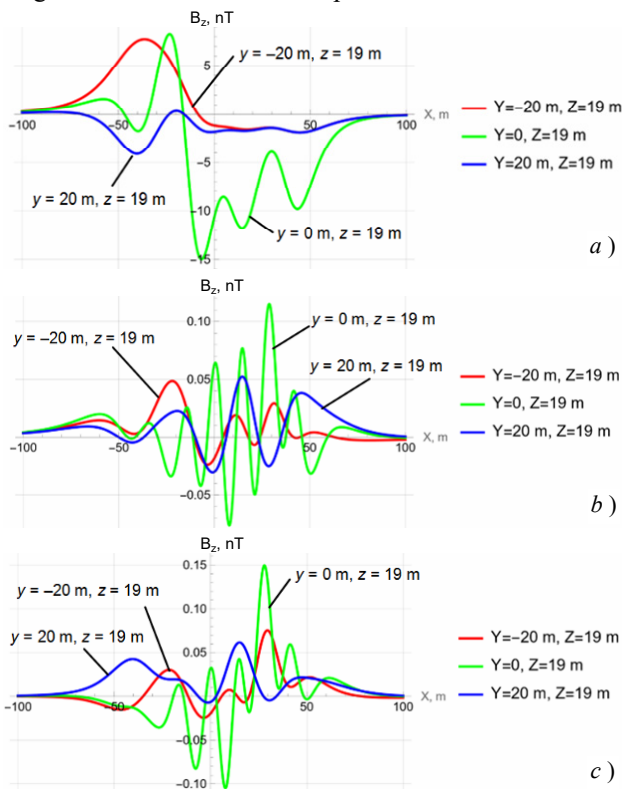


Fig. 6. Signatures of the vertical components of the initial and resulting magnetic fields

From a comparison of the signatures of the vertical components of the induction of the original magnetic field, shown in Fig. 6,*a* and the resulting magnetic field shown in Fig. 6,*b*, it follows that with the help of 5 compensation dipoles it was possible to simultaneously reduce the vertical components of the induction of the original magnetic field by almost 50 times. However, taking into account the horizontal component in the optimization criterion leads to an increase in the vertical components of the induction of the resulting field by more than 1.5 times, as follows from a comparison of Fig. 6,*b* and Fig. 6,*c*.

Thus, by minimizing the magnetic induction modules, a decrease in the module of the resulting magnetic field by more than 100 times is achieved, while simultaneously reducing the magnetic induction components of the resulting magnetic field, also by approximately 100 times. When simultaneously taking into account in the optimization criteria both the magnetic induction modules and the values of the horizontal components of the magnetic induction of the resulting magnetic field, the value of the horizontal component of the resulting magnetic field is additionally reduced by 1.5 times. However, in this case, the modules of the resulting magnetic field, as well as the longitudinal and vertical components of the magnetic field, increase by approximately 1.5 times.

### Conclusions.

1. For the first time the method for reduction of magnetic field of uncertain extended technical objects based on their multispheroidal model and optimization of parameters of compensating dipoles for compensate of spheroidal harmonics of external magnetic field of technical object. Unlike known methods, the developed method makes it possible to increase the efficiency of magnetic field reduction of uncertain extended technical objects.

2. Parameters of compensating dipole magnetic field sources calculated as magnetostatics geometric inverse problems solution in the form of nonlinear minimax optimization problem based on multispheroidal model of magnetic field of extended technical objects. Nonlinear objective function calculated as the weighted sum of squared of resulting magnetic field COMSOL Multiphysics software package used. Nonlinear minimax optimization problems solutions calculated based on particle swarm nonlinear optimization algorithms

3. Based on the simulation results it is theoretically shown the possibility to reduce by almost 100 times of modulus of induction and horizontal component of the induction of the original magnetic field of uncertain extended technical objects based on optimization of compensating magnetic dipoles spatial arrangement for compensate of spheroidal harmonics of external magnetic field of technical object using multispheroidal model of the magnetic field.

4. In the future it is planned to conduct experimental studies of the effectiveness of reducing of magnetic field of uncertain extended technical objects based on developed method.

**Conflict of interest.** The authors declare that they have no conflicts of interest.

## REFERENCES

1. Rozov V.Yu., Getman A.V., Petrov S.V., Erisov A.V., Melanchenko A.G., Khoroshilov V.S., Schmidt I.R. Spacecraft magnetism. *Technical Electrodynamics. Thematic issue «Problems of modern electrical engineering»*, 2010, part 2, pp. 144-147. (Rus).
2. ECSS-E-HB-20-07A. *Space engineering: Electromagnetic compatibility hand-book. ESA-ESTEC. Requirements & Standards Division*. Noordwijk, Netherlands, 2012. 228 p.
3. Droughts S.A., Fedorov O.P. Space project Ionosat-Micro. Monograph. Kyiv, Akadempriodika Publ., 2013. 218 p. (Rus).
4. Holmes J.J. *Exploitation of A Ship's Magnetic Field Signatures*. Springer Cham, 2006. 67 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-3-031-01693-6>.
5. Woloszyn M., Jankowski P. Simulation of ship's deperming process using Opera 3D. 2017 18th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF) Book of Abstracts, 2017, pp. 1-2. doi: <https://doi.org/10.1109/ISEF.2017.8090680>.
6. Birsan M., Holtham P., Carmen. Using global optimisation techniques to solve the inverse problem for the computation of the static magnetic signature of ships. *Defense Research Establishment Atlantic*, 9 Grove St., PO Box 1012, Dartmouth, Nova Scotia, B2Y 3Z7, Canada.
7. Zuo C., Ma M., Pan Y., Li M., Yan H., Wang J., Geng P., Ouyang J. Multi-objective optimization design method of naval vessels degaussing coils. *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, 2022, vol. 12506, art. no. 125060J. doi: <https://doi.org/10.1117/12.2662888>.
8. Baranov M.I., Rozov V.Y., Sokol Y.I. To the 100th anniversary of the National Academy of Sciences of Ukraine – the cradle of domestic science and technology. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 5, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.5.01>.
9. Rozov V.Y. *External magnetic fields of power electrical equipment and methods for reducing them*. Kiev, The Institute of Electrodynamics Publ., 1995, no.772. 42 p. (Rus).
10. Rozov V.Yu. Methods for reducing external magnetic fields of energy-saturated objects. *Technical Electrodynamics*, 2001, no. 1, pp. 16-20.
11. Rozov V.Yu. Selective compensation of spatial harmonics of the magnetic field of energy-saturated objects. *Technical Electrodynamics*, 2002, no. 1, pp. 8-13. (Rus).
12. Rozov V.Yu., Dobrodeev P.N., Volokhov S.A. Multipole model of a technical object and its magnetic center. *Technical Electrodynamics*, 2008, no. 2, pp. 3-8. (Rus).
13. Rozov V.Yu., Getman A.V., Kildishev A.V. Spatial harmonic analysis of the external magnetic field of extended objects in a prolate spheroidal coordinate system. *Technical Electrodynamics*, 1999, no. 1, pp. 7-11. (Rus).
14. Rozov V.Yu. Mathematical model of electrical equipment as a source of external magnetic field. *Technical Electrodynamics*, 1995, no. 2, pp. 3-7. (Rus).
15. Volokhov S.A., Dobrodeev P.N., Ivleva L.F. Spatial harmonic analysis of the external magnetic field of a technical object. *Technical Electrodynamics*, 1996, no. 2, pp. 3-8. (Rus).
16. Getman A.V. *Analysis and synthesis of the magnetic field structure of technical objects on the basis of spatial harmonics*. Dissertation thesis for the degree of Doctor of Technical Sciences. Kharkiv, 2018. 43 p. (Ukr).
17. Xiao C., Xiao C., Li G. Modeling the ship degaussing coil's effect based on magnetization method. *Communications in Computer and Information Science*, 2012, vol. 289, pp. 62-69. doi: [https://doi.org/10.1007/978-3-642-31968-6\\_8](https://doi.org/10.1007/978-3-642-31968-6_8).
18. Woloszyn M., Jankowski P. Ship's de-perming process using coils lying on seabed. *Metrology and Measurement Systems*, 2019, vol. 26, no. 3, pp. 569-579. doi: <https://doi.org/10.24425/mms.2019.129582>.
19. Fan J., Zhao W., Liu S., Zhu Z. Summary of ship comprehensive degaussing. *Journal of Physics: Conference Series*, 2021, vol. 1827, no. 1, art. no. 012014. doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1827/1/012014>.
20. Getman A.V. Spatial harmonic analysis of the magnetic field of the sensor of the neutral plasma component. *Eastern European Journal of Advanced Technologies*, 2010, vol. 6, no. 5(48), pp. 35-38. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2010.3326>.
21. Getman A. Ensuring the Magnetic Compatibility of Electronic Components of Small Spacecraft. *2022 IEEE 3rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2022, no. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916339>.
22. Acuña M.H. *The design, construction and test of magnetically clean spacecraft – a practical guide*. NASA/GSFC internal report. 2004.
23. Junge A., Marliani F. Prediction of DC magnetic fields for magnetic cleanliness on spacecraft. *2011 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2011, pp. 834-839. doi: <https://doi.org/10.1109/IEMC.2011.6038424>.
24. Lynn G.E., Hurt J.G., Harriger K.A. Magnetic control of satellite attitude. *IEEE Transactions on Communication and Electronics*, 1964, vol. 83, no. 74, pp. 570-575. doi: <https://doi.org/10.1109/TCOME.1964.6539511>.
25. Junge A., Trougnou L., Carrubba E. Measurement of Induced Equivalent Magnetic Dipole Moments for Spacecraft Units and Components. *Proceedings ESA Workshop Aerospace EMC 2009 ESA WPP-299*, 2009, vol. 4, no. 2, pp. 131-140.
26. Mehlem K., Wiegand A. Magnetostatic cleanliness of spacecraft. *2010 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2010, pp. 936-944. doi: <https://doi.org/10.1109/APEMC.2010.5475692>.
27. Messidoro P., Braghin M., Grande M. Magnetic cleanliness verification approach on tethered satellite. *16th Space Simulation Conference: Confirming Spaceworthiness into the Next Millennium*, 1991, pp. 415-434.
28. Mehlem K., Narvaez P. Magnetostatic cleanliness of the radioisotope thermoelectric generators (RTGs) of Cassini. *1999 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1999, vol. 2, pp. 899-904. doi: <https://doi.org/10.1109/IEMC.1999.810175>.
29. Eichhorn W.L. *Magnetic dipole moment determination by near-field analysis*. Goddard Space Flight Center. Washington, D.C., National Aeronautics and Space Administration, 1972. NASA technical note, D 6685. 87 p.
30. Matsushima M., Tsunakawa H., Iijima Y., Nakazawa S., Matsuoka A., Ikegami S., Ishikawa T., Shibuya H., Shimizu H., Takahashi F. Magnetic Cleanliness Program Under Control of Electromagnetic Compatibility for the SELENE (Kaguya) Spacecraft. *Space Science Reviews*, 2010, vol. 154, no. 1-4, pp. 253-264. doi: <https://doi.org/10.1007/s11214-010-9655-x>.
31. Boghosian M., Narvaez P., Herman R. Magnetic testing, and modeling, simulation and analysis for space applications. *2013 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2013, pp. 265-270. doi: <https://doi.org/10.1109/IEMC.2013.6670421>.
32. Mehlem K. Multiple magnetic dipole modeling and field prediction of satellites. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1978, vol. 14, no. 5, pp. 1064-1071. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.1978.1059983>.
33. Thomsen P.L., Hansen F. Danish Ørsted Mission In-Orbit Experiences and Status of The Danish Small Satellite Programme. *Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites*, 1999, pp. SSC99-I-8.
34. Kapsalis N.C., Kakarakis S.-D.J., Capsalis C.N. Prediction of multiple magnetic dipole model parameters from near field measurements employing stochastic algorithms. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 2012, vol. 34, pp. 111-122. doi: <https://doi.org/10.2528/PIERL12030905>.

35. Solomentsev O., Zaliskyi M., Averyanova Y., Ostroumov I., Kuzmenko N., Sushchenko O., Kuznetsov B., Nikitina T., Tserne E., Pavlikov V., Zhyla S., Dergachov K., Havrylenko O., Popov A., Volosyuk V., Ruzhentsev N., Shmatko O. Method of Optimal Threshold Calculation in Case of Radio Equipment Maintenance. *Data Science and Security. Lecture Notes in Networks and Systems*, 2022, vol. 462, pp. 69-79. doi: [https://doi.org/10.1007/978-981-19-2211-4\\_6](https://doi.org/10.1007/978-981-19-2211-4_6).
36. Ruzhentsev N., Zhyla S., Pavlikov V., Volosyuk V., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Ostroumov I., Kuzmenko N., Dergachov K., Sushchenko O., Averyanova Y., Zaliskyi M., Solomentsev O., Havrylenko O., Kuznetsov B., Nikitina T. Radio-Heat Contrasts of UAVs and Their Weather Variability at 12 GHz, 20 GHz, 34 GHz, and 94 GHz Frequencies. *ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics, and Communications*, 2022, vol. 20, no. 2, pp. 163-173. doi: <https://doi.org/10.37936/ecti-ec.2022202.246878>.
37. Havrylenko O., Dergachov K., Pavlikov V., Zhyla S., Shmatko O., Ruzhentsev N., Popov A., Volosyuk V., Tserne E., Zaliskyi M., Solomentsev O., Ostroumov I., Sushchenko O., Averyanova Y., Kuzmenko N., Nikitina T., Kuznetsov B. Decision Support System Based on the ELECTRE Method. *Data Science and Security. Lecture Notes in Networks and Systems*, 2022, vol. 462, pp. 295-304. doi: [https://doi.org/10.1007/978-981-19-2211-4\\_26](https://doi.org/10.1007/978-981-19-2211-4_26).
38. Shmatko O., Volosyuk V., Zhyla S., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Ostroumov I., Kuzmenko N., Dergachov K., Sushchenko O., Averyanova Y., Zaliskyi M., Solomentsev O., Havrylenko O., Kuznetsov B., Nikitina T. Synthesis of the optimal algorithm and structure of contactless optical device for estimating the parameters of statistically uneven surfaces. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2021, no. 4, pp. 199-213. doi: <https://doi.org/10.32620/reks.2021.4.16>.
39. Volosyuk V., Zhyla S., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Dergachov K., Havrylenko O., Ostroumov I., Kuzmenko N., Sushchenko O., Averyanova Yu., Zaliskyi M., Solomentsev O., Kuznetsov B., Nikitina T. Optimal Method for Polarization Selection of Stationary Objects Against the Background of the Earth's Surface. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, 2022, vol. 68, no. 1, pp. 83-89. doi: <https://doi.org/10.24425/ijet.2022.139852>.
40. Zhyla S., Volosyuk V., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Havrylenko O., Kuzmenko N., Dergachov K., Averyanova Y., Sushchenko O., Zaliskyi M., Solomentsev O., Ostroumov I., Kuznetsov B., Nikitina T. Practical imaging algorithms in ultra-wideband radar systems using active aperture synthesis and stochastic probing signals. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2023, no. 1, pp. 55-76. doi: <https://doi.org/10.32620/reks.2023.1.05>.
41. Maksymenko-Sheiko K.V., Sheiko T.I., Lisin D.O., Petrenko N.D. Mathematical and Computer Modeling of the Forms of Multi-Zone Fuel Elements with Plates. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 4, pp. 32-38. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.04.032>.
42. Hontarovskyi P.P., Smetankina N.V., Ugrimov S.V., Garmash N.H., Melezhyk I.I. Computational Studies of the Thermal Stress State of Multilayer Glazing with Electric Heating. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 1, pp. 14-21. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.02.014>.
43. Kostikov A.O., Zevin L.I., Krol H.H., Vorontsova A.L. The Optimal Correcting the Power Value of a Nuclear Power Plant Power Unit Reactor in the Event of Equipment Failures. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 3, pp. 40-45. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.03.040>.
44. Rusanov A.V., Subotin V.H., Khoryev O.M., Bykov Y.A., Korotaiev P.O., Ahibalov Y.S. Effect of 3D Shape of Pump-Turbine Runner Blade on Flow Characteristics in Turbine Mode. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 4, pp. 6-14. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.04.006>.
45. Sushchenko O., Averyanova Y., Ostroumov I., Kuzmenko N., Zaliskyi M., Solomentsev O., Kuznetsov B., Nikitina T., Havrylenko O., Popov A., Volosyuk V., Shmatko O., Ruzhentsev N., Zhyla S., Pavlikov V., Dergachov K., Tserne E. Algorithms for Design of Robust Stabilization Systems. *Computational Science and Its Applications – ICCSA 2022. ICCSA 2022. Lecture Notes in Computer Science*, 2022, vol. 13375, pp. 198-213. doi: [https://doi.org/10.1007/978-3-031-10522-7\\_15](https://doi.org/10.1007/978-3-031-10522-7_15).
46. Zhyla S., Volosyuk V., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Havrylenko O., Kuzmenko N., Dergachov K., Averyanova Y., Sushchenko O., Zaliskyi M., Solomentsev O., Ostroumov I., Kuznetsov B., Nikitina T. Statistical synthesis of aerospace radars structure with optimal spatio-temporal signal processing, extended observation area and high spatial resolution. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2022, no. 1, pp. 178-194. doi: <https://doi.org/10.32620/reks.2022.1.14>.
47. Wang D., Yu Q. Review on the development of numerical methods for magnetic field calculation of ships. *Ships Science and Technology*, 2014, vol. 36, no. 3, pp. 1-6.
48. Jin H., Wang H., Zhuang Z. A New Simple Method to Design Degaussing Coils Using Magnetic Dipoles. *Journal of Marine Science and Engineering*, 2022, vol. 10, no. 10, art. no. 1495. doi: <https://doi.org/10.3390/jmse10101495>.

Received 16.05.2024  
Accepted 18.09.2024  
Published 02.03.2025

B.I. Kuznetsov<sup>1</sup>, Doctor of Technical Science, Professor,  
T.B. Nikitina<sup>2</sup>, Doctor of Technical Science, Professor,  
I.V. Bovdii<sup>1</sup>, PhD, Senior Research Scientist,  
K.V. Chunikhin<sup>1</sup>, PhD, Senior Research Scientist,  
V.V. Kolomiets<sup>2</sup>, PhD, Assistant Professor,  
B.B. Kobylanskyi<sup>2</sup>, PhD, Assistant Professor,  
<sup>1</sup>Anatolii Pidhornyi Institute of Power Machines and Systems of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2/10, Komunalnykiv Str., Kharkiv, 61046, Ukraine, e-mail: kuznetsov.boris.i@gmail.com (Corresponding Author)  
<sup>2</sup>Bakhmut Education Research and Professional Pedagogical Institute V.N. Karazin Kharkiv National University, 9a, Nosakov Str., Bakhmut, Donetsk Region, 84511, Ukraine.

#### How to cite this article:

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdii I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Method for reduction of magnetic field of uncertain extended technical objects based on their multispheroidal model and compensating magnetic dipoles. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 48-58. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.07>

V.Yu. Grytsiuk, M.A.M. Yassin

## Numerical modeling of coupled electromagnetic and thermal processes in the zone induction heating system for metal billets

**Introduction.** For many modern manufacturing processes, induction heating provides an attractive combination of speed, consistency and control. Multi-inductor (zone) systems with continuous billets feed are the most promising, which keep the billet cross sectional average temperature equal. It allows to avoid overheating at low throughputs and reduces the number of rejected billets. **Problem.** With zone induction heating systems for metal billets developing it is necessary, at the design stage, to perform a quantitative analysis of the main characteristics of the electrothermal process and provide recommendations for optimal parameters and heating modes selections. Accurate calculations for induction heating systems involve considering the distribution of the magnetic field, current density, and changes of material properties throughout volume of the heated billet. **The goal** of the work is to develop the numerical model and analyze the coupled electromagnetic and thermal processes in zone induction heating system for metal billets to determine the optimal power ratio of the inductors and choose rational heating modes for the billets. **Methodology.** The spatiotemporal distribution of the electromagnetic field and temperature throughout the volume of the billet during the induction heating process is described by the system of Maxwell and Fourier equations. For numerical calculations by the finite element method, the COMSOL Multiphysics 6.1 software package was used. All three methods of heat transfer are taken into account – conduction, convection, and radiation. Multiphysics couplings use electromagnetic power dissipation as a heat sources, and the billet material properties are specified by temperature functions. The operation of the inductors' coils is modeled using the «Multi-Turn Coil» function, which uses a homogenized model. The translational motion of the billet is modeled by using the «Translational Motion» function. **Results.** The numerical 3D-model of coupled electromagnetic and thermal processes in the zone induction heating system for metal billets has been developed. Modeling was carried out for the design of a four-inductor system with the nominal capacity of 5000 kg/h. Data on the spatial distribution of the electromagnetic and temperature fields in the moving heated steel billet were obtained. **Originality.** Three-dimensional graphs of electrical conductivity and relative magnetic permeability change inside the moving heated steel billet are presented. Results of the temperature distribution calculations along the length of the steel billet for different inductors power ratios are provided. It is shown how the change in the power distribution of the inductors affects the billet heating parameters. **Practical value.** Analysis of the obtained data allows to determinate the necessary inductors powers to ensure the required heating mode. The results make it possible to reduce the time and resources required for the development, optimization of the design and improvement of the technological process of zone induction heating for metal billets. References 20, table 1, figures 13.

**Key words:** zone heating, numerical model, inductor, temperature field, finite element method, metal billet, electrical conductivity.

**Вступ.** Для багатьох сучасних виробничих процесів індукційний нагрів забезпечує привабливе поєднання швидкості, узгодженості та контролю. Найбільш перспективними є багатоіндукторні (зонні) установки з безперервною подачею заготовок, що підтримують середню температуру поперечного перетину заготовки рівною. Це дозволяє уникнути перегріву за низької продуктивності та зменшити кількість бракованих заготовок. **Постановка проблеми.** При розробці установок індукційного зонного нагріву металевих заготовок необхідно, на етапі проектування, виконати кількісний аналіз основних характеристик електротеплового процесу та виробити рекомендації щодо вибору раціональних параметрів та режимів нагріву. Уточнений розрахунок індукційних нагрівальних установок передбачає врахування розподілу магнітного поля, густини струму та зміни властивостей матеріалу по всьому об'єму заготовки, що нагрівається. **Метою** роботи є розробка чисельної моделі та аналіз взаємопов'язаних електромагнітних і теплових процесів в установці індукційного зонного нагріву металевих заготовок для подальшого визначення оптимального співвідношення потужностей індукторів та вибору раціональних режимів нагріву заготовок. **Методика.** Просторово-часовий розподіл електромагнітного поля та температури по об'єму заготовки в процесі індукційного нагріву описується системою рівнянь Максвелла і Фур'є. Для проведення чисельних розрахунків методом скінченних елементів використано програмний комплекс COMSOL Multiphysics 6.1. Відтворюються всі три способи теплопередачі – теплопровідністю, конвекцією і випромінюванням. Мультифізичні зв'язки використовують розсіювання електромагнітної потужності як джерела тепла, а властивості матеріалу заготовки задані функціями температури. Робота котушок індукторів моделюється із застосуванням функції «Multi-Turn Coil», яка використовує гомогенізовану модель. Поступальний рух заготовки моделюється за допомогою функції «Translational Motion». **Результати.** Розроблено чисельну 3D-модель взаємопов'язаних електромагнітних і теплових процесів в установці індукційного зонного нагріву металевих заготовок. Розрахунок проведено для конструкції чотириіндукторної установки номінальною продуктивністю 5000 кг/год. Отримано дані просторового розподілу електромагнітного та температурного поля в рухомій сталевій заготовці, яка нагрівається. **Наукова новизна.** Представлено тривимірні картини зміни електропровідності та відносної магнітної проникності всередині рухомої сталеві заготовки, що нагрівається. Наведено розрахунки розподілу температури по довжині сталеві заготовки для різних співвідношень потужностей індукторів установок зонного нагріву. Показано, як зміна розподілу потужностей індукторів впливає на показники нагріву заготовки. **Практична значимість.** Аналіз отриманих даних дозволяє встановити необхідні потужності індукторів, за яких забезпечується необхідний режим нагрівання. Результати дозволяють зменшити час і ресурси, необхідні для розробки, оптимізації конструкції та вдосконалення технологічного процесу індукційного зонного нагріву металевих заготовок. Бібл. 20, табл. 1, рис. 13.

**Ключові слова:** зонний нагрів, чисельна модель, індуктор, температурне поле, метод скінченних елементів, металева заготовка, електропровідність.

**Introduction.** A number of technological processes, including high-temperature processing of solid materials, liquid and granular substances, are based on the induction heating use [1–5]. The application area of induction heaters is quite wide: from hot water supply to process heating, including smelting and thermal processing of metals, thermal processing of bulk materials or liquid substances (for example, liquid fuel) placed in a metal container for its recycling. For many modern

manufacturing processes, induction heating provides an attractive combination of speed, consistency and process control. In addition, induction heating is an environmentally friendly form of heating.

Modern induction heating installations are complex set of devices. Their main components are: an inductor with a billet, a control system, power supply, a billet supply system, etc. [1, 2]. The alternating magnetic field

© V.Yu. Grytsiuk, M.A.M. Yassin

of the inductor excites eddy currents of the same frequency inside the billet, which create internal heat sources in the billet. In industry, the following main methods of implementing through induction heating processes are used: periodic, methodical and continuous, as well as periodic heating with reciprocating movement of the billet (Fig. 1).

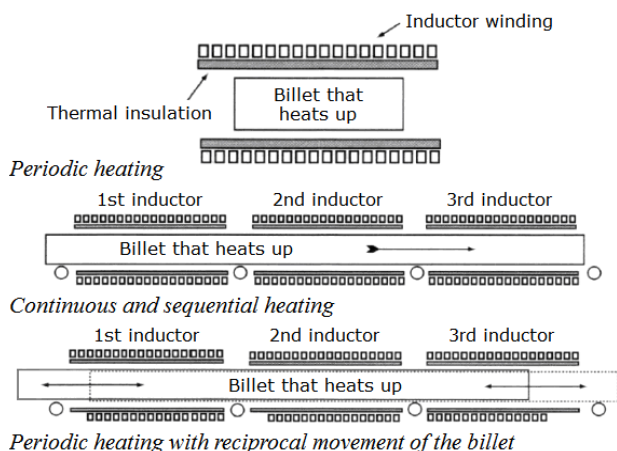


Fig. 1. Main methods of implementing through induction heating processes

In periodic heating systems, the billet is placed in the inductor for the time required to reach the desired temperature conditions, after which it is unloaded and transferred to the next technological operations, and a new billet is loaded in its place. The process is repeated with the periodic release of heated billets from the inductor. Methodical heating systems are designed for the sequential heating of two or more billets in a single- or multi-section inductor during their discrete movement (pushing) with a certain step in time and distance, with the step equal to the length of one billet from the entrance to the inductor to its exit.

Continuous heating systems provide heating of billets in an inductor of single- or multi-section design during their continuous movement at a constant speed inside the heater.

In systems with periodic heating and reciprocating movement of the billet, the depth of the billet inside the inductor periodically changes during heating. This compensates for undesirable longitudinal edge effects and helps to reduce temperature variations along the length of the billet. Such systems are used for heating long billets.

In mass production conditions, where it is necessary to ensure high productivity and heating quality, as well as the possibility of implementing different heating modes by changing the parameters of the heated billets, multi-inductor (zone) systems with continuous billets feed are the most promising [6–9]. In contrast to conventional billet heaters, zone heaters keep the billet cross sectional average temperature equal and independent of the throughput and billet dimensions. Due to that uniformity this technique avoids overheating at low throughputs and reduces the number of rejected billets. With the aid of a suitable control program the temperature profile can be modified in order to find the best compromise between low billet sticking and scaling rate, uniform temperature distribution within the billets and low energy consumption [6].

The accuracy of heating is ensured by the power supply system through the power distribution between the inductors and appropriate control of power in each inductor. The inductors can be either identical or differ from each other. The power supply system must include semiconductor power sources corresponding to the number of inductors. The most efficient power sources for induction heating devices before further plastic deformation are thyristor and transistor frequency converters [2, 4, 10].

Transistor inverters are predominantly used because they allow the transistor to be turned off not at the «zero» current point but when it is necessary. The use of resonant inverters with transistors and freewheeling diodes eliminates no-load pauses, significantly improving the harmonic composition of the output current. Additionally, the presence of freewheeling diodes eliminates the possibility of voltage overloads.

A generalized circuit of frequency converters is shown in Fig. 2. It includes an input rectifier that provides the required constant output voltage, a filter for coordination, a resonant inverter, and a load.

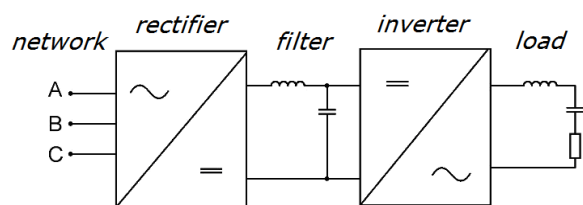


Fig. 2. Frequency converter circuit for induction heating

When developing automated complexes for zone induction heating for metal billets, it is necessary, at the design stage, to perform a quantitative analysis of the main characteristics of the electrothermal process and provide recommendations for selecting optimal parameters and heating modes. This will allow choosing the most efficient heating mode, and the obtained power values will serve as guidelines during the subsequent tuning of the technological cycle. The primary goal of achieving the specified temperature evenly throughout the volume of the billet must be attained with the highest possible performance indicators, which include process productivity, metal loss due to scaling, energy consumption, and the cost of the heating system.

Accurate calculations for induction heating systems involve considering the distribution of the magnetic field, current density, and changes of material properties throughout volume of the billet being heated [11, 12]. High precision in calculating thermal characteristics, which are necessary at the design stage of such systems, must be ensured.

**Analysis of approaches to calculating electromagnetic and thermal processes in induction heating systems.** Determining the distribution of the electromagnetic field and the temperature of the heated billet is generally performed by using numerical methods, such as the finite element method, considering skin effect, proximity effect, and ring effect [13]. This approach can be fully implemented with a small number of inductor turns ( $w = 1-5$  turns). From the thermal calculation perspective, it is essential that the main part of the energy

is released within the depth of the magnetic field penetration into the conductor. For a large number of turns, the electromagnetic field of round massive conductors with current, representing a multi-turn coil model, has been studied by various authors. It is considered the high-frequency mode characterized by a pronounced skin effect and analyzed the case of using both massive conductors and multi-stranded litz wire. A method is proposed for calculating the resistance of the litz wire inductor winding for induction heating. The resistance is determined taking into account eddy current losses and winding temperature. The calculation of eddy currents and losses in the turns of high-frequency device inductors is carried out based on the experimental data analysis.

Solving the field electromagnetic problem for an induction heating system with a large number of massive inductor turns ( $w \geq 10$ ) generally requires applying a fine computational mesh to cover the cross-section of all conductors and considering the aforementioned effects. Discretization the inductor turns in this case is associated with significant computational difficulties, and typically, each individual turn in the model ends up being too small to correctly account for the non-uniform current density distribution in its cross-section when calculating the entire system.

One approach to simplifying the task solution is to preliminarily calculate the frequency-dependent equivalent parameters of a separate inductor (assuming the heated billet is absent) and then use the found parameters in the overall system calculation [14]. However, in the case of a strong skin effect, using this approach may be ineffective since the inductor parameters significantly depend on the value of the resulting field created by the currents in the inductor turns and the billet.

We will consider a multi-scale modeling technique for calculating electrothermal processes in induction heating systems [13]. The traditional understanding of this approach involves sequentially considering hierarchical levels with information transfer both top-down and bottom-up, with refinement performed iteratively based on the system's main parameter – the equivalent resistance of the inductor. Two spatial levels are distinguished for the induction system. At the macro level, the electromagnetic process in the entire system volume is considered. At the micro level, the problem of the volume of a single inductor turn is solved. As a result of solving the electromagnetic task at the micro level, the equivalent resistance of the inductor is determined, which is then used as a set parameter for calculating the current value in the inductor at the macro level. Tasks that consider the electromagnetic process at two spatial levels are solved jointly using successive approximations, with the solution of the micro-level task refining the solution of the macro-level task.

Using multi-scale modeling, a numerical calculation of coupled electrothermal processes in the heated metal billet is performed [13, 15]. The dependence of the magnetic properties of its material on temperature is considered. An analysis of the processes occurring in the electrical circuit of the induction system's power supply is conducted.

The task of developing models for calculating electromagnetic and thermal processes in induction systems is relevant and allows determining their optimal

parameters and efficient modes of electromagnetic controlled processing of conductive materials at the design stage of such systems [14].

Mathematical models for calculating such processes can be created based on both the theory of electromagnetic and thermal fields and the theory of equivalent thermal circuits. Models based on the theory of thermal circuits are widely used, for example, for analyzing thermal processes in electric machines. When constructing a thermal model of an induction system for heating a moving billet, the processes of convective heat transfer play an important role [14].

*Field Theory Method:* this method is characterized by high accuracy in calculating the temperature distribution within the billet volume, but it requires significant computational power and does not allow modeling electrical processes in a complex-structured power source, such as one with a rectifier and inverter.

*Thermal Circuit Method:* this method is simpler to implement, does not require significant computational power, and allows quickly obtaining the billet temperature values online as input parameters (billet movement speed, inductor current, etc.) change. By adding an electrical circuit of the power source to the model, this approach allows accurately modeling the processes in the inverter as part of the power source and in the compensating capacitor, as well as modeling the entire system, for example, the automatic control system of the billet temperature both at the inductor exit and along the billet length. The disadvantage of this method is its lower calculation accuracy compared to the field theory method.

The non-uniform current distribution in the inductor and the heated billet leads to the emergence of several specific effects that determine the main physical laws of induction heating [11, 12]. For typical induction heating systems of cylindrical billets placed inside the inductor, the ring effect, together with the skin effect and proximity effect, leads to current concentration on the inner surface of the inductor winding at the minimum distance from the heated billet. This increases the electrical efficiency coefficient in the electromagnetic system «inductor-billet» [8].

The highest accuracy in analyzing electromagnetic and thermal processes is ensured when solving a three-dimensional problem. This becomes possible when considering the influence of the aforementioned physical effects, which manifest more deeply under conditions reproducing the finite length and detailed geometry of the inductors and the billet. Such three-dimensional problems are of practical interest.

**The goal of the work** is to develop a numerical model and analyze the coupled electromagnetic and thermal processes in zone induction heating system for metal billets to determine the optimal power ratio of the inductors and choose rational heating modes for the billets.

**Mathematical description of coupled electromagnetic and thermal processes.** In general, the spatiotemporal distribution of the electromagnetic field and temperature throughout the volume of the billet during the induction heating process is described by the system of Maxwell and Fourier equations for electromagnetic and thermal fields [16, 17]:

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial \tau}; \quad (1)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial \tau}; \quad (2)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = 0; \quad (3)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{D} = \rho; \quad (4)$$

$$c(T)\gamma(T)\frac{\partial T}{\partial \tau}\operatorname{div}(\lambda(T)\operatorname{grad}T) + c(T)\gamma(T)\mathbf{V}\operatorname{grad}T = F, \quad (5)$$

where  $\mathbf{H}$  is the magnetic field strength vector;  $\mathbf{E}$  is the electric field strength vector;  $\mathbf{J}$  is the conduction current density;  $\mathbf{B}$  is the magnetic flux density vector;  $\mathbf{D}$  is the electric flux density vector;  $T$  is the temperature of the billet;  $\tau$  is the time;  $c(T)$ ,  $\gamma(T)$ ,  $\lambda(T)$  are the specific heat capacity, density, and thermal conductivity of the metal, respectively;  $\mathbf{V}$  is the velocity vector of the billet's movement;  $F$  is the internal heat sources.

In the considered task, the source of heat is resistive losses in the billet due to the flow of eddy currents, as well as hysteresis losses. The power of heat generation per unit volume of the heated body can be found by calculating the transferred energy of the electromagnetic field:

$$F = \operatorname{div}[\mathbf{E} \cdot \mathbf{H}]. \quad (6)$$

Obtaining a unique solution to the system (1) – (4) for all unknowns, whose number exceeds the number of equations, is possible if this system is supplemented with the following basic relationships [16, 17]:

$$\mathbf{D} = \varepsilon\varepsilon_0\mathbf{E}; \quad (7)$$

$$\mathbf{B} = \mu\mu_0\mathbf{H}; \quad (8)$$

$$\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E}, \quad (9)$$

where  $\varepsilon$  is the relative permittivity of the billet material;  $\varepsilon_0$  is the permittivity of vacuum;  $\mu$  is the relative magnetic permeability of the billet material;  $\mu_0$  is the permeability of vacuum;  $\sigma$  is the electrical conductivity of the billet material.

Taking into account (7) and (9), equation (1) becomes:

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \sigma\mathbf{E} + \frac{\partial(\varepsilon\varepsilon_0\mathbf{E})}{\partial \tau}. \quad (10)$$

In the case of induction heating of metals at frequencies below 100 MHz, the density of the induced conduction current is much higher than the displacement current density. Therefore, the second term on the right side of (10) can be neglected. Thus, we get:

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \sigma\mathbf{E}. \quad (11)$$

The electrical conductivity  $\sigma$  and relative magnetic permeability  $\mu$  of the billet material are functions of temperature, defined analytically and tabularly during numerical implementation. For induction heating, these dependencies are significant since the thermal power generated in the billet is related to  $\sigma$  and  $\mu$  of the material. Their decrease when heating the billet leads to a reduction in heating power, a change in skin depth, and the efficiency of the heating process.

During induction heating, all three methods of heat transfer take place – conduction, convection, and radiation. Heat transfer within the heated billet from its more heated layers to less heated ones occurs due to the conduction process, described by the fundamental Fourier's law.

The convective heat exchange process between the heated billet and the surrounding environment is carried

out according to Newton's law, which states that the heat transfer rate is directly proportional to the temperature difference between the billet surface  $T_1$  and the surrounding environment  $T_0$ . Heat loss from the billet surface to the surrounding environment by radiation is described by the Stefan–Boltzmann law, which states that the heat transfer rate is proportional to the difference of the fourth powers of the absolute temperatures  $T_1^4 - T_0^4$ . Such a description of radiative heat losses is satisfactory when constructing mathematical models in most real tasks of studying induction heating processes.

The thermophysical parameters  $\lambda$  and  $c$  in (5) are nonlinear functions of temperature. In practice, the assumption of a constant thermal conductivity coefficient  $\lambda = \text{const}$  does not usually lead to significant errors when modeling temperature fields during induction heating. Similar approximation of the temperature dependence of specific heat capacity can lead to substantial errors in calculating the required power and thermal profile of the billet. Together with the corresponding boundary and initial conditions, equation (5) describes the three-dimensional temperature distribution at any time for any point throughout the volume of the heated billet. The solution to the system of equations (1) – (5) can only be realized by numerical methods. These methods are widely used in modern multiphysics simulation software packages such as Cedrat FLUX, COMSOL Multiphysics, ANSYS, and others.

Equations (1)–(6), (11) provide a general description of the coupled three-dimensional electromagnetic and thermal fields, allowing for the determination of all necessary structural characteristics of the induction system. In this case, equations (1), (2), (10) are rewritten in frequency domain [16]. This approach enables solving the tasks of optimal control of multidimensional temperature fields both in the process of continuous induction heating and in the optimal design of induction heating systems.

**Numerical implementation of coupled electromagnetic and thermal processes calculation.** For numerical calculations, the COMSOL Multiphysics 6.1 software package was used. The preparation of the calculation process can be divided into several stages. The first stage is the synthesis of the model, which begins with the selection of the model's dimensionality and physical modules. In this software package, there is an option to choose a module that is already highly adapted for calculations in induction heating devices – «Induction Heating». This can be selected through the «Electromagnetic Heating» branch. The multiphysics module (interface) «Induction Heating» is used for calculations of induction and eddy current heating and includes a magnetic fields interface and a heat transfer in solids interface. Multiphysics couplings add electromagnetic power dissipation as a heat source, and the electromagnetic properties of the material can depend on the temperature. Moreover, combinations of frequency domain modeling for the «Magnetic Fields» interface and stationary modeling for the «Heat Transfer in Solids» interface are supported, known as frequency-stationary and frequency-transient modeling.

The «Heat Transfer in Solids» interface allows modeling of heat transfer by conduction, convection, and radiation. The solid model is active by default in all



domains. The temperature equation defined in solid regions corresponds to the differential form of Fourier's law, which may include additional heat sources.

**Model geometry synthesis.** Each inductor heats a part of the billet in a specific area of space. Optimal heating programs and the required final temperature can be achieved by ensuring that each inductor individually transfers the corresponding power to the billet. This approach requires solving the task of forming the necessary power by the inductors, which determines the design of the inductors and the circuit design of the power part of the converter that powers them.

Modeling was carried out for the design of a multi-inductor system for zonal heating of steel billets with the nominal capacity of 5000 kg/h. The geometric dimensions and technical parameters of the zone induction heating system are presented in Table 1. The model consists of four cylindrical inductors and a cylindrical billet. Each inductor is 1,5 m long, and the billet has a length of 6,5 m and a radius of 0,05 m. The power distribution is such that all inductors have the same operating frequency and number of turns but different current values. For the initial modeling, the power ratios of the inductors were chosen as 1 : 0,8 : 0,8 : 0,6. The inductors are numbered according to the direction of the billet's movement.

Table 1

Geometric dimensions and technical parameters of the zone induction heating system

Parameters	Value
Length of one inductor $l_1$ , m	1,5
Distance between inductors $l_2$ , m	0,1
Inner radius of the inductor $r_1$ , m	0,07
Outer radius of the inductor $r_2$ , m	0,1
Length of the steel billet $L_1$ , m	6,5
Radius of the steel billet $R_1$ , m	0,05
Initial temperature of the billet $T_1$ , °C	20
Ambient temperature $T_0$ , °C	20
Required heating temperature $T_2$ , °C	950
Velocity of the billet $V$ , m/s	0,022
Frequency of the inductor current $f$ , Hz	1000
Current density in the conductors of individual inductors $J$ , A/m <sup>2</sup>	
1st	$8,9 \cdot 10^6$
2nd	$7,12 \cdot 10^6$
3rd	$7,12 \cdot 10^6$
4th	$5,45 \cdot 10^6$
Electrical conductivity $\sigma$ of the billet material at 20 °C, S/m	$5,56 \cdot 10^6$
Relative magnetic permeability $\mu$ of the billet material at 20 °C	16

The model geometry can be constructed using COMSOL Multiphysics tools or in AutoCAD, with subsequent importation.

Setting physical constants and properties. After creating the model's geometry, constants are defined. In our case, it is recommended to introduce several constants:  $J_1 - J_4$  – the current density values for each inductor. These values equal the product of the current and the number of turns of the inductor divided by the cross-sectional area of the corresponding inductor. Also,  $f$  – the frequency of the current in the inductors. Using constants simplifies the subsequent reconfiguration of the model.

The calculation of the electromagnetic field is solved first in the frequency domain modeling step, and the

calculation of the temperature field is solved in the subsequent stationary step.

The billet's movement speed is sufficiently low, so the induced current density due to the movement of the conductor is considered negligible compared to the current density induced by the alternating field. The operation of the inductors' coils is modeled using the «Multi-Turn Coil» function, which employs a homogenized coil model consisting of a large number of thin conductors [18, 19].

The boundary conditions applied to the radiating surface of the billet (the surfaces in contact with air) are a combination of thermal flux considering natural thermal convection in the air and a diffuse surface modeling radiative heat transfer to the environment. The translational motion of the billet at a constant speed is modeled using the «Translational Motion» function in the «Heat Transfer in Solids» module.

**Finite element mesh construction.** The minimum size of the finite elements (given the order of the approximating function polynomial) and the minimum calculation time should be chosen based on the required accuracy of the electromagnetic field calculation. The discretization requirements are applied to the conductive elements of the structure where eddy currents are calculated. Mesh step in these elements should be less than 1/4 of the field penetration depth. Reducing the size of the finite elements increases the calculation time, and the solution becomes more accurate.

Figure 3 shows a fragment of the finite element mesh, representing one of the four inductors and part of the steel billet (inside the inductor, shown in blue).

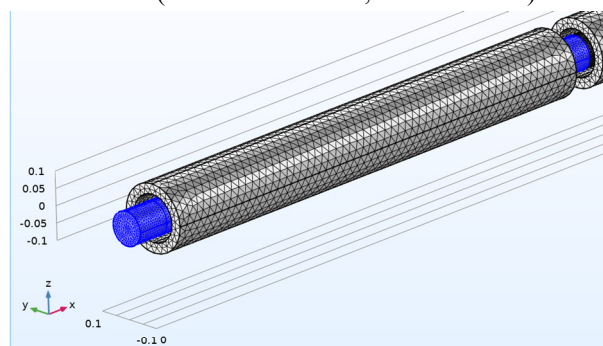


Fig. 3. Fragment of the finite element mesh representing one of the four inductors and part of the steel billet

**Results of modeling and discussion.** The results of determining the spatial distribution of eddy current density within the steel billet in the form of longitudinal and several transverse sections are presented in Fig. 4. According to the obtained results, the highest heat generation occurs in the layers of the steel billet adjacent to the inner surface of the inductor. In the operating zone of the first inductor, which initiates heating, the maximum current density on the surface of the billet reaches approximately  $105 \cdot 10^6$  A/m<sup>2</sup>. This value rapidly decreases along the axis of the billet and at a distance of 2 mm from the surface, it is around  $45 \cdot 10^6$  A/m<sup>2</sup>.

For comparison, these values in the billet at the edge of the fourth inductor are approximately  $65 \cdot 10^6$  A/m<sup>2</sup> and  $28 \cdot 10^6$  A/m<sup>2</sup>, respectively. Presumably, this difference is solely due to the varying powers of the first and fourth

inductors (approximately 1,65 times difference). The influence of changes in  $\sigma$  and  $\mu$  of the billet material on the redistribution of heat sources within it is minor, as this change primarily occurs within the operating zone of the first inductor. Figure 5 shows the change in temperature  $T$  and electrical conductivity  $\sigma$  along the length of the heated steel billet.

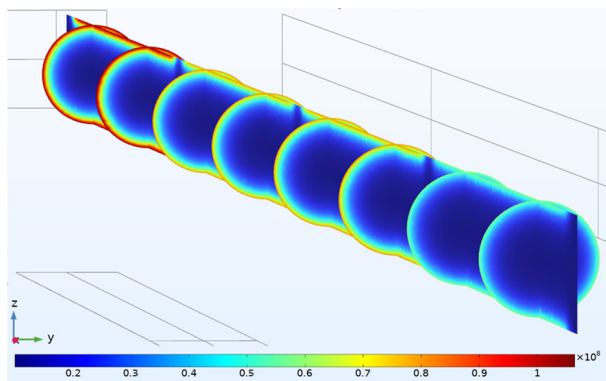


Fig. 4. Spatial distribution of eddy current density inside the billet in the form of longitudinal and several transverse sections

As observed, under such a power ratio between the inductors, the surface temperature of the billet at the end of the first inductor's working zone exceeds 660 °C,

while it is 375 °C along the central axis. The electrical conductivity of the billet material in this section decreases by a factor of 5.5 on the surface and 3.1 along the axis compared to its initial values. However, until the completion of heating, the electrical conductivity of the billet decreases by only 25 % and 55 %, respectively.

Figures 6, 7 present the spatial change of  $\sigma$  and  $\mu$  inside the billet in the form of longitudinal and several transverse sections. Due to skin effect, the surface of the billet transitions through the Curie point earlier than its center. This transition occurs gradually; however, Fig. 7 clearly shows a paramagnetic layer over the ferromagnetic layer within the heating zone of the second inductor, indicating a significant transition. From the perspective of magnetic properties, the billet material becomes two-layered over a length of approximately 1,25 m. Thus, these findings are crucial from a design standpoint. Specifically, the magnetic field strength and distribution of eddy currents, as well as changes in material properties, directly affect temperature control, heating rate, and the formation of localized heat treatment zones in billet.

Figure 8 shows typical curves of equivalent parameters changes of the inductor replacement circuit with the billet during heating for magnetic and non-magnetic metals.

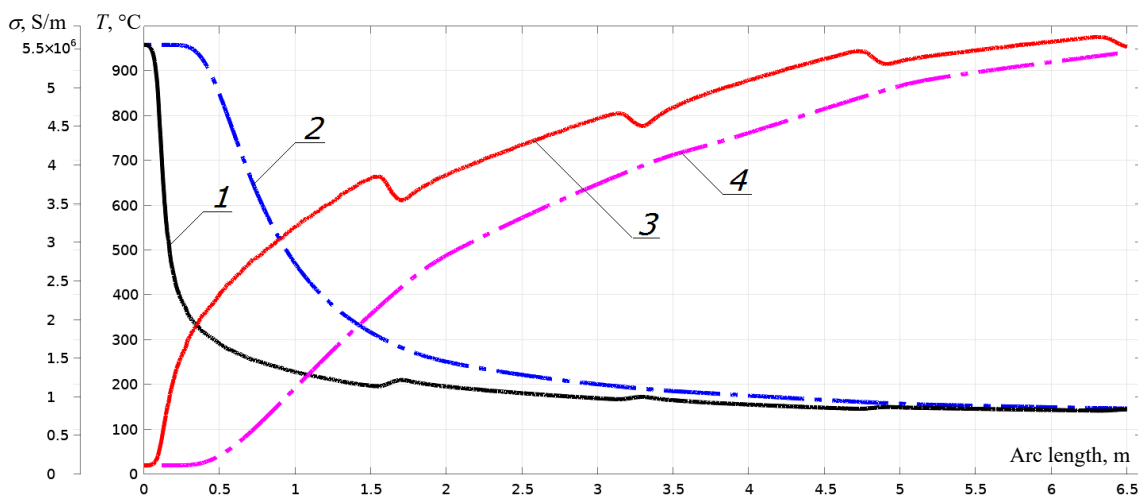


Fig. 5. Change in electrical conductivity and temperature along the heated steel billet length: 1 – value on the surface of billet  $\sigma(L_1)$ ; 2 – value along of billet central axis  $\sigma(L_1)$ ; 3 – value on the surface of billet  $T(L_1)$ ; 4 – value along of billet central axis  $T(L_1)$

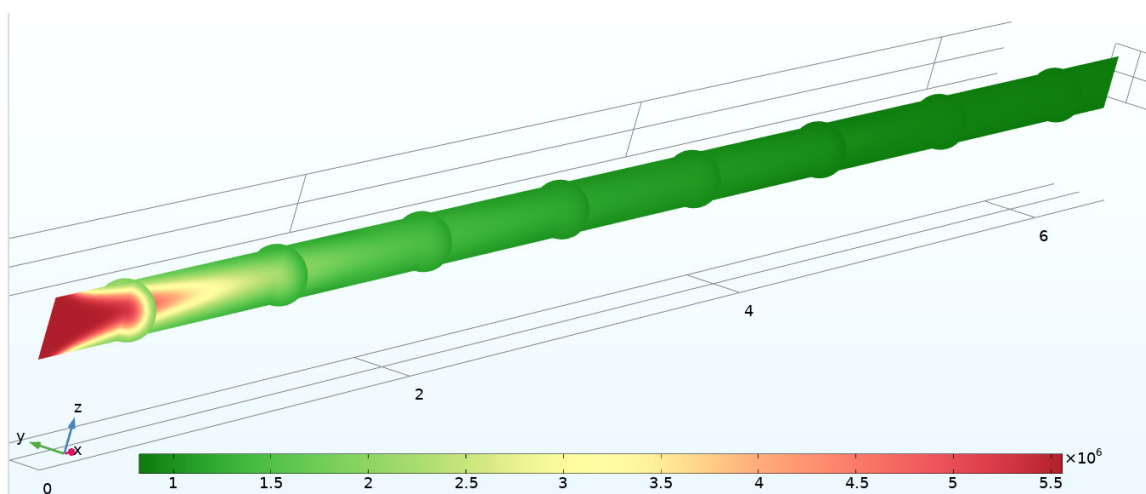


Fig. 6. Change in electrical conductivity  $\sigma$  inside the heated steel billet

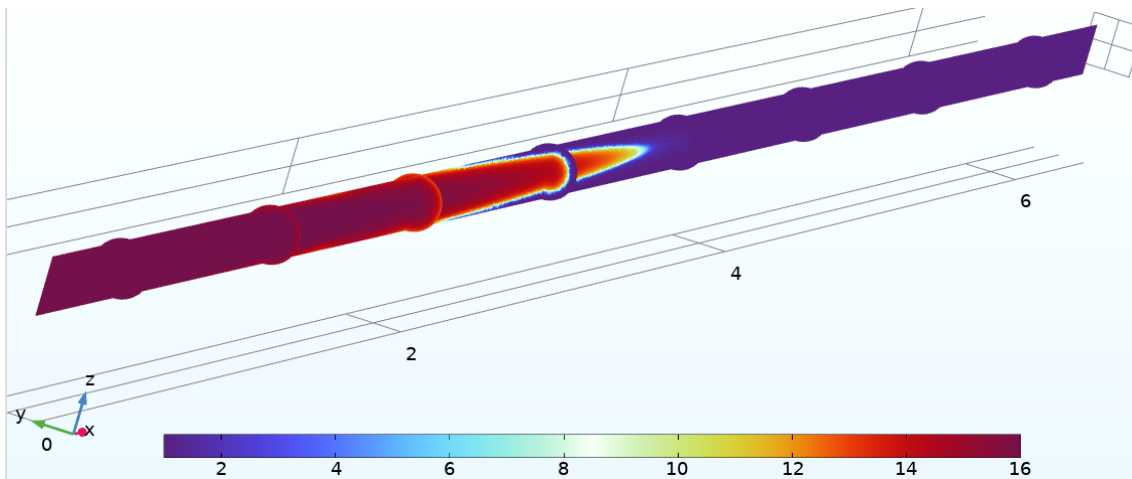


Fig. 7. Change in relative magnetic permeability  $\mu$  inside the heated steel billet

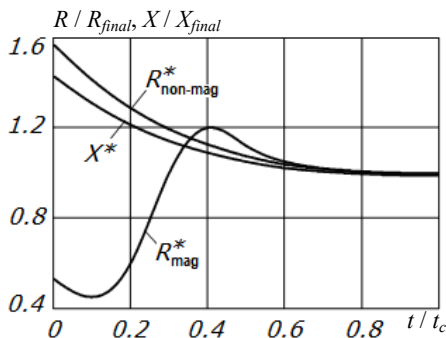


Fig. 8. Change of heating parameters for magnetic and non-magnetic billets (relative to final values) as a function of relative time  $t/t_c$ , where  $t_c$  – duration of the heating cycle

The curves of changes in  $R$  and  $X$  are provided for the parallel replacement circuit [10]. The parameters correspond to the complete filling of the inductor with fully heated metal. The ratio of the maximum  $R$  value to the minimum ranges from 1,5 to 2,5. The  $X$  value decreases during heating by 1,3 to 1,6 times. Accordingly, the quality factor can vary by 2 to 3 times.

The conclusion of the modeling involves obtaining comprehensive data on the spatial distribution of temperature inside the billet. Figure 9 presents temperature field maps of the billet at a time moment of 290,91 s (end of heating). The billet moves from left to right. Current density values in the inductors were chosen so that the exit temperature of the billet from the system would be approximately 950 °C.

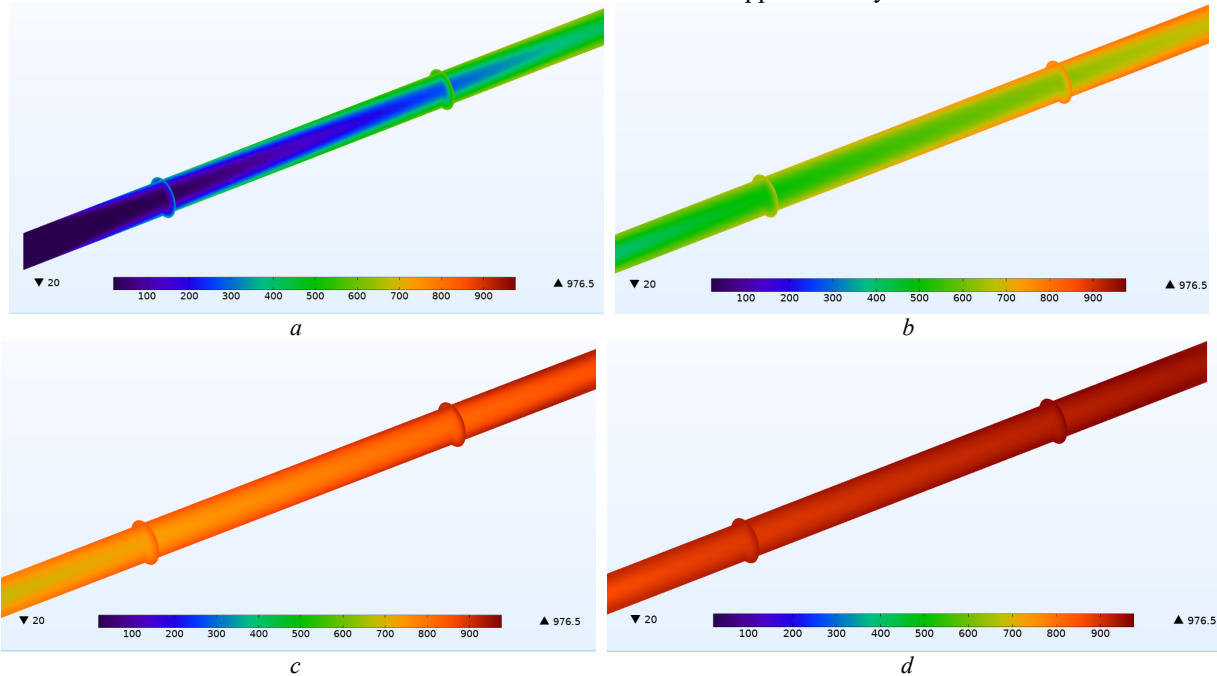


Fig. 9. Temperature spatial distribution in longitudinal and transverse sections of the steel billet for individual heating zones:  $a$  – heating zone of the first inductor;  $b$  – heating zone of the second inductor;  $c$  – heating zone of the third inductor ( $c$ );  $d$  – heating zone of the fourth inductor

Temperature spatial distribution in longitudinal and transverse sections of the steel billet for the four heating zones allows a visual assessment of the heating intensity as the billet moves into the zones influenced by individual inductors. For instance, the maximum temperature is

found at the end of the heating zone of the fourth inductor (on the surface of the billet), reaching 976,6 °C. Due to skin effect, the center of the billet heats up slower than its surface, resulting in a temperature gradient between them during heating. Depending on the heat source power, this

gradient may exceed the allowable temperature uniformity specified for subsequent rolling or stamping processes, where permissible temperature gradients between the surface and center of a steel billet typically range from  $\pm 50$  °C to  $\pm 25$  °C, given the required heating temperature of 1000–1250 °C.

This temperature gradient is somewhat reduced due to heat losses from the billet surface through convective and/or radiative heat exchange with the surrounding environment. Analysis indicates that convective losses predominate in low-temperature heating setups, whereas in high-temperature heaters (for steel, titanium, cobalt, and nickel billets), heat loss predominates through radiation. In our case, the nature of the temperature gradient between the center and surface of the billet can be visually assessed using the temperature distribution across the radius of the billet at the output of each inductor (Fig. 10).

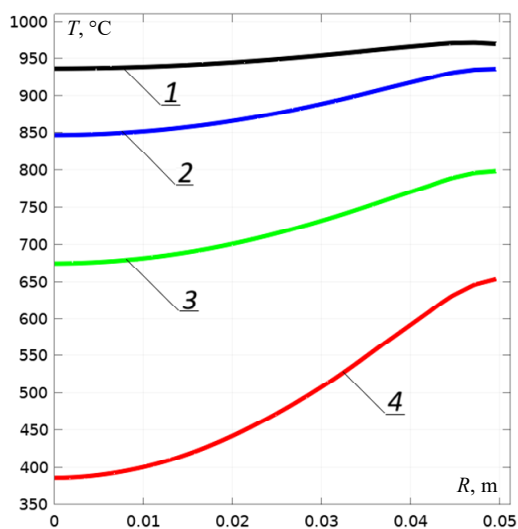


Fig. 10. The temperature distribution across the radius of the billet at the output of each inductor: 1 – the output of the 4th inductor; 2 – the output of the 3rd inductor; 3 – the output of the 2nd inductor; 4 – the output of the 1st inductor

The obtained temperature distribution closely resembles the distribution of eddy current density across the radius of the billet. The temperature difference between the center and the surface of the billet (under the edge of the fourth inductor) is 32 °C. However, this difference decreases rapidly, reaching about 11 °C within 4,5 s, explained by the rapid cooling of the billet surface. Figure 11 shows the temperature distribution across the end section of the billet as contours and surface plots at the exit of the zone heating system.

As we can see, after the billet exits the working zone of the last inductor, the temperature maximum of 960 °C is maintained at a distance of 5 mm from its surface.

Additionally, a series of numerical calculations were carried out to determine the optimal power distribution of the inductors when heating the steel billet. The conditions for comparing all calculations were as follows: the total power of all inductors (only the distribution changes), constant current frequency, productivity (speed), geometry (see Table 1), and cooling conditions. The required surface temperature of the billet at the output is 950 °C (within  $\pm 20$  °C). Heating indicators such as the amount of heat loss in the billet (including the areas

between inductors), overheating, and the temperature gradient along the length and cross-section of the billet are taken into account.

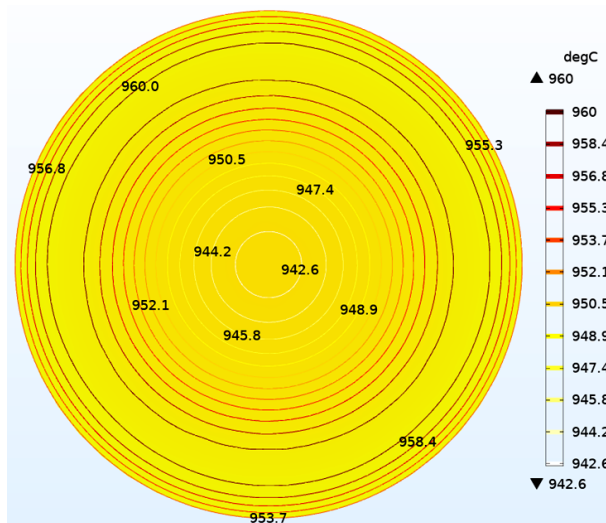


Fig. 11. Temperature distribution on the billet end part at the exit from the zone heating system

As previously established [20], to ensure an effective thermal process for heating billets, the power ratio of the inductors should be 1 : 0,5 : 0,25 : 0,125. The result of modeling such a power distribution for the inductors is overheating of the billet surface within the first inductor zone to 1150 °C (Fig. 12). However, subsequently, the billet begins to cool rapidly due to the lack of power from the other inductors, and the center (1009 °C) of the billet has a higher temperature than its surface (968 °C) at the output of the fourth inductor. In the forging industry is advantageous to achieve a homogeneous billet temperature at the outlet of the heater with the shortest possible coil line installation length while at the same time minimizing the scaling rate and energy consumption. These objectives should be obtained not only for the nominal billet diameter and throughput but also for smaller billets and throughputs. Since these requirements are partly in conflict the solution generally involves reaching a compromise [6].

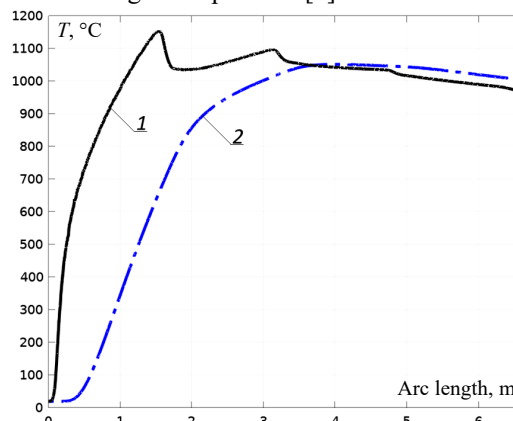


Fig. 12. Temperature along the billet length for the inductors power ratio 1 : 0,5 : 0,25 : 0,125: 1 – temperature on the surface of the billet; 2 – temperature along the central axis of the billet

From the standpoint of minimizing the temperature gradient across the cross-section of the billet, an acceptable power distribution for the inductors was found

to be when the power of each subsequent inductor decreases by 33 % compared to the power of the previous one. That is, the ratio is 1 : 0,67 : 0,45 : 0,3. In this case, the first inductor provides a rapid heating of the billet to 880 °C, and the temperature inside and on the surface of the billet equalizes at the beginning of the movement into the heating zone of the last inductor (Fig. 13). However, this design as a whole is characterized by thermal losses between the zones of individual inductors, which requires further improvement of the device.

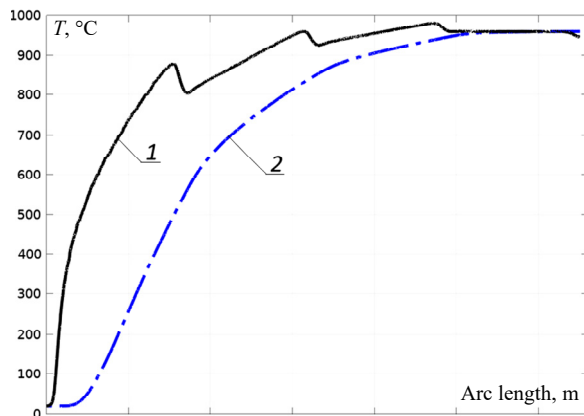


Fig. 13. Temperature along the billet length for the inductors power ratio 1 : 0,67 : 0,45 : 0,3: temperature on the surface of the billet (1); temperature along the central axis of the billet (2)

The task of defining the heating program for a multi-inductor heating complex generally involves subtasks to determine the power variation processes for each inductor. Determination of the inductors power ratio and heating programs for a multi-inductor complex presented in detail in works [6, 20].

The setup and resolution of the problem can be significantly simplified by predefining the function of power variation for each inductor over time. If the power of each inductor is assumed to be constant over time (taking into account data on changes in  $\sigma$  and  $\mu$  throughout the billet volume), then the task of determining the inductor powers (power distribution among the inductors) can be solved using an iterative approach. This requires further modeling under various inductor power conditions to meet the heating requirements, gradually approaching the final result – power values. This approach significantly reduces resources when determining the optimal heating modes for a metal billet. The model can be represented as an m-file, describing geometric parameters, constants, global variables, nonlinear properties of the media, solver settings, and more.

**Conclusions.** This work presents the numerical 3D-model of coupled electromagnetic and thermal processes in zone induction heating system for metal billets. The model considers various effects that determine the fundamental physical principles of induction heating.

Using the finite element method and the COMSOL Multiphysics 6.1 software package, data on the spatial distribution of the electromagnetic and temperature fields in the moving heated steel billet were obtained. Three-dimensional graphs of electrical conductivity and relative magnetic permeability change inside the moving heated steel billet are presented.

Analysis of data on the distribution of the electromagnetic field, the temperature of the billet, and

the changes in material properties allows for determining the necessary inductors powers to ensure the required heating mode. The established power distribution can serve as a reference for preliminary setup at the beginning of the zone heating system's operation.

Results of the temperature distribution calculations along the length of the steel billet for different inductors power ratios are provided. It is shown how the change in the power distribution of the inductors affects the billet heating parameters.

The thermal losses observed between the zones of individual inductors are a challenge that needs addressing. These losses can lead to inefficiencies and potential quality issues of the billet. Future work should focus on reducing these thermal losses, possibly through design modifications or improvement of thermal insulation and the heating process control system.

The presented 3D-model of coupled electromagnetic and thermal processes can be used for quickly readjusting initial parameters (frequency, power and number of inductors, billet dimensions and material, etc.) to obtain variations in numerical calculations. This allows for predicting the efficiency and performance indicators of zone heating, such as efficiency, speed, heating depth, temperature, and gradient.

The obtained results have practical application and make it possible to reduce the time and resources required for the development, optimization of the design and improvement of the technological process of zone induction heating for metal billets. Experimental validation of the developed technique and obtained numerical results is a prospect of further research.

**Conflict of interest.** The authors of the article declare that there is no conflict of interest.

#### REFERENCES

1. Rudnev V., Loveless D., Cook R.L. *Handbook of Induction Heating*. CRC Press, 2017. 722 p. doi: <https://doi.org/10.1201/9781315117485>.
2. Lucia O., Maussion P., Dede E.J., Burdío J.M. Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology, and Future Challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, vol. 61, no. 5, pp. 2509-2520. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2281162>.
3. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Suprunovska N.I., Bilianin R.V., Antonets T.Y., Masluchenko I.M. Modeling and analysis of electro-thermal processes in installations for induction heat treatment of aluminum cores of power cables. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 1, pp. 51-60. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.1.07>.
4. Esteve V., Bellido J.L., Jordán J. State of the Art and Future Trends in Monitoring for Industrial Induction Heating Applications. *Electronics*, 2024, vol. 13, no. 13, art. no. 2591. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics13132591>.
5. Jin Y., Yang N., Xu X. Innovative induction heating technology based on transformer theory: Inner heating of electrolyte solution via alternating magnetic field. *Applied Thermal Engineering*, 2020, vol. 179, art. no. 115732. doi: <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2020.115732>.
6. Walther A. Induction billet heaters with enthalpy controlled zone heating. *International Scientific Colloquium, Modelling for Electromagnetic Processing*, 2008, pp. 235-241.
7. *Induction Heating Systems for Precise Zone Heating & Temperature Control*. Available at: <https://ultraflexpower.com/learn-about-induction-heating/zone-controlled-induction-heating> (Accessed 02 July 2024).

8. Morozov D.I. Model of electrothermal processes in an induction plant for zone heating of a moving ferromagnetic billet. *Electrical and Computer Systems*, 2017, vol. 25, no. 101, pp. 245-252. doi: <https://doi.org/10.15276/eltecs.25.101.2017.29>.
9. Shih S.-Y., Nian S.-C., Huang M.-S. Comparison between single- and multiple-zone induction heating of largely curved mold surfaces. *International Communications in Heat and Mass Transfer*, 2016, vol. 75, pp. 24-35. doi: <https://doi.org/10.1016/j.icheatmasstransfer.2016.03.020>.
10. Beloha G.S., Morozov D.I. Resonance inverter for induction heating with stabilization of the load power. *Electrical and Computer Systems*, 2017, vol. 25, no. 101, pp. 132-138. doi: <https://doi.org/10.15276/eltecs.25.101.2017.16>.
11. Fisk M., Ristinmaa M., Hultkrantz A., Lindgren L.-E. Coupled electromagnetic-thermal solution strategy for induction heating of ferromagnetic materials. *Applied Mathematical Modelling*, 2022, vol. 111, pp. 818-835. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apm.2022.07.009>.
12. Naar R., Bay F. Numerical optimisation for induction heat treatment processes. *Applied Mathematical Modelling*, 2013, vol. 37, no. 4, pp. 2074-2085. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apm.2012.04.058>.
13. Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. Multiphysics modeling of electrothermal devices. *Technical Electrodynamics*, 2015, no. 2, pp. 3-15.
14. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M., Zolotaryov V.M., Belyanin R.V. Two approaches to the computation of electrothermal processes at induction heating of moving ingots – by field theory and thermal circuit theory. *Proceedings of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine*, 2021, no. 59, pp. 5-10. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.59.005>.
15. Kovachki N., Liu B., Sun X., Zhou H., Bhattacharya K., Ortiz M., Stuart A. Multiscale modeling of materials: Computing, data science, uncertainty and goal-oriented optimization. *Mechanics of Materials*, 2022, vol. 165, art. no. 104156. doi: <https://doi.org/10.1016/j.mechmat.2021.104156>.
16. Kovetz A. *Electromagnetic Theory*. Oxford University Press, 2000. 368 p. doi: <https://doi.org/10.1093/oso/9780198506041.001.0001>.
17. Zhang Q., Cen S. *Multiphysics Modeling: Numerical Methods and Engineering Applications*. Elsevier and Tsinghua University Press Computational Mechanics, 2016. 440 p. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-407709-6.00001-8>.
18. Khaleel D., Tang X., Abu-Zaher M. Advanced Simulation and Empirical Validation of High-Efficiency Induction Heating System Via COMSOL Multiphysics. *2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia)*, 2024, pp. 2912-2917. doi: <https://doi.org/10.1109/IPEMC-ECCEAsia60879.2024.10567372>.
19. Chand S.K., Anand A., Gour A.S., Datta T.S., Bhunia U. A numerical study on homogeneity and central field with axial spacing between DP coils of HTS magnet at 65 K. *Cryogenics*, 2024, vol. 140, art. no. 103838. doi: <https://doi.org/10.1016/j.cryogenics.2024.103838>.
20. Morozov D.I., Rudnev E.S., Ushakov D.V. The algorithm of heating programs determination in multi-induction heating devices. *Electrotechnic and Computer Systems*, 2015, no. 20 (96), pp. 56-62.

Received 18.07.2024

Accepted 07.10.2024

Published 02.03.2025

V.Yu. Grytsiuk<sup>1</sup>, PhD,

M.A.M. Yassin<sup>1</sup>, Senior Engineer,

<sup>1</sup>University of South-Eastern Norway,

56, Kjølnes ring, Porsgrunn, 3918, Norway,

e-mail: Volodymyr.Grytsiuk@usn.no (Corresponding Author);

Mohammed.Yassin@usn.no

#### How to cite this article:

Grytsiuk V.Yu., Yassin M.A.M. Numerical modeling of coupled electromagnetic and thermal processes in the zone induction heating system for metal billets. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 59-68. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.08>

Г.В. Безпрозванних, Є.С. Москвітін, І.О. Костюков, О.М. Гречко

## Діелектричні параметри фазної та поясної паперової просоченої ізоляції силових кабелів

**Вступ.** Силові кабелі середньої напруги з паперовою просоченою ізоляцією залишаються важливою складовою електроенергетичних мереж. Надійність та ефективність таких кабелів підтверджено тривалим терміном експлуатації також на АЕС. **Проблема.** Безпосередньо визначити діелектричні параметри фазної та поясної паперової ізоляції силових кабелів не виявляється можливим. Для оцінки технічного стану таких видів ізоляції силових кабелів необхідні ефективні електричні системи діагностики. **Метою** роботи є обґрунтування методології визначення діелектричних властивостей фазної та поясної паперової просоченої ізоляції на підставі сукупних вимірювань електричної ємності та тангенсу кута діелектричних втрат силових кабелів АЕС та електричних мереж. **Методика.** Розроблена методика ґрунтується на розв'язанні системи лінійних алгебраїчних рівнянь шостого порядку для визначення діелектричних властивостей видів паперової просоченої ізоляції силових трижильних кабелів у металевій оболонці. **Наукова новизна.** Встановлено відмінності структури зондувального електричного поля у фазній та поясній паперовій ізоляції в залежності від схеми обстеження трижильних силових кабелів із секторними жилами у металевій оболонці. Визначено частки електричної енергії у видах ізоляції за різних схем зондувального електричного поля, що дозволяє визначити тангенс кута діелектричних втрат фазної та поясної паперової ізоляції. **Практична значимість.** Представлено результати практичної реалізації розробленої методики для оцінки відмінностей властивостей фазної та поясної ізоляції силових кабелів АЕС та кабелів енергомереж при просторовому скануванні електричної ізоляції за частотою та напругою відповідно. Бібл. 41, рис. 4, табл. 6.

**Ключові слова:** силові кабелі, старіння паперової просоченої ізоляції, фазна та поясна ізоляція, структура електричного поля, сукупні вимірювання, матриця комутації, тангенс кута діелектричних втрат, система лінійних алгебраїчних рівнянь, стала часу саморозряду.

**Вступ.** Електроенергетичні системи включають значну кількість важливих силових кабельних систем. Кабелі з паперової просоченою ізоляцією (PILC – Paper Insulated Lead Covered Cables) використовуються більше 100 років у системах середньої напруги від 6,6 до 36 кВ, і навіть у системах високої напруги. Такі кабельні системи порівняно з кабелями зі шзитим поліетиленом мають переваги, перш за все, в електричних характеристиках: висока електрична міцність, низька чутливість до випробувань постійним струмом і доведена експлуатаційна надійність [1–10].

У сучасних мережах середньої напруги все в більшій мірі застосовуються кабелі із шзитим поліетиленовою ізоляцією. Заміна кабелів з паперовою просоченою ізоляцією є довгостроковою стратегією. Кабелі з паперовою просоченою ізоляцією залишаються життєво важливими компонентами розподільчих електричних мереж і систем живлення циркуляційних насосів систем охолодження реакторів АЕС [4–7]. Слід зазначити, що кабелі мають встановлений термін служби 25 років [7–13]. Фактичний термін визначається технічним станом ізоляції кабелю. Фізичний знос кабелів середньої напруги з паперовою просоченою ізоляцією енергосистем України становить 80 % [7], в країнах Європи – на рівні 50 %. В експлуатації також є кабелі, термін служби яких коливається від 25 до 60 років. Подовження терміну експлуатації АЕС до 60, і навіть до 80, років визначає актуальність проблеми оцінки технічного стану кабелів для забезпечення надійної та безпечної роботи енергоблоків станцій [7–9].

**Постановка проблеми.** У процесі експлуатації силові кабелі зазнають комплексного впливу різних факторів:

- електричного поля, що викликає електричне старіння ізоляції;
- теплового поля, що викликає теплове старіння та окислення ізоляції;
- зволоження ізоляції призводить до погіршення електрофізичних характеристик ізоляції;

- механічне старіння та пошкодження під впливом вібрації, електродинамічних зусиль та механічних навантажень;
- хімічне старіння під впливом агресивних речовин [4–13].

Старіння ізоляції силових кабелів внаслідок тривалої дії експлуатаційних факторів може призвести до пробою кабелів при досягненні граничних значень механічних, електричних характеристик ізоляції.

Мережеві компанії намагаються зменшити частоту збоїв і супутні витрати завдяки моніторингу стану ізоляції та технічним обслуговуванням кабельних систем з паперовою просоченою ізоляцією. Для підвищення надійності силових кабелів і кабельних ліній в умовах експлуатації застосовуються різні електричні методи випробувань та діагностики для оцінки стану електричної ізоляції силових кабелів, у тому числі традиційно використовувани та нові сучасні методи [14–26].

Технічний стан ізоляції кабелів визначають задачею постійної випробувальної напруги, що перевищує номінальну в 6 разів. Випробування кабелів підвищеною випробувальною напругою не дозволяє отримати достовірну інформацію про реальний технічний стан силових кабелів з паперовою просоченою ізоляцією. Такі випробування силових кабелів, які експлуатуються протягом тривалого часу, у багатьох випадках призводять до зниження ресурсу, несвоєчасного та непередбачуваного пробою ізоляції.

Серед сучасних методів можна виділити такі неруйнівні електричні методи діагностики силових кабелів напруги до 35 кВ включно:

- метод вимірювання характеристик часткових розрядів [7, 21];
- вимірювання та аналізу відновлюваної напруги [7, 22–24];
- метод вимірювання струму релаксації (в більшій мірі у кабелях з ізоляцією зі шзитого поліетилену);
- метод вимірювання діелектричних характеристик ізоляції на змінній напрузі [23–33].

Вимірювання на постійній напрузі дозволяють виявити локальні дефекти кабельної лінії, на змінній – виявити загальні погіршення якості ізоляції, зумовлені її старінням.

На відміну від коротких зразків кабелів АЕС – довжиною близько до 10 м, обстеження яких за електричними характеристиками в лабораторних умовах можна виконувати в діапазоні частоти до 10 кГц [7, 25–27, 34], для довгих кабелів енергетичних систем довжиною до 5 км доводиться проводити обстеження на промисловій частоті 50 (60) Гц для уникнення резонансних явищ при обстеженні та зменшення похибок в оцінці результатів діагностики.

Силові кабелі з паперовою просоченою ізоляцією мають два види ізоляції – фазну кожної жили і поясну трьох жил разом. Ізоляція здійснюється шляхом обмотки жил стрічками кабельного паперу. У вихідному стані властивості фазної та поясної ізоляції повинні бути ідентичними. У процесі старіння кабелів проявляється синергетичний ефект впливу елементів кабелю та зовнішніх чинників на старіння паперової просоченої ізоляції [27, 29, 30, 32].

Це обумовлює відмінності у механічних властивостях фазної і поясної ізоляції, що викликані деструкцією целюлози та міграцією низькомолекулярних полярних продуктів її розкладу (води, фуранів) у більш холодну частину кабелю – до оболонки, у поясну ізоляцію [23]. В результаті властивості поясної ізоляції з часом погіршуються в більшій мірі порівняно з фазною. Зменшується механічна міцність кабельних паперів, зростає тангенс кута діелектричних втрат [7, 15, 27, 30].

Важливо виявити ознаки старіння кожного із видів окремо: фазної та поясної паперової електричної ізоляції, яка визначає працездатність силових кабелів в експлуатації як важливого елемента мережі. Фазна і поясна ізоляція кабелів недоступні для безпосередніх вимірювань. Це обумовлює усереднення параметрів ізоляції, завдяки чому відмінності в їх складових стають менш помітними [25, 27]. Як ознаку закінчення періоду нормальної роботи кабелю слід розглядати відмінності у діелектричних властивостях фазної та поясної ізоляції, які виникають при тривалій експлуатації. Зміна властивостей може бути викликана нерівномірним старінням зазначених видів ізоляції або зволоженням через втрату герметичності з'єднувальних і кінцевих муфт, захисної оболонки тощо.

**Метою роботи** є обґрунтування методології визначення діелектричних властивостей фазної та поясної паперової просоченої ізоляції на підставі сукупних вимірювань електричної ємності та тангенсу кута діелектричних втрат силових кабелів АЕС та електричних мереж.

**Структура зондувального електричного поля у видах паперової просоченої ізоляції силових кабелів.** Метод визначення діелектричних властивостей фазної та поясної паперової просоченої ізоляції базується на встановленні відмінностей структури зондувального електричного поля у тому виді ізоляції, властивості якого безпосередньо цікавлять.

Густина  $\sigma$  поверхневих електричних зарядів на межі поділу середовищ знаходиться в результаті розв'язання системи лінійних алгебраїчних рівнянь

(СЛАР) у матричній формі методом вторинних джерел [25]: інтегральних рівнянь Фредгольма першого роду для потенціалів на поверхнях жил, металеві оболонки та другого роду для стрибків нормальної складової напруженості поля на межі поділу фазної та поясної електричної ізоляції відповідно

$$\bar{A} \cdot \bar{\sigma} = \bar{U}, \quad (1)$$

де  $\bar{\sigma}$  – матриця-стовпчик невідомих значень густини вторинних зарядів, Кл/м<sup>2</sup>; у вузлах загальної кількості  $N$  (порядок СЛАР),  $\bar{U}$  – матриця-стовпчик, перші  $N_e$  членів якої відбивають задані потенціали вузлів, що лежать на електродах, інші  $(N - N_e)$  – на межі поділу діелектричних середовищ та дорівнюють нулю;  $\bar{A}$  – квадратна матриця коефіцієнтів, елементи якої  $a_{ij}$  дорівнюють [25]

$$a_{ij} = \left\{ \begin{array}{l} \left( \begin{array}{l} \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{r_{0j}}{r_{ij}} \cdot \Delta l_j; \quad \forall i \neq j \\ \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{r_{0j}}{\Delta l_j / (2e)} \cdot \Delta l_j; \quad \forall i = j \end{array} \right) \quad i = 1 \div N_e \\ \left( \begin{array}{l} \frac{1}{2\epsilon_0}; \quad \forall i = j \\ -\alpha \cdot \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{\cos(\vec{r}_{ij}, \vec{n}_j)}{r_{ij}} \cdot \Delta l_j; \quad \forall i \neq j \end{array} \right) \quad i = N_e + 1 \div N \end{array} \right\}, \quad (2)$$

де  $i$  – номер вузла, у якому шукаються характеристики поля;  $j$  – номер вузла, у якому розташований заряд;  $r_{ij}$  – відстань між ділянками  $i$  і  $j$ ;  $r_{0j}$  – відстань від ділянки  $j$  до точки  $O$ , потенціал якої можна прийняти рівним нулю;  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м – електрична стала;  $\Delta l_j$  – довжина відрізка твірної циліндра з центром у точці  $j$ ;  $e$  – основа натурального логарифму;  $\alpha$  – параметр, пов'язаний з діелектричними проникностями діелектричних середовищ: при орієнтації вектора нормалі  $\vec{n}_j$  з середовища з діелектричною проникністю  $\epsilon_2$  в середовище з  $\epsilon_1$  параметр  $\alpha$  дорівнює:

$$\alpha = \frac{\epsilon_2 - \epsilon_1}{\epsilon_2 + \epsilon_1}.$$

При чисельному моделюванні аналітично визначено координати, площі ділянок, центрами яких є вузли, розташовані по товщі ізоляції, та аналітично задаються границі жил, фазної та поясної ізоляції, металеві оболонки [25]. Моделювання виконано у відкритих для доступу програмних середовищах Lazarus та Octave.

На рис. 1 представлено структуру електростатичного поля (рис. 1, *a, c, e*) та розгортки напруженості електричного поля (рис. 1, *b, d, f*) за різних схем обстеження силового кабелю у металевій оболонці на лінійну напругу 10 кВ з паперовою просоченою ізоляцією з жилами секторної форми перерізом 185 мм<sup>2</sup>. Товщина фазної ізоляції – 2,75 мм; поясної – 2 мм. Діелектрична проникність фазної ізоляції  $\epsilon_1=4,5$ ; поясної  $\epsilon_2=4$ ; у діелектричних клинах (в центрі та на периферії), заповнених рідиною, що просочує, –  $\epsilon_3=3$ . Прикладена фазна напруга дорівнює 5774 В.

На рис. 1, *a, c, e* представлено картини векторів напруженості електричного поля при розташуванні вузлів на поверхні електродів (жил, металеві оболонки), в товщі фазної і поясної ізоляції, діелектричних



клинах для різних схем обстеження силового кабелю. Рис. 1,*a* відповідає обстеженню кабелю за умови прикладеної електричної напруги до однієї із жил (*A*) і заземлених двох інших (*B*, *C*) та металевій оболонки (*S*) – схема обстеження *I*. Рис. 1,*e* – схема обстеження *II*: прикладена електрична напруга до трьох жил (*A*, *B*, *C*) та заземленої металевій оболонки (*S*).

Відповідно до зазначених схем обстежень на рис. 1,*b,d,f* наведено розгортки напруженості електростатичного поля по вузлам, розташованим в товщі фазної (*A*, *B*, *C*) та поясної (*SA*, *SB*, *SC*) ізоляції. При схемі обстеження *I* електричне поле присутнє у фазній і пояській ізоляції (рис. 1,*a,b*). При такій схемі у більшій мірі проявляються електричні властивості саме фазної ізоляції. Електричний заряд потенціальної жили становить 2,9 мкКл/м, нульових жил  $-0,62$  мкКл/м та оболонки  $-1,63$  мкКл/м.

При схемі обстеження *III* за умови прикладеної електричної напруги до двох жил і заземлених третьої жили та металевій оболонки електричне поле присутнє у міжфазній ізоляції саме двох жил, діелектричних клинах та пояській ізоляції (рис. 1,*c,d*). Електричний заряд потенціальних жил становить 2,29 мкКл/м та 2,29 мкКл/м, нульової жили  $-1,23$  мкКл/м та оболонки  $-3,24$  мкКл/м. Однаковість визначених значень електричних зарядів двох жил доводить високу точність чисельних розрахунків.

При схемі обстеження за схемою *II* електричне поле у більшій мірі присутнє у пояській ізоляції (рис. 1,*e,f*). У міжфазному просторі електричне поле відсутнє (рис. 1,*e*). Електричний заряд кожної із жил становить 1,67 мкКл/м, металевій оболонки  $-4,98$  мкКл/м.

Результати чисельного моделювання доводять, що за будь-якої схеми обстеження електричне поле потрапляє як у фазну, так і у поясну ізоляцію (порівняйте рис. 1,*a*, рис. 1,*c* та рис. 1,*e*). В той же час, розташовані поруч заземлені жили та металева оболонка суттєво впливають на значення електричного заряду, тобто електричну ємність та втрати електричної енергії в паперовій просоченій ізоляції жили, до якої прикладена електрична напруга.

У табл. 1 наведено визначені за результатами чисельного розрахунку розподіл енергії електричного поля (мкВт) у фазній та пояській ізоляції кабелю за різних схем обстеження: схемою *I* – «жила – проти двох інших та металевій оболонки», схемою *II* – «три жили разом – проти металевій оболонки».

За кожної із вибраної схеми обстежень здійснюється сканування структури ізоляції кабелів змінним електричним полем. Електричне поле фокусується у різних видах ізоляції кабелю: у фазній (схема *A-B,C,S* – рис. 1,*a*), пояській (схема *A,B,C-S* – рис. 1,*e*) ізоляції, у міжфазному просторі (схема *A,B-C,S* – рис. 1,*c*).

В залежності від схеми обстеження енергія електростатичного поля, яка накопичується у видах електричної ізоляції, відрізняється. Так, за схемою «кожна жила проти двох інших та оболонки» частка енергії, що накопичується у фазній ізоляції, становить 76,4 %, у пояській ізоляції при цьому накопичується лише 21,8 % частини всієї енергії електричного поля в ізоляції кабелю.

При схемі обстеження *III* «дві жили разом – проти третьої та металевій оболонки» частка енергії у фазній ізоляції становить 69,4 %, у пояській ізоляції – 27,4 %. За

схемою *II* частка енергії, що накопичується у фазній ізоляції, становить 59,4 %, у пояській ізоляції – 43,07 %.

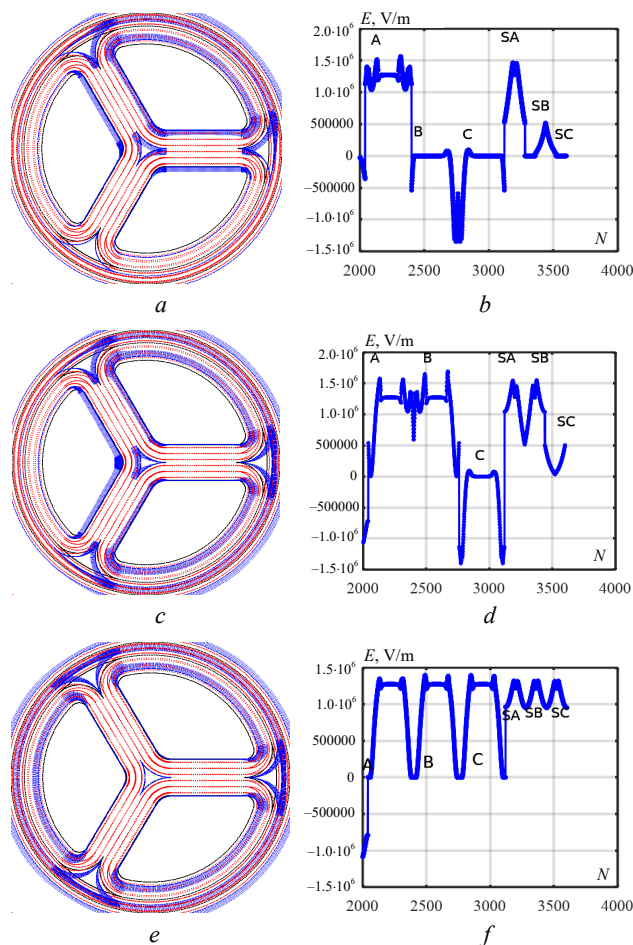


Рис. 1. Структура зондувального електростатичного поля у видах паперової просоченої електричної ізоляції за різних схем обстеження трижильного з металевією оболонкою силового кабелю

Відмінність енергії, що накопичується у різних частинах кабелю за різних схем зондувального електричного поля, дозволяє визначити втрати електричної енергії, тобто тангенс кута діелектричних втрат безпосередньо фазної та поясної ізоляції. Питання полягає, у якій саме спосіб це можливо здійснити.

**Схема заміщення силового кабелю та методологія сукупних вимірювань ємності та тангенсу кута діелектричних втрат.** На рис. 2 представлено схему заміщення трижильного силового кабелю у металевій оболонці.

Схема містить 6 ланок, що відображають діелектричні властивості ізоляції трьох жил *A*, *B*, *C* на оболонку *S* та між собою  $C_{A-S}$ ,  $C_{B-S}$ ,  $C_{C-S}$ ,  $C_{A-B}$ ,  $C_{B-C}$ ,  $C_{C-A}$  відповідно. Паралельно до кожної з часткових ємностей включені резистори, що відображають діелектричні втрати в ізоляції:  $\text{tg}\delta_{A-S}$ ,  $\text{tg}\delta_{B-S}$ ,  $\text{tg}\delta_{C-S}$ ,  $\text{tg}\delta_{A-B}$ ,  $\text{tg}\delta_{B-C}$ ,  $\text{tg}\delta_{C-A}$ .

Для визначення безпосередньо часткових ємностей з відповідними втратами електричної енергії в ізоляції (рис. 2) застосовується метод сукупних вимірювань діелектричних параметрів на змінній напрузі силових кабелів із застосуванням приладів з двома клемми.

Частки енергії електростатичного поля у компонентах електричної ізоляції в залежності від схеми обстеження силового кабелю на напругу 10 кВ

Вид ізоляції	Схема обстеження					
	Схема I: «жила A – проти заземлених жил B, C та металевої оболонки S» прикладена напруга $U=5774$ В		Схема III: «жили A, B – проти заземлених жили C та металевої оболонки S» прикладена напруга $U=5774$ В		Схема II: «жили A, B, C – проти заземленої металевої оболонки S» прикладена напруга $U=5774$ В	
	$W_A$ , мДж/м	Частка енергії, накопичена у виді ізоляції $\eta_A = W_A/W$	$W_{A,B}$ , мДж/м	Частка енергії, накопичена у виді ізоляції $\eta_{A,B} = W_{A,B}/W$	$W_{A,B,C}$ , мДж/м	Частка енергії, накопичена у виді ізоляції $\eta_{A,B,C} = W_{A,B,C}/W$
Фазна ізоляція жили A	4,73	0,5761	3,66	0,28	2,74	0,198
Фазна ізоляція жили B	0,81	0,099	3,70	0,28	2,76	0,198
Фазна ізоляція жили C	0,81	0,099	1,75	0,134	2,76	0,198
Поясна ізоляція між жилами оболонкою	1,79	0,218	3,58	0,274	5,62	0,4307
Поясна ізоляція між жилою C та оболонкою	0,0453	0,0052	0,045	0,0034	0	0
Міжфазна ізоляція між жилою C та A	0,1181	0,0144	0,0996	0,0077	0,0107	0,00082
Міжфазна ізоляція між жилою C та B	$3,074 \cdot 10^{-9}$	0	0,1125	0,0086	0,0109	0,00083
Міжфазна ізоляція між жилою A та B	0,1217	0,0148	0,1135	0,0087	0,0110	0,00084
Загальна енергія $W$ , мДж/м	8,21	1	13,071	1	13,913	1

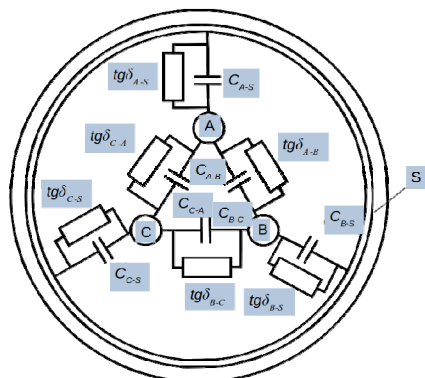


Рис. 2. Схема замінювання трижильного силового кабелю у металевій оболонці

Методика сукупних вимірювань більш універсальна, ніж метод вимірювання часткової ємності з трьома клемми. Струми проміжків, що відводяться на землю за допомогою третьої клемми повз вимірювальне коло, впливають на результати вимірювань обраного. Похибка результатів вимірювань з трьома клемми може бути значною, особливо в експлуатації [35].

Діелектричні параметри контрольованого кола знаходяться не безпосередньо в ході вимірювань, а в результаті розв'язання СЛАР. Методика може бути реалізована як за допомогою приладів з трьома клемми (у цьому випадку одна клемма не використовується), так і за допомогою приладів з двома клемми. Між об'єктом та вимірювачем міститься двопозиційний комутатор (C, рис. 3).

Кожна з клем трижильного (A, B, C) силового кабелю у металевій оболонці (S) підключається до одного (i) або іншого (j) входу приладу (I).

Схема обстеження трижильного з паперовою просоченою ізоляцією силового кабелю у металевій оболонці методом сукупних вимірювань представлена на рис. 3.

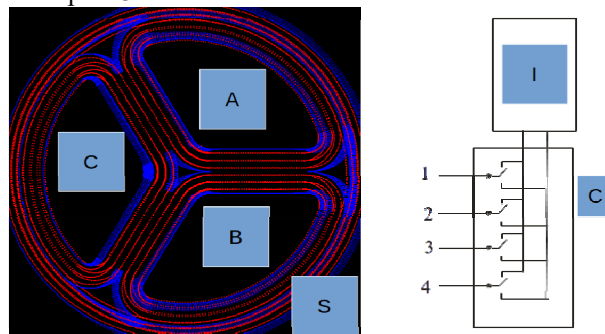


Рис. 3. Схема підключення трижильного силового кабелю до двопозиційного комутатора

У трижильному кабелі з металевою оболонкою можна виділити 7 повних схем обстеження методом сукупних вимірювань щодо контролю електричної ємності та тангенсу кута діелектричних втрат силового кабелю.

Чотири схеми відображають діелектричні властивості фазної та поясної ізоляції між жилами і металевої оболонки для випадків: за схемою I «кожна з трьох жил – проти заземлених двох інших та металевої оболонки» (рис. 1,а) та за схемою II «всі три жили разом – проти заземленої металевої оболонки» (рис. 1,е). Реєструються відповідні загальні електричні ємності  $C_{A-B,C,S}$ ,  $C_{B-A,C,S}$ ,  $C_{C-A,B,S}$ ,  $C_{A,B,C,S}$  та загальні тангенси кута діелектричних втрат  $tg\delta_{A-B,C,S}$ ,  $tg\delta_{B-A,C,S}$ ,  $tg\delta_{C-A,B,S}$ ,  $tg\delta_{A,B,C,S}$ .

Три схеми обстеження **III** відображають діелектричні властивості міжфазної ізоляції (рис. 1,с). У такому випадку прилад фіксує відповідні загальні електричні ємності та загальні тангенси кута діелектричних втрат:  $C_{A,B-C,S}$ ,  $C_{C,A-B,S}$ ,  $C_{B,C-A,S}$ ,  $\text{tg}\delta_{A,B-C,S}$ ,  $\text{tg}\delta_{C,A-B,S}$ ,  $\text{tg}\delta_{B,C-A,S}$ .

Стан ключів комутатора визначається матрицею комутації  $AK$ , елементи якої дорівнюють «1» у разі підключення клеми об'єкта, наприклад, до лівої клеми приладу та «0» у протилежному випадку – до правої (рис. 3):

$$AK = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Матриця містить 4 рядки (за кількістю клем об'єкта контролю) і  $2^4=16$  стовпців (за кількістю всіх можливих варіантів стану ключів комутатора). Перший та останній стовпець відповідають виродженим випадкам: 0000 – всі полюси об'єкта приєднані до однієї клеми, та 1111 – до іншої клеми вимірювача. Ці досліді можуть використовуватися для оцінки паразитної ємності комутатора та з'єднувальних дротів. Інші досліді (їх всього  $Ne=16-2=14$ ) діляться на дві групи. Перші 7 дослідів – основні (стовпці (2–8) в (3)), інші – інверсні (стовпці (9–15) – відповідають зміні полярності підключення до всіх полюсів).

Невідомі часткові ємності знаходяться за результатами сукупних вимірювань із СЛАР:

$$AC \times Cx = Ce, \quad (4)$$

де  $Ce$  – матриця-стовпець результатів сукупних вимірювань:  $C_{A-B,C,S}$ ,  $C_{B-A,C,S}$ ,  $C_{C-A,B,S}$ ,  $C_{A,B,C-S}$ ,  $C_{A,B-C,S}$ ,  $C_{C,A-B,S}$ ,  $C_{B,C-A,S}$ ;  $Cx$  – матриця-стовпець невідомих часткових ємностей:  $C_{A-B}$ ,  $C_{B-C}$ ,  $C_{C-A}$ ,  $C_{A-S}$ ,  $C_{B-S}$ ,  $C_{C-S}$ ;  $AC$  – матриця «участі» часткової ємності у загальній ємності для цього досліді.

Елемент  $a_{ij}$  матриці  $AC$  дорівнює 1, якщо різниця кодів полюсів  $i$  і  $j$  відмінна від нуля, і дорівнює 0 в іншому випадку.

У досліді 2 (другий стовпець у (3): перша клема «1», решта – нульові) вимірюються ємності, включені паралельно:  $C_{A-B} + C_{C-A} + C_{A-S}$ . У досліді 3 (третій стовпець у (3): друга клема «1», решта – нульові) вимірюються ємності, включені паралельно:  $C_{A-B} + C_{B-C} + C_{B-S}$ .

Часткові ємності, що приймають участь у загальній ємності для певного досліді, знаходяться шляхом перемноження рядка матриці  $AC$  на матрицю-стовпець  $Cx$ :

$$AC \times Cx = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} C_{A-B} \\ C_{B-C} \\ C_{C-A} \\ C_{A-S} \\ C_{B-S} \\ C_{C-S} \end{bmatrix}.$$

СЛАР, подібна до (4), записується і для знаходження  $\text{tg}\delta$  часткових ємностей:

$$ATG \times TGx = TGe, \quad (5)$$

де  $TGe$  – матриця-стовпець вимірюваних загальних значень  $\text{tg}\delta$  (результат загальної дії низки часткових ємностей із втратами, включеними паралельно);  $TGx$  – матриця-стовпець значень  $\text{tg}\delta$  часткової ємності із втратами, що є **метою розрахунку**;  $ATG$  – матриця коефіцієнтів, подібна за структурою до матриці  $AC$ , але містить замість одиничних коефіцієнтів – дроби, в чисельнику яких часткові ємності  $C_{ij}$ , знайдені в результаті розв'язання (4), а в знаменнику – суми часткової ємності, що беруть участь у цьому досліді.

Коефіцієнти матриці  $ATG$  визначають частки реальних значень часткових ємностей (з втратами електричної енергії) у сумарних втратах для цього досліді.

При реалізації всіх 7 основних дослідів за (4), (5) СЛАР стає перевизначеною: число рівнянь більше від числа невідомих [25]. Знаходження розв'язку потребує застосування методу найменших квадратів:

$$Cx = (AC' \times AC)^{-1} \times AC' \times Ce, \quad (6)$$

де «'» означає транспонування; ступінь «-1» – знаходження зворотної матриці; знак « $\times$ » – матричне множення.

Аналогічно знаходяться невідомі значення тангенсів кута діелектричних втрат часткових ємностей, що являє **мету дослідження**:

$$TGx = (ATG' \times ATG)^{-1} \times ATG' \times TGe. \quad (6)$$

Для знаходження діелектричних параметрів фазної та поясної ізоляції достатньо виконати 6 дослідів із зазначених 7 основних, наприклад, 2–7:  $C_{A-B,C,S}$ ,  $C_{B-A,C,S}$ ,  $C_{C-A,B,S}$ ,  $C_{A,B,C-S}$ ,  $C_{A,B-C,S}$ ,  $C_{C,A-B,S}$ .

При реалізації 6 дослідів (стовпці (2–7) матриці комутації  $AK$  (3)) отримуємо СЛАР 6-го порядку з матрицею  $AC$  виду:

$$AC = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Відповідна зворотна матриця  $AC^{-1}$  дорівнює:

$$AC^{-1} = 0,5 \times \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 & -1 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Шукані часткові ємності знаходяться шляхом перемноження рядків зворотної матриці на стовпець експериментальних даних.

Наприклад, перша невідома ємність  $C_{A-B}$  знайдеться шляхом перемноження першого рядка матриці  $AC^{-1}$  на стовпець результатів вимірювань (8). Це надає підстави визначити  $\text{tg}\delta_{A-B}$  за (9), де  $C_{A-B,C,S}$ ,  $C_{B-A,C,S}$ ,  $C_{C-A,B,S}$ ,  $C_{A,B,C-S}$ ,  $C_{A,B-C,S}$ ,  $C_{C,A-B,S}$  – експериментальні результати сукупних вимірювань, послідовність яких задана стовпцями (2–7) матриці комутації (1),  $C_{s1} = C_{A-B,C,S} + C_{B-A,C,S} + C_{C-A,B,S}$  – загальна електрична ємність досліді, що відповідає першому рядку матриці  $AC$ .

Зауважимо, що формулою (9) можна скористатися тільки після того, як будуть знайдені часткові ємності  $C_{A-B}$ ,  $C_{B-C}$ ,  $C_{C-A}$ .

$$C_{A-B} = 0,5(C_{A-B,C,S} + C_{B-A,C,S} - C_{C-A,B,S} + 0 \times C_{A,B,C-S} + 0 \times C_{A,B-C,S} + 0 \times C_{C-A,B,S}); \quad (8)$$

$$\operatorname{tg} \delta_{A-B} = 0,5 \times \left( \frac{C_{A-B}}{C_{s1}} \operatorname{tg} \delta_{A-B,C,S} + \frac{C_{B-C}}{C_{s1}} \operatorname{tg} \delta_{B-A,C,S} - \frac{C_{C-A}}{C_{s1}} \operatorname{tg} \delta_{C-A,B,S} + 0 \times \operatorname{tg} \delta_{A,B,C-S} + 0 \times \operatorname{tg} \delta_{A-B-C,S} + 0 \times \operatorname{tg} \delta_{C-A,B,S} \right). \quad (9)$$

Таким чином, розв'язання СЛАР (4) і (5) на практиці зводиться до формул, що є лінійними комбінаціями результатів вимірювань, взятих з певними ваговими коефіцієнтами. Розрахунок за ними не становить особливих складнощів.

Для визначення діелектричних параметрів фазної та поясної ізоляції на підставі методу сукупних вимірювань застосовується просторовий спосіб створення зондувального електричного поля в тому виді паперової просоченої ізоляції силових кабелів, властивості якого необхідно визначити. Для цього здійснюється комутація жил, металевої оболонки силового кабелю у спосіб, який шунтує електричне поле в тих ділянках конструкції, впливом яких необхідно знехтувати.

У разі реалізації зазначеного способу для коротких зразків силових кабелів АЕС можливо проведення обстеження на декількох значеннях частоти звукового діапазону (0,1 — 10) кГц низької напруги для визначення переважних чинників процесу старіння в часі фазної та поясної паперової просоченої ізоляції. Для протяжних кабелів, наприклад, міських електричних мереж, застосування частотного методу обмежено однією промисловою робочою частотою при декількох значеннях високої прикладеної напруги. Обстеження кабелів в експлуатації на декількох значеннях частоти обмежено резонансними явищами між власною індуктивністю та ємністю кабелю.

**Приклади практичної реалізації методології визначення діелектричних властивостей фазної та поясної паперової просоченої ізоляції силових кабелів.** На рис. 4 показано загальні та визначені на підставі запропонованої методики електричні характеристики видів електричної ізоляції у вигляді  $C$ - $\operatorname{tg} \delta$  діаграми для частоти 0,1; 1 та 10 кГц зразків силових кабелів АЕС на напругу 6 кВ з паперовою просоченою ізоляцією у лабораторних умовах. Позначення експериментальних даних відповідає частотам 0,1; 1 та 10 кГц: сукупним результатам вимірювання – червоному, зеленому та синьому кольорам; визначеним діелектричним параметрам фазної та поясної ізоляції – пурпуровому, бірюзовому та чорному кольорам відповідно.

Для зразка кабелю (рис. 4,а) спостерігаються більші значення  $\operatorname{tg} \delta$  фазної та поясної ізоляції для частоти 0,1 кГц, що є свідченням зволоження паперової просоченої ізоляції в процесі тривалої експлуатації. В той же час поясна ізоляція в більшій мірі зістарена порівняно з фазною: значення  $\operatorname{tg} \delta$  відрізняються більше, ніж у 1,33 рази для частоти 10 кГц.

Для зразка кабелю (рис. 4,б) спостерігаються менші значення діелектричних втрат фазної та поясної ізоляції для частоти 100 Гц. Це свідчення меншого вмісту вологи в ізоляції під дією підвищеної робочої температури кабелю в процесі експлуатації. В той же час для частоти 10 кГц поясна ізоляція також характеризується більшими, на 25 %, значеннями  $\operatorname{tg} \delta$  порівняно з фазною.

Формули для параметрів інших часткових ємностей та тангенсів кута діелектричних втрат визначаються відповідно до (8) і (9):

У будь-якому разі зміна схеми обстеження призводить до значних варіацій  $\operatorname{tg} \delta$ , що є ознакою старіння паперової просоченої ізоляції кабелів (рис. 4).

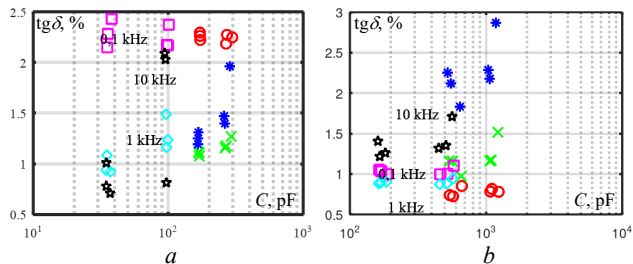


Рис. 4. Діелектричні параметри паперової просоченої електричної ізоляції зразків кабелів АЕС для різних значень частоти

В табл. 2 – 5 представлено визначені діелектричні параметри за результатами сукупних вимірювань кабелів безпосередньо в експлуатації силових кабельних ліній напруги 10 кВ.

Так, поясна ізоляція фаз  $A$ ,  $B$  та  $C$  кабелів (табл. 2, 3) має, практично, однакові значення.

Це, по-перше, опосередковано свідчить про рівномірне струмове навантаження в процесі тривалої експлуатації. По-друге, значення  $\operatorname{tg} \delta$  залишаються, практично, незмінними при зростанні прикладеної випробувальної напруги: відсутність повітряних порожнин. Втрати електричної енергії на іонізацію не спостерігаються (свідчення рівномірності заповнення просочувальним компаундом діелектричних клинів – рис. 1).

Таблиця 2

Діелектричні параметри фазної та поясної ізоляції кабелю ААШВ-3×120 на напругу 10 кВ, довжина 240 м

Схема обстеження	Прикладена напруга					
	2 кВ		5 кВ		8 кВ	
	$C$ , нФ	$\operatorname{tg} \delta$ , %	$C$ , нФ	$\operatorname{tg} \delta$ , %	$C$ , нФ	$\operatorname{tg} \delta$ , %
$A-S$	47,9738	0,3456	49,2300	0,3475	48,6638	0,3308
$B-S$	48,4738	0,3376	47,8800	0,3503	48,4937	0,3348
$C-S$	48,7237	0,3280	48,8800	0,3334	49,0638	0,3441
$A-B$	12,0725	0,1802	12,0400	0,1146	12,1625	0,1318
$B-C$	12,4225	0,2492	12,8800	0,1799	12,1925	0,1488
$C-A$	12,4825	0,2202	12,0400	0,1396	12,4125	0,1418

Таблиця 3

Діелектричні параметри фазної та поясної ізоляції кабелю ААШВ-3×70 на напругу 10 кВ, довжина 220 м

Схема обстеження	Прикладена напруга					
	2 кВ		5 кВ		8 кВ	
	$C$ , нФ	$\operatorname{tg} \delta$ , %	$C$ , нФ	$\operatorname{tg} \delta$ , %	$C$ , нФ	$\operatorname{tg} \delta$ , %
$A-S$	29,86	0,666	29,9266	0,7265	29,9913	0,7204
$B-S$	29,63	0,655	29,5876	0,6312	29,5913	0,6346
$C-S$	29,85	0,624	29,7946	0,6534	29,7912	0,6653
$A-B$	7,491	0,108	7,4657	0,1311	7,3975	0,1305
$B-C$	7,361	0,097	7,4578	0,1211	7,4975	0,1157
$C-A$	7,471	0,112	7,449	0,1261	7,476	0,126

Таблиця 4

Діелектричні параметри фазної та поясної ізоляції кабелю ААШВ-3×120 на напругу 10 кВ, довжина 2470 м а) до ремонту – пошкоджена фаза С

Схема обстеження	Прикладена напруга					
	2 кВ		5 кВ		8 кВ	
	С, нФ	tgδ, %	С, нФ	tgδ, %	С, нФ	tgδ, %
A-S	636,3	1,00	616,5	0,891	840,1	1,39
B-S	639,9	0,99	618,4	0,896	839	1,61
C-S	пошкоджена фаза С					
A-B	99,48	1,842	119	2,151	97,69	1,203
B-C	97,5	1,346	99,3	1,802	119,3	2,158
C-A	пошкоджена фаза С					

б) після ремонту

Схема обстеження	Прикладена напруга					
	2 кВ		5 кВ		8 кВ	
	С, нФ	tgδ, %	С, нФ	tgδ, %	С, нФ	tgδ, %
A-S	500,756	0,7640	501,062	0,8341	504,2875	0,8624
B-S	498,256	0,7774	498,162	0,8511	502,1875	0,8570
C-S	497,756	0,7600	497,462	0,8582	501,5875	0,8830
A-B	139,937	0,7164	139,675	0,7202	138,5250	0,7212
B-C	141,637	0,7252	141,475	0,7202	140,1250	0,7442
C-A	141,637	0,7452	141,475	0,7242	140,3250	0,7242

Таблиця 5

Діелектричні параметри фазної та поясної ізоляції кабелю ААШВ-3×95 на напругу 10 кВ, довжина 40 м

Схема обстеження	Прикладена напруга					
	2 кВ		5 кВ		8 кВ	
	С, нФ	tgδ, %	С, нФ	tgδ, %	С, нФ	tgδ, %
A-S	12,6340	0,6654	12,7731	0,7312	12,4834	0,7503
B-S	12,5230	0,6673	12,3241	0,8482	12,7184	0,7772
C-S	12,9240	1,7844	13,1081	1,8594	12,8934	1,7415
A-B	3,1630	0,3537	3,1978	0,0778	3,1433	0,1053
B-C	3,2130	0,3446	3,3227	0,0938	3,1332	0,1233
C-A	3,1620	0,2077	2,8337	0,1030	3,3583	0,0982

Після ремонту пошкодженої фази С силового кабелю ААШВ-3×120 (табл. 4) встановлено рівномірність старіння поясної та фазової ізоляції всіх трьох фаз. Після ремонту рівень tgδ знизився, але залишився в області від 0,6 до 0,8 %, що відповідає помірно зістареній ізоляції [29].

Для кабелю ААШВ-3×95 (табл. 5) характерно нерівномірність струмового навантаження в експлуатації. Як наслідок, ізоляція фази С у 2,3 рази має більші значення tgδ: у значній мірі зістарена порівняно з іншими. Критичні значення tgδ для частоти 50 Гц відповідають критичному значенню механічної міцності за кількістю подвійних вигинів кабельних паперів та мають такі значення: для фазної ізоляції: (1,2673–1,3874) %; для поясної: (1,29–1,4886) % [36]. Додатковими обстеженнями на постійному струмі в експлуатації доведено дефектність кабельної муфти фази С.

Вимірювання на постійній напрузі дозволяють виявити локальні дефекти кабельної лінії – витікання просочувальної рідини, які найчастіше бувають у з'єднувальних та кінцевих муфтах [37–40].

Вимірювання струму витoku на постійному струмі при прикладенні напруги 40 кВ дозволило визначити опір ізоляції  $R_{is}$  фази С кабельної лінії з муфтою. Добуток опору ізоляції  $R_{is}$  на електричну ємність фази С (табл. 5,  $C-S = 12,924$  нФ) визначає сталу часу саморозряду ізоляції  $\theta = R_{is} \cdot C$  – об'єктивний показник якості, який не залежить від геометричних розмірів ізоляції.

Таким чином, ознаки дефектів елементів кабельних ліній із паперовою просоченою ізоляцією встановлено на співвідношенні значень tgδ видів ізоляції кабелю (результат вимірювань на змінному струмі) та сталої часу саморозряду (результат вимірювань на постійному струмі опору ізоляції та електричної ємності на змінному струмі) (табл. 6).

Таблиця 6

Класифікація дефектів кабельних ліній з паперовою просоченою ізоляцією [41]

Діапазон значень $\theta$ , с	tgδ < (0,5 – 1) %	tgδ > (1 – 2) %
$\theta < (1 – 10)$	Муфта	Муфта та кабель
$\theta > (10 – 100)$	Нормальний стан	Кабель

У розглянутому випадку стала часу саморозряду фази С становить  $\theta = 1,52$  с; для фаз А і В:  $\theta = 12,14$  с та 7,43 с відповідно.

### Висновки.

1. Встановлені відмінності структури зондувально-го електричного поля в видах паперової просоченої електричної ізоляції дозволили визначити частку енергії, що накопичується у фазній, пояській ізоляції та міжфазному просторі, у кабелі в цілому.

2. Доведено, що за схемами обстеження «кожна з трьох жил – проти заземлених двох інших та металеві оболонки» та «три жили разом – проти заземленої оболонки», зондувальне електричне поле зосереджується переважно у фазній або у пояській ізоляції кабелю відповідно. Це надало підстави розробити методологію визначення діелектричних параметрів видів електричної ізоляції — фазної та поясної ізоляції силових кабелів.

3. Методика ґрунтується на розв'язанні системи лінійних алгебраїчних рівнянь 6-го порядку, що відображає результати шести сукупних вимірювань діелектричних параметрів силових трижильних кабелів у металевій оболонці.

4. Представлено результати практичної реалізації розробленої методики для оцінки відмінностей властивостей фазної та поясної ізоляції силових кабелів АЕС та кабелів енергомереж.

5. Аргументовано необхідність порівняння результатів діагностичних обстежень на постійному та змінному струмах для підвищення точності оцінки технічного стану силових кабелів з паперовою просоченою ізоляцією в експлуатації.

**Конфлікт інтересів.** Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- Zapf M., Blenk T., Müller A.-C., Pengg H., Mladenovic I., Weindl C. Lifetime Assessment of PILC Cables with Regard to Thermal Aging Based on a Medium Voltage Distribution Network Benchmark and Representative Load Scenarios in the Course of the Expansion of Distributed Energy Resources. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 2, art. no. 494. doi: <https://doi.org/10.3390/en14020494>.
- Assessing and Managing Cable Ageing in Nuclear Power Plants*. IAEA Nuclear Energy Series, No. NP-T-3.6. Vienna, IAEA, 2012. 96 p.
- Šimić Z., Peinador Veira M., Banov R. Correlation between events with different safety significance in nuclear power plants. *Nuclear Engineering and Technology*, 2022, vol. 54, no. 7, pp. 2510-2518. doi: <https://doi.org/10.1016/j.net.2022.01.034>.
- Hettal S., Suraci S.V., Roland S., Fabiani D., Colin X. Towards a Kinetic Modeling of the Changes in the Electrical Properties of Cable Insulation during Radio-Thermal Ageing in Nuclear Power Plants.

- Application to Silane-Crosslinked Polyethylene. *Polymers*, 2021, vol. 13, no. 24, art. no. 4427. doi: <https://doi.org/10.3390/polym13244427>.
5. *Ageing Management for Nuclear Power Plants: International Generic Ageing Lessons Learned (IGALL)*. IAEA Safety Reports Series, no. 82 (rev. 1). Vienna, IAEA, 2020. 120 p.
  6. *Equipment Qualification for Nuclear Installations*. IAEA Specific Safety Guides, no. SSG-69, Vienna, 2021. 53 p.
  7. Безпрозваних Г.В., Москвитін Є.С. Стратегія управління старінням кабелів атомних електричних станцій. *Енергозбереження. Енергетика. Енергоаудит*, 2022, № 11-12 (177-178), С. 21-33. doi: <https://doi.org/10.20998/2313-8890.2022.11.02>.
  8. Mazzanti G., Montanari G.C., Dissado L.A. Electrical aging and life models: the role of space charge. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2005, vol. 12, no. 5, pp. 876-890. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2005.1522183>.
  9. *Cable ageing in nuclear power plants report on the first and second terms (2012-2017) of the NEA cable ageing data and knowledge (CADAK) project*. Vienna, IAEA, 2018. 60 p.
  10. Shaalan E.M., Ward S.A., Youssef A. Analysis of a Practical Study for Under-Ground Cable Faults Causes. *2021 22nd International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, 2021, vol. 208-215. doi: <https://doi.org/10.1109/MEPCON50283.2021.9686288>.
  11. Klimenta J., Panic M., Stojanovic M., Klimenta D., Milovanovic M., Perovic B. Thermal aging management for electricity distribution networks: FEM-based qualification of underground power cables. *Thermal Science*, 2022, vol. 26, no. 4 Part B, pp. 3571-3586. doi: <https://doi.org/10.2298/TSCI220128050K>.
  12. Mustafa E., Afia R.S.A., Nouini O., Tamas Z.A. Implementation of Non-Destructive Electrical Condition Monitoring Techniques on Low-Voltage Nuclear Cables: I. Irradiation Aging of EPR/CSPE Cables. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 16, art. no. 5139. doi: <https://doi.org/10.3390/en14165139>.
  13. Kim J., Kim W., Park H.-S., Kang J.-W. Lifetime Assessment for Oil-Paper Insulation using Thermal and Electrical Multiple Degradation. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 2017, vol. 12, no. 2, pp. 840-845. doi: <https://doi.org/10.5370/JEET.2017.12.2.840>.
  14. Mladenovic I., Weindl C. Artificial aging and diagnostic measurements on medium-voltage, paper-insulated, lead-covered cables. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 2012, vol. 28, no. 1, pp. 20-26. doi: <https://doi.org/10.1109/MEI.2012.6130528>.
  15. Carrascal I.A., Fernández-Diego C., Casado J.A., Diego S., Fernández I., Ortiz A. Quantification of Kraft paper ageing in mineral oil impregnated insulation systems through mechanical characterization. *Cellulose*, 2018, vol. 25, no. 6, pp. 3583-3594. doi: <https://doi.org/10.1007/s10570-018-1788-1>.
  16. Безпрозваних Г.В., Москвитін Є.С. Physical Processes of Aging and Assessment of the Technical Condition of Power Cables with Paper-Impregnated Insulation. *2023 IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2023, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312975>.
  17. Basu D., Gholizad B., Ross R., Gargari S.M. Thermal Aging-Based Degradation Parameters Determination for Grid-Aged Oil Paper Insulation. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2023, vol. 30, no. 2, pp. 734-743. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2022.3217434>.
  18. Kiger C.J., Hashemian H.M., Sexton C.D., Toll T.A. Research gap in management of insulation aging of medium voltage cables in nuclear power plants. *Transactions of the American Nuclear Society*, 2018, vol. 118, no. 1, pp. 593-594.
  19. Kim J.-S., Lee D.-J. Evaluation of nuclear plant cable aging through condition monitoring. *Nuclear Engineering and Technology*. 2004, vol. 36, no. 5, pp. 474-475.
  20. Fabiani D., Suraci S.V., Bulzaga S. Aging Investigation of Low-Voltage Cable Insulation Used in Nuclear Power Plants. *2018 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)*, 2018, pp. 516-519. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC.2018.8481139>.
  21. Shafiq M., Kauhaniemi K., Robles G., Isa M., Kumpulainen L. Online condition monitoring of MV cable feeders using Rogowski coil sensors for PD measurements. *Electric Power Systems Research*, 2019, vol. 167, pp. 150-162. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2018.10.038>.
  22. Безпрозваних Г.В., Костюков І.О., Москвитін Є.С. Розділення абсорбційних процесів в неоднорідній ізоляції за кривими віднов-
  - лювальної напруги силових високовольтних кабелів. *Технічна електродинаміка*, 2021, № 6, С. 13-19. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2021.06.013>.
  23. Kyrylenko V.M., Kyrylenko K.V., Budko M.O., Denysiuk P.L. Reasoning of additional diagnostic parameters for electric insulation diagnostics by absorption methods. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 6, pp. 39-45. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.6.06>.
  24. Беспрозваних А.В., Москвитин Е.С., Кессаев А.Г. Абсорбционные характеристики фазной и поясной бумажно-пропитанной изоляции силовых кабелей на постоянном напряжении. *Электротехника и электромеханика*, 2015, № 5, С. 63-68. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.5.09>.
  25. Безпрозваних Г.В., Рудаков С.В., Москвитин Е.С. Предупреждение аварийных ситуаций путем контроля состояния изоляции многожильных кабелей по параметрам частичных емкостей и тангенса угла диэлектрических потерь. *Монография*. Харьков 2013. 165 с.
  26. Kostiukov I. Measurement of Dissipation Factor of Inner Layers of Insulation in Three-Core Belted Cables. *Lighting Engineering & Power Engineering*, 2021, vol. 60, no. 1, pp. 23-30. doi: <https://doi.org/10.33042/2079-424X.2021.60.1.04>.
  27. Cherukupalli S., Buchholz V., Colwell M., Crine J.-P., Keefe R.J. Condition assessment of distribution PILC cables from electrical, chemical, and dielectric measurements. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 2004, vol. 20, no. 4, pp. 6-12. doi: <https://doi.org/10.1109/MEI.2004.1318834>.
  28. Cichecki P., Gulski E., Smit J.J., van Nes P., Ejigu A.G., de Vries F. Dielectric losses diagnosis of serviced aged oil impregnated paper insulation of HV power cables. *2009 IEEE Electrical Insulation Conference*, 2009, pp. 216-219. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC.2009.5166348>.
  29. Kim S.-J., Lee S., Choi W.-S., Lee B.-W. Experimental and Simulation Studies on Stable Polarity Reversal in Aged HVDC Mass-Impregnated Cables. *Energies*, 2024, vol. 17, no. 10, art. no. 2352. doi: <https://doi.org/10.3390/en17102352>.
  30. Florkowski M., Kuniewski M., Mikrut P. Effects of mechanical transversal bending of power cable on partial discharges and dielectric-loss evolution. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2024, pp. 1-1. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2024.3382642>.
  31. Rowland S., Wang M. Fault Development in Wet, Low Voltage, Oil-Impregnated Paper Insulated Cables. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2008, vol. 15, no. 2, pp. 484-491. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2008.4483468>.
  32. Hakonseth G., Ildstad E., Furuheim K.M. Local Electric Field in Mass-Impregnated HVDC Cables. *Proceedings of the Nordic Insulation Symposium*, 2017, no. 25. doi: <https://doi.org/10.5324/nordis.v0i25.2351>.
  33. Borghetto J., Pirovano G., Tomelli C., Contin A. Frequency Dielectric Spectroscopy and Dissipation Factor Measurements during Thermal Cycles on Different Types of MV Cable Joints. *2021 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)*, 2021, pp. 441-446. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC49891.2021.9611379>.
  34. Безпрозваних Г.В., Набока Б.Г., Москвитин Е.С. Обследование изоляции трехфазных кабелей в металлической оболочке. *Электричество*, 2010, № 1, С. 48-54.
  35. Беспрозваних А.В., Набока Б.Г. Влияние паразитных емкостей на результаты измерений параметров многожильных кабелей при оценке их технического состояния. *Электричество*, 2011, № 5, С. 27-36.
  36. Безпрозваних Г.В., Москвитин Е.С. Критерии оценки степени старения силовых кабелей с бумажной пропиткой. *Электротехника и электромеханика*, 2013, № 4, С. 32-36.
  37. Su J., Wei L., Zhang P., Li Y., Liu Y. Multi-type defect detection and location based on non-destructive impedance spectrum measurement for underground power cables. *High Voltage*, 2023, vol. 8, no. 5, pp. 977-985. doi: <https://doi.org/10.1049/hve2.12331>.
  38. Neimanis R., Eriksson R., Papazyan R. Diagnosis of Moisture in Oil/Paper Distribution Cables – Part II: Water Penetration in Cable Insulation–Experiment and Modeling. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2004, vol. 19, no. 1, pp. 15-20. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2003.820430>.
  39. Neimanis R., Eriksson R. Diagnosis of Moisture in Oil/Paper Distribution Cables – Part I: Estimation of Moisture Content Using

Frequency-Domain Spectroscopy. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2004, vol. 19, no. 1, pp. 9-14. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2003.820417>.

40. Bonanno R., Lacavalla M. A feasibility analysis aimed at defining an alert system for Distribution MV Underground Cables. *2020 AETT International Annual Conference (AETT)*, 2020, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.23919/AETT50178.2020.9241134>.

41. Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Москвитин Е.С., Бутко М.В., Бутко С.М., Головань О.С. Диагностика кабельных линий энергосистем по тангенсу угла диэлектрических потерь и постоянной времени саморазряда бумажно-пропитанной изоляцией. *Электротехника і електромеханіка*, 2011, № 2, С. 65-69.

## REFERENCES

1. Zapf M., Blenk T., Müller A.-C., Pengg H., Mladenovic I., Weindl C. Lifetime Assessment of PILC Cables with Regard to Thermal Aging Based on a Medium Voltage Distribution Network Benchmark and Representative Load Scenarios in the Course of the Expansion of Distributed Energy Resources. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 2, art. no. 494. doi: <https://doi.org/10.3390/en14020494>.

2. *Assessing and Managing Cable Ageing in Nuclear Power Plants*. IAEA Nuclear Energy Series, No. NP-T-3.6. Vienna, IAEA, 2012. 96 p.

3. Šimić Z., Peinador Veira M., Banov R. Correlation between events with different safety significance in nuclear power plants. *Nuclear Engineering and Technology*, 2022, vol. 54, no. 7, pp. 2510-2518. doi: <https://doi.org/10.1016/j.net.2022.01.034>.

4. Hettal S., Suraci S.V., Roland S., Fabiani D., Colin X. Towards a Kinetic Modeling of the Changes in the Electrical Properties of Cable Insulation during Radio-Thermal Ageing in Nuclear Power Plants. Application to Silane-Crosslinked Polyethylene. *Polymers*, 2021, vol. 13, no. 24, art. no. 4427. doi: <https://doi.org/10.3390/polym13244427>.

5. *Ageing Management for Nuclear Power Plants: International Generic Ageing Lessons Learned (IGALL)*. IAEA Safety Reports Series, no. 82 (rev. 1). Vienna, IAEA, 2020. 120 p.

6. *Equipment Qualification for Nuclear Installations*. IAEA Specific Safety Guides, no. SSG-69, Vienna, IAEA, 2021. 53 p.

7. Bezprozvannyh G., Moskvitin Y. Aging management of cables of nuclear power plants. *Energy Saving. Power Engineering. Energy Audit*, 2022, no. 11-12 (177-178), pp. 21-33. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.20998/2313-8890.2022.11.02>.

8. Mazzanti G., Montanari G.C., Dissado L.A. Electrical aging and life models: the role of space charge. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2005, vol. 12, no. 5, pp. 876-890. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2005.1522183>.

9. *Cable ageing in nuclear power plants report on the first and second terms (2012-2017) of the NEA cable ageing data and knowledge (CADAK) project*. Vienna, IAEA, 2018. 60 p.

10. Shaalan E.M., Ward S.A., Youssef A. Analysis of a Practical Study for Under-Ground Cable Faults Causes. *2021 22nd International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, 2021, vol. 208-215. doi: <https://doi.org/10.1109/MEPCON50283.2021.9686288>.

11. Klimentia J., Panic M., Stojanovic M., Klimentia D., Milovanovic M., Perovic B. Thermal aging management for electricity distribution networks: FEM-based qualification of underground power cables. *Thermal Science*, 2022, vol. 26, no. 4 Part B, pp. 3571-3586. doi: <https://doi.org/10.2298/TSCI220128050K>.

12. Mustafa E., Afia R.S.A., Nouini O., Tamus Z.A. Implementation of Non-Destructive Electrical Condition Monitoring Techniques on Low-Voltage Nuclear Cables: I. Irradiation Aging of EPR/CSPE Cables. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 16, art. no. 5139. doi: <https://doi.org/10.3390/en14165139>.

13. Kim J., Kim W., Park H.-S., Kang J.-W. Lifetime Assessment for Oil-Paper Insulation using Thermal and Electrical Multiple Degradation. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 2017, vol. 12, no. 2, pp. 840-845. doi: <https://doi.org/10.5370/JEET.2017.12.2.840>.

14. Mladenovic I., Weindl C. Artificial aging and diagnostic measurements on medium-voltage, paper-insulated, lead-covered cables. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 2012, vol. 28, no. 1, pp. 20-26. doi: <https://doi.org/10.1109/MEI.2012.6130528>.

15. Carrascal I.A., Fernández-Diego C., Casado J.A., Diego S., Fernández I., Ortiz A. Quantification of Kraft paper ageing in mineral oil impregnated insulation systems through mechanical characterization.

*Cellulose*, 2018, vol. 25, no. 6, pp. 3583-3594. doi: <https://doi.org/10.1007/s10570-018-1788-1>.

16. Bezprozvannyh G.V., Moskvitin Y.S. Physical Processes of Aging and Assessment of the Technical Condition of Power Cables with Paper-Impregnated Insulation. *2023 IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2023, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312975>.

17. Basu D., Gholizad B., Ross R., Gargari S.M. Thermal Aging-Based Degradation Parameters Determination for Grid-Aged Oil Paper Insulation. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2023, vol. 30, no. 2, pp. 734-743. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2022.3217434>.

18. Kiger C.J., Hashemian H.M., Sexton C.D., Toll T.A. Research gap in management of insulation aging of medium voltage cables in nuclear power plants. *Transactions of the American Nuclear Society*, 2018, vol. 118, no. 1, pp. 593-594.

19. Kim J.-S., Lee D.-J. Evaluation of nuclear plant cable aging through condition monitoring. *Nuclear Engineering and Technology*. 2004, vol. 36, no. 5, pp. 474-475.

20. Fabiani D., Suraci S.V., Bulzaga S. Aging Investigation of Low-Voltage Cable Insulation Used in Nuclear Power Plants. *2018 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)*, 2018, pp. 516-519. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC.2018.8481139>.

21. Shafiq M., Kauhaniemi K., Robles G., Isa M., Kumpulainen L. Online condition monitoring of MV cable feeders using Rogowski coil sensors for PD measurements. *Electric Power Systems Research*, 2019, vol. 167, pp. 150-162. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epr.2018.10.038>.

22. Bezprozvannyh G.V., Kostukov I.O., Moskvitin E.S. Differentiation of absorption processes in inhomogeneous insulation by curve of recovering voltage of power high voltage cables. *Technical electro-dynamics*, 2021, no. 6, pp. 13-19. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2021.06.013>.

23. Kyrylenko V.M., Kyrylenko K.V., Budko M.O., Denysiuk P.L. Reasoning of additional diagnostic parameters for electric insulation diagnostics by absorption methods. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 6, pp. 39-45. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.6.06>.

24. Bezprozvannyh G.V., Moskvitin E.S., Kyessayev A.G. The absorption characteristics of the phase and zone paper-impregnated insulation of power cable at direct voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 5, pp. 63-68. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.5.09>.

25. Bezprozvannyh G.V., Rudakov S.V., Moskvitin E.S. *Prevention of emergency situations by monitoring the state of insulation of multi-core cables according to the parameters of partial capacitances and tangent of dielectric losses*. Monograph. Kharkiv, 2013. 165 p. (Rus).

26. Kostiukov I. Measurement of Dissipation Factor of Inner Layers of Insulation in Three-Core Belted Cables. *Lighting Engineering & Power Engineering*, 2021, vol. 60, no. 1, pp. 23-30. doi: <https://doi.org/10.33042/2079-424X.2021.60.1.04>.

27. Cherukupalli S., Buchholz V., Colwell M., Crine J.-P., Keefe R.J. Condition assessment of distribution PILC cables from electrical, chemical, and dielectric measurements. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 2004, vol. 20, no. 4, pp. 6-12. doi: <https://doi.org/10.1109/MEI.2004.1318834>.

28. Cichecki P., Galski E., Smit J.J., van Nes P., Ejigu A.G., de Vries F. Dielectric losses diagnosis of serviced aged oil impregnated paper insulation of HV power cables. *2009 IEEE Electrical Insulation Conference*, 2009, pp. 216-219. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC.2009.5166348>.

29. Kim S.-J., Lee S., Choi W.-S., Lee B.-W. Experimental and Simulation Studies on Stable Polarity Reversal in Aged HVDC Mass-Impregnated Cables. *Energies*, 2024, vol. 17, no. 10, art. no. 2352. doi: <https://doi.org/10.3390/en17102352>.

30. Florkowski M., Kuniewski M., Mikrut P. Effects of mechanical transversal bending of power cable on partial discharges and dielectric-loss evolution. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2024, pp. 1-1. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2024.3382642>.

31. Rowland S., Wang M. Fault Development in Wet, Low Voltage, Oil-Impregnated Paper Insulated Cables. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2008, vol. 15, no. 2, pp. 484-491. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2008.4483468>.

32. Hakonseth G., Ildstad E., Furuheim K.M. Local Electric Field in Mass-Impregnated HVDC Cables. *Proceedings of the Nordic Insulation*

33. Borghetto J., Pirovano G., Tornelli C., Contin A. Frequency Dielectric Spectroscopy and Dissipation Factor Measurements during Thermal Cycles on Different Types of MV Cable Joints. *2021 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)*, 2021, pp. 441-446. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC49891.2021.9611379>.

34. Bezprozvannykh A.V., Naboka B.G., Moskvitin E.S. Inspection of the insulation of three-phase cables in a metal sheath. *Electricity*, 2010, no. 1, pp. 48-54. (Rus).

35. Bezprozvannykh A.V., Naboka B.G. The influence of parasitic capacitances on the results of measurements of parameters of multi-core cables when assessing their technical condition. *Electricity*, 2011, no. 5, pp. 27-36. (Rus).

36. Bezprozvannykh G.V., Moskvitin E.S. Estimation criteria for degree of paper-impregnated insulated power cable ageing. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2013, no. 4, pp. 32-36. (Rus).

37. Su J., Wei L., Zhang P., Li Y., Liu Y. Multi-type defect detection and location based on non-destructive impedance spectrum measurement for underground power cables. *High Voltage*, 2023, vol. 8, no. 5, pp. 977-985. doi: <https://doi.org/10.1049/hve2.12331>.

38. Neimanis R., Eriksson R., Papazyan R. Diagnosis of Moisture in Oil/Paper Distribution Cables – Part II: Water Penetration in Cable Insulation–Experiment and Modeling. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2004, vol. 19, no. 1, pp. 15-20. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2003.820430>.

39. Neimanis R., Eriksson R. Diagnosis of Moisture in Oil/Paper Distribution Cables – Part I: Estimation of Moisture Content Using Frequency-Domain Spectroscopy. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2004, vol. 19, no. 1, pp. 9-14. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2003.820417>.

40. Bonanno R., Lacavalla M. A feasibility analysis aimed at defining an alert system for Distribution MV Underground Cables. *2020 AEIT International Annual Conference (AEIT)*, 2020, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.23919/AEIT50178.2020.9241134>.

41. Naboka B.G., Bezprozvannykh A.V., Moskvitin E.S., Bytko M.V., Bytko S.M., Golovan A.A. Diagnostics of power system cable lines on dielectric dissipation factor and impregnated-paper insulation self-discharge time constant. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2011. no. 2. pp. 65-69. (Rus).

Надійшла (Received) 14.09.2024

Прийнята (Accepted) 14.11.2024

Опублікована (Published) 02.03.2025

Безпрозваниць Ганна Вікторівна<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Москвітін Євген Сергійович<sup>1</sup>, к.т.н.,

Костюков Іван Олександрович<sup>1</sup>, д.т.н., доц.,

Грецько Олександр Михайлович<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,

#### How to cite this article:

Bezprozvannykh G.V., Moskvitin Y.S., Kostiukov I.O., Grechko O.M. Dielectric parameters of phase and belt paper impregnated insulation of power cables. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 69-78. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.09>

<sup>1</sup> Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»

61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,

e-mail: Hanna.Bezprozvannukh@khpi.edu.ua (Corresponding Author),

yevhen.moskvitin@khpi.edu.ua; ivan.kostiukov@khpi.edu.ua;

a.m.grechko@gmail.com

G.V. Bezprozvannykh<sup>1</sup>, Y.S. Moskvitin<sup>1</sup>, I.O. Kostiukov<sup>1</sup>, O.M. Grechko<sup>1</sup>  
<sup>1</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,  
2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

#### **Dielectric parameters of phase and belt paper impregnated insulation of power cables.**

**Introduction.** Medium voltage power cables with paper impregnated insulation remain an important component of power networks. The reliability and efficiency of such cables have been confirmed by their long service life also at nuclear power plants. **Problem.** It is not possible to directly determine the dielectric parameters of phase and belt paper insulation of power cables. Effective electrical diagnostic systems are required to assess the technical condition of such types of power cable insulation. The aim of the work is to substantiate the methodology for determining the dielectric properties of phase and belt paper impregnated insulation based on cumulative measurements of the electrical capacitance and the tangent of the dielectric loss angle of power cables of nuclear power plants and power networks. **Methodology.** The developed methodology is based on the solution of a system of linear algebraic equations of the sixth order for determining the dielectric properties of types of paper impregnated insulation of power three-core cables in a metal sheath. **Scientific novelty.** The differences in the structure of the probing electric field in phase and belt paper insulation depending on the inspection scheme of three-core power cables with sector cores in a metal sheath have been established. The shares of electric energy in the types of insulation under different probing electric field schemes have been determined, which allows determining the tangent of the dielectric loss angle of phase and belt paper insulation. **Practical significance.** The results of the practical implementation of the developed methodology for assessing the differences in the properties of phase and belt insulation of power cables of nuclear power plants and power network cables during spatial scanning of electrical insulation by frequency and voltage, respectively, are presented. References 41, figures 4, table 6.

**Key words:** power cables, aging of paper impregnated insulation, phase and belt insulation, electric field structure, aggregate measurements, commutation matrix, dielectric loss angle tangent, system of linear algebraic equations, self-discharge time constant.



T.K. Nurubeyli, A.M. Hashimov, N.E. Imamverdiyev, G.N. Mammadova

## Complex physicochemical analysis of transformer oil parameters using the inductively coupled plasma mass spectrometry technique

**Introduction.** Transformers are crucial and expensive components of power systems, experiencing electrical, thermal, and chemical stresses. Transformer oil analysis is important for diagnosing transformer faults and assessing its remaining service life. The oil used in transformers degrades over time due to its interaction with electrical loads and heat from the core and windings. The oil degrades into low-molecular gases and carbon particles, which affect its dielectric properties and indicate potential problems. Analysis of dissolved gases in oil allows early detection of defects such as corona or arc discharges, as well as overheating. In addition, analysis of metal content in oil helps to clarify the type and location of the fault identified by gas analysis. **Novelty** of the proposed work lies in the study of the relationship between transformer oil parameters and its quality, as well as the effect of dissolved gases. The article proposes a method for determining how changes in these parameters affect each other. The obtained data are compared with the results of mass spectrometric analysis for a more accurate assessment of the transformer condition. **The purpose** of this paper is to explore the connection between the chemical properties of transformer oil and the elemental composition determined through inductively coupled plasma mass spectrometry (ICP-MS). **Methods.** The solution to the problem was carried out using the inductively coupled plasma mass spectrometry method from Agilent Technologies 7700e (USA) to measure the concentration of metals in transformer oil. **Results.** An inverse correlation has been identified between the acidity of transformer oil and its furfural content. Experimental evidence has shown that the water content has the most significant impact on decreasing the breakdown voltage of dielectric oil. It was found that CO gas has the greatest influence on the formation of furfural. It has been established that gaseous C<sub>2</sub>H<sub>2</sub> plays an important role in the formation of acidic components. Correlations were found between the oil acidity and the concentrations of copper and iron and between the breakdown voltage and the amount of lead and aluminium in the transformer oil. A high concentration of copper in the oil indicates potential issues with the transformer windings, as well as in any bronze or brass components, and the concentration of iron in significant quantities indicates problems with the transformer core and tank. Moreover, as the breakdown voltage of the oil decreases, there is a marked increase in the concentrations of lead and aluminum. This suggests that significant amounts of lead are found in the transformer solder joints, while aluminum is present in the windings and ceramic bushings. **Practical value.** The advantage of the mass spectrometric method for detecting metals in transformer oils is the ability to accurately determine the type of fault and diagnose transformer problems. Research shows that this method allows early detection of potential problems and predicts the condition of the transformer. References 21, table 2, figures 8.

**Key words:** transformer oil, furfural component, breakdown voltage, mass spectrometer, dissolved gases analysis.

**Вступ.** Трансформатори є важливими та коштовними компонентами енергосистем, які зазнають електричних, теплових та хімічних навантажень. Аналіз трансформаторної оливи важливий для діагностики несправностей трансформатора та оцінки його терміну служби, що залишився. Олива, що використовується в трансформаторах, з часом руйнується через його взаємодію з електричними навантаженнями та теплом сердечника та обмоток. Олива розкладається на низькомолекулярні гази та частинки вуглецю, що впливає на її діелектричні властивості та вказує на потенційні проблеми. Аналіз розчинених газів у оливі дозволяє завчасно виявити дефекти, такі як коронний або дуговий розряд, а також перегрів. Крім того, аналіз вмісту металу в оливі допомагає уточнити тип і місце дефекту, виявленого газовим аналізом. **Новизна** запропонованої роботи полягає у вивченні зв'язку між параметрами трансформаторної оливи та її якістю, а також впливом розчинених газів. У статті запропоновано метод визначення того, як зміни цих параметрів впливають одна на одну. Отримані дані порівнюються з результатами мас-спектрометричного аналізу для більш точної оцінки стану трансформатора. **Метою** статті є дослідження зв'язку між хімічними властивостями трансформаторної оливи та елементним складом, визначеним за допомогою мас-спектрометрії з індуктивно зв'язаною плазмою (ICP-MS). **Методи.** Рішення проблеми здійснювалося за допомогою методу мас-спектрометрії з індуктивно зв'язаною плазмою Agilent Technologies 7700e (США) для вимірювання концентрації металів у трансформаторній оливі. **Результати.** Між кислотністю трансформаторної оливи та вмістом у ній фурфуролу виявлено зворотну залежність. Експериментальні дані показали, що вміст води має найбільш значний вплив на зниження напруги пробою діелектричної оливи. Встановлено, що найбільший вплив на утворення фурфуролу має газ СО. Встановлено, що в утворенні кислотних компонентів важливу роль відіграє газоподібний C<sub>2</sub>H<sub>2</sub>. Були виявлені кореляції між кислотністю оливи та концентрацією міді та заліза, а також між напругою пробою та кількістю свинцю та алюмінію в трансформаторній оливі. Високий вміст міді в оливі вказує на потенційні проблеми з обмотками трансформатора, а також у будь-яких бронзових або латунних компонентах, а концентрація заліза в значних кількостях вказує на проблеми з сердечником трансформатора та баком. Крім того, у міру зниження напруги пробою оливи спостерігається помітне збільшення концентрації свинцю та алюмінію. Це свідчить про те, що значна кількість свинцю міститься в паяних з'єднаннях трансформатора, тоді як алюміній присутній в обмотках і керамічних втулках. **Практична цінність.** Перевагою мас-спектрометричного методу виявлення металів у трансформаторній оливі є можливість точного визначення типу несправності та діагностики проблем трансформатора. Дослідження показують, що цей метод дозволяє завчасно виявляти потенційні проблеми та прогнозувати стан трансформатора. Бібл. 21, табл. 2, рис. 8.

**Ключові слова:** трансформаторна олива, фурфуроловий компонент, пробивна напруга, мас-спектрометр, аналіз розчинених газів.

**Introduction.** By sampling transformer oil and conducting various tests, it is possible to diagnose numerous faults in the transformer and evaluate its remaining service life and overall condition. Transformer oils, like most insulating and dielectric materials, decompose and deteriorate during prolonged use. This is attributed to the oil's role in resisting electrical loads and facilitating heat transfer from the core and windings. The

condition of dielectric oil is influenced by contamination, its type, and the presence of acidic compounds like metal sulfide particles. Besides chemical degradation, dielectric oil also deteriorates due to physical contamination. When exposed to partial discharges, electrical arcs, and rising temperatures, dielectric oil breaks down into low molecular weight gases that dissolve in the oil, along with

carbon particles. The behavior of each type of insulation oil is influenced by the way carbon particles are transformed. Hence, analyzing dielectric oil is crucial for assessing the condition of a transformer and identifying its potential issues [1, 2].

Dissolved gas analysis (DGA) in insulation oil is a reliable method for detecting transformer faults early. These are typically used in transformers hydrocarbon (mineral) oils or silicones as insulating fluids because of their superior dielectric properties, heat transfer efficiency, and stability. These insulating fluids typically undergo minimal decomposition under normal conditions. However, damage can lead to the degradation of both the liquid and solid insulation materials [3]. Gases like H<sub>2</sub> (hydrogen), CH<sub>4</sub> (methane), C<sub>2</sub>H<sub>4</sub> (ethane), C<sub>2</sub>H<sub>2</sub> (acetylene), CO (carbon monoxide), and CO<sub>2</sub> (carbon dioxide) can dissolve in transformer oil, indicating decomposition caused by thermal or electrical stresses. Quantitative examination of these gases can help in detecting issues like corona, arc, spark discharge, and oil overheating, all of which can impact the transformer's operational lifespan. Furthermore, analysing metals in transformer oil supports dissolved gas analysis by specifying the nature and source of potential problems identified through gas analysis [4, 5].

High-energy faults not only damage transformer insulation materials like oil, paper, and wood but also generate metal particles that disperse into the oil. These particles can subsequently circulate throughout the transformer, mainly through the oil flow. Different components of a transformer produce distinct types of metal particles, which can manifest individually or in various compounds, and may appear in different concentrations. Identifying these particles can help narrow down the potential components contributing to failures [6].

Common metals found in transformer oil include aluminum, copper, iron, lead, silver, tin, and zinc. Two techniques used to analyze these metals in oil are mass spectrometry with inductively coupled plasma (ICP-MS) and mass spectrometry with atomic absorption. The amounts of metals in the oil must be measured using these techniques. Typically, the metal atoms in a sample are liberated by high temperature burning of the metal particles, making them amenable to accurate examination via these methods. The presence of these atoms in an atomic absorption flame or inductively coupled plasma can be determined by measuring discrete frequency absorption or positive ion emission (ICP) from the atoms, as well as the metal's ion concentration and composition. The Agilent Technologies 7700e inductively coupled plasma mass spectrometer was used in this study [7, 8].

Recently, ICP-MS has been gradually replacing flame atomic absorption spectrometry due to the significantly greater availability and performance of modern equipment while maintaining undoubted advantages, including the ability to record low detection limits for chemical elements and isotopes, down to ng/l and occasionally even pg/l levels, low consumption of the analyze, the ability to conduct multielement analysis, and high sensitivity and resolution of the analyser [9–11].

In previous studies [3–5, 12], the quality of transformer oil and the DGA have been individually

investigated and quantified as parameters for assessing transformer performance or diagnosing malfunctions. However, these works did not explore the interdependencies between the electrical and physicochemical parameters of transformer oils.

**The goal of the paper** to approach the study of how changes in transformer oil parameters affect each other, as well as the effect of dissolved gases on oil quality. In addition, the study compares these parameters with data obtained by mass spectrometry, which serves as a criterion for assessing the condition of transformers

**Materials and methods.** The research used a mass spectrometer with inductively coupled plasma (Agilent Technologies 7700e, USA) to measure and assess the concentrations of metals in the transformer oil (Fig. 1) [7].

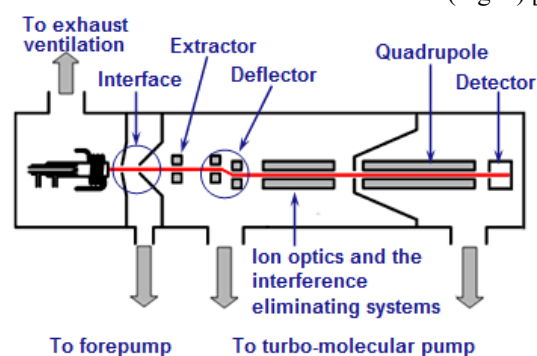


Fig. 1. Diagram of the ICP-MS Agilent 7700e [7]

To mineralize the samples, a «Speedwave Xpert» microwave system (Germany) equipped with small-volume vessels for working with microsamples was used to control the temperature (Table 1). Dispensers with volumes ranging from 100 to 1000 l and 1 to 10 ml, made by Pipet4u and Eppendorf (Germany), along with disposable tips and polypropylene tubes with capacities of 15 and 50 ml, were utilized.

Table 1  
Procedure for microwave decomposition of transformer oil

Reagents	Acid	Volume			
	HNO <sub>3</sub> (65 %)	8 ml			
Procedure	A 100 mg (0.1 ml) sample was added to the vessel, followed by the addition of 8 ml of HNO <sub>3</sub> for mineralization. The mixture was then thoroughly shaken or stirred with a clean Teflon or glass rod. Before sealing the vessel, it should be allowed to sit for at least 10 min before being heated in a microwave oven according to the specified program				
Program	Step	T, °C	P, bar	t, min	P, %
	1	145	80	10	80
	2	170	80	10	80
	3	190	80	20	90
	4	50	60	10	0

To mineralize the materials and generate calibration solutions, 65 % nitric acid (HNO<sub>3</sub>) was utilized. Furthermore, a 30 % solution of hydrogen peroxide (H<sub>2</sub>O<sub>2</sub>) from Suprapur (Merck, Germany) was used to quickly dissolve the samples during mineralization. The

solutions were diluted using deionized water with a resistivity of 18.2 MΩ·cm. The instrument's calibration accuracy was verified by analyzing a standard sample of drinking water.

Chromatography was used to detect the amounts of gases dissolved in the oil (H<sub>2</sub>, CO, CO<sub>2</sub>, CH<sub>4</sub>, C<sub>2</sub>H<sub>6</sub>, C<sub>2</sub>H<sub>4</sub>, C<sub>2</sub>H<sub>2</sub>, N<sub>2</sub>, and O<sub>2</sub>). This was accomplished using an automated KRISTALLUX-4000 M gas chromatograph, which featured both a flame ionization detector and a thermal conductivity detector.

**Experiments.** Figure 1 shows a diagram of the ICP-MS Agilent 7700 instrument. The measurements were carried out on an ICP-MS system from Agilent Technologies 7700e (USA) under stable operating conditions [7–9]. The ICP-MS method is based on the use of an argon ICP as an ion source and a quadrupole mass spectrometer.

Figure 1 shows a diagram of the main parts of the instrument using an Agilent 7700e ICP-MS instrument as an example. The sample introduction system included a peristaltic pump, an atomizer, and a spray chamber. The solution of the studied substance was removed by a peristaltic pump at a speed of 0.1 ml/min. An aerosol was obtained from the sample solution and passed through a two-pass spray chamber. The fine aerosol obtained from the sample (leaving the spray chamber) directly enters a tube that directs the aerosol into a horizontally mounted plasma burner. The gas entering the three-cylinder plasma burner is called plasma, auxiliary gas, or carrier gas (supplied to the atomizer). A four-turn coil (inductor) is attached to the end of the burner, and a high-frequency signal (27.12 MHz) is supplied to it. After the plasma is enriched with electrons in a strong high-frequency field, collisions of argon atoms are ensured (i.e., plasma «combustion» is supported). At the plasma centre, the temperature reaches the range of 8000 to 10000 K. The aerosolized sample is instantly freed from the solvent and ionized. Furthermore, a beam of ions from the analysed sample is formed and introduced into the mass spectrometer through a system of cones and lenses. The ions then entered the quadrupole analyser. Only ions with a specific mass-to-charge ratio (m/z) can pass through the centre of the quadrupole under a specific combination of applied voltages.

The quadrupole provides a very fast (sawtooth) change in voltage because it can scan the entire mass range (from 2 to 260 Da) in 100 ms. As a result, mass spectra displaying the intensity vs. mass can be recorded for all elements virtually simultaneously. After passing through the quadrupole, the ions are detected by an electron multiplier. Table 2 shows some ICP-MS data from the experiments.

Table 2

Experimental mode	
Plasma, generator power, W	1450
Argon flow rate, l/min	1.2
Sample supply rate, l/min	1
Mass-spectrometer resolution, Da	0.2
Vacuum without plasma, Torr	4·10 <sup>-4</sup>
Dynamic cell, gas	Helium
Time of measurement, s	0.1–0.5

**Results and discuss.** The analytical findings from 50 transformers, which included dissolved gases, oil quality parameters, and metals in the oil, were utilized to

determine the change or departure of oil quality parameters from one another to evaluate the transformer's performance and early diagnosis. The top results were chosen from 30 different analyses.

Carbon monoxide (CO) and carbon dioxide (CO<sub>2</sub>) emissions found in transformer oil are indicative of a malfunction that may cause the deterioration and breakdown of paper insulation. The gases that indicate transformer overload include ethane (C<sub>2</sub>H<sub>6</sub>), ethylene (C<sub>2</sub>H<sub>4</sub>), and methane (CH<sub>4</sub>). Acetylene gas (C<sub>2</sub>H<sub>2</sub>) indicates that there may have been an arc inside the transformer, which could have been brought on by a tap changer contact failure that resulted in internal shorts. The concurrent presence of methane, ethane, ethylene, carbon monoxide, and carbon dioxide gases (CH<sub>4</sub>, C<sub>2</sub>H<sub>6</sub>, C<sub>2</sub>H<sub>4</sub>, CO and CO<sub>2</sub>) in the dielectric oil signals the combustion of the transformer's paper insulation. The presence of hydrogen indicates the formation of partial discharges, and this gas is produced in most types of faults [13–15].

Transformer oil always contains oxygen, which leads to the formation of the gases CO and CO<sub>2</sub> and acidity. As the temperature rises in the transformer, oxide and acid components trigger a hydrolysis reaction, leading to the decomposition of the paper insulation molecules, resulting in pyrolysis. The products of hydrolysis and pyrolysis react to form furfural, which is generated from oxygen, acid, moisture, as well as CO and CO<sub>2</sub> gases. The cause of transformer oil and paper insulation degradation is the acid, moisture and oxygen contained in furfural [16–19].

Figure 2 illustrates the inverse relationship between the furfural component, which forms from the degradation of the transformer's paper insulation, and the acid component. Figure 2 shows that a 1 ppm increase in the acid component results in a 0.6 ppm decrease in the furfural component. The primary causes of acid formation in transformer oil are oxygen and oil oxidation. The degradation of transformer paper insulation and the formation of furfural are attributed to processes involving oxygen, hydrolysis, and pyrolysis [20]. Figure 2 clearly demonstrates that the concentration of furfural decreases as the acid content in the transformer oil increases.

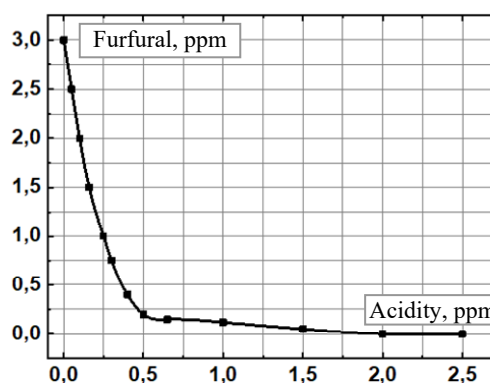


Fig. 2. Relationship between acid and furfural components of transformer oil

The dependence of furfural on the water content of the oil is depicted in Fig. 3. Apart from ambient moisture, the hydrolysis of paper insulation results in the creation of moisture within the insulating oil. As the temperature

increases, these bubbles evolve into partial discharge and hydrogen production [21].

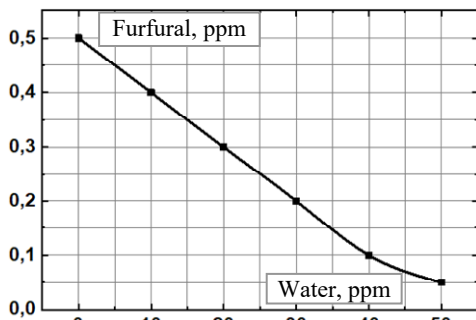


Fig. 3. Variation in furfural content with water content

Carbon monoxide is a gas produced during the decomposition of transformer paper insulation and has the most significant impact on the furfural component. Figure 4 shows that at low CO concentrations, the furfural content in the transformer oil does not change. However, as the heat increases and the paper insulation degrades, the carbon dioxide content increases, which increases the furfural content. The furfural component is a key parameter for assessing the degree of polymerization and estimating the remaining service life of transformer paper insulation.

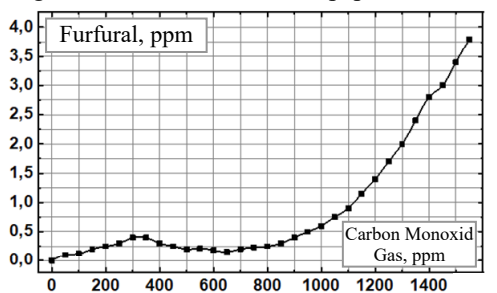


Fig. 4. Dependence of furfural on carbon monoxide

The breakdown voltage of transformer oil is a crucial indicator of its quality, reflecting its dielectric strength against factors such as arcing. The parameter exerting the most significant influence on this breakdown voltage is the water content. As the water content increases, the electrical conductivity of the oil also increases, thereby reducing its dielectric strength against electrical stress. Specifically, the breakdown voltage of the oil decreases by 1 kV for every increase of 1 ppm in water content.

Figure 5 illustrates the relationship between the concentration of copper and iron and the acidity of transformer oil. The data from the figure show that as the acidity of the oil increases, there is an exponential increase in the concentration of these metals. This confirms the correlation between oil acidity levels and the accumulation of metals such as copper and iron, which can indicate transformer issues.

Oil acidity is a critical parameter that directly affects its quality and operational safety. When the oil acidity exceeds 1 ppm, active corrosion of transformer components such as the core, windings, and tank occurs. This corrosion leads to the formation of iron and copper particles in the oil.

Copper can be found in the windings or in components made of bronze or brass, while iron is present in the core and tank of the transformer. These particles can result in significant transformer malfunctions, such as decreased electrical strength and increased risk of short circuits.

To determine the breakdown voltage of the oil, which can serve as an indicator of its contamination and degradation, a standard test cell is used. The breakdown voltage is measured according to the international standard IEC 60156, which describes the testing methodology and result interpretation. This standard allows for an objective assessment of transformer oil quality and its suitability for continued use.

Thus, the data in Figure 5 highlight the importance of monitoring oil acidity and regularly analyzing its composition to ensure the reliability and safety of transformer operation.

Threshold levels for metals in transformer oil are not universally established, but accumulating data and documented cases are making metal analysis in oil an increasingly valuable tool for the early detection of transformer faults before they escalate into serious issues. Relying on a single report for metal analysis is insufficient to fully assess the transformer's condition; establishing correlations between transformer oil parameters and elemental analysis obtained through techniques such as ICP-MS is crucial for a comprehensive understanding.

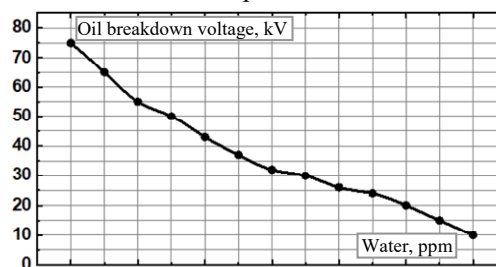


Fig. 5. Change in the breakdown voltage of transformer oil relative to the water content

Significant levels of iron and copper were detected in oils with acidity levels higher than 1 ppm. In fact, corrosion of several parts, including the transformer's core, windings, and tank, occurs as the acidity of the oil increases. As a result, iron and copper particles accumulate in the oil, causing transformer failure. Figure 6 illustrates how the amounts of iron and copper increase exponentially with the acidity of the oil. Iron is present in a transformer's core and tank, while copper is present in the windings and other bronze or brass components.

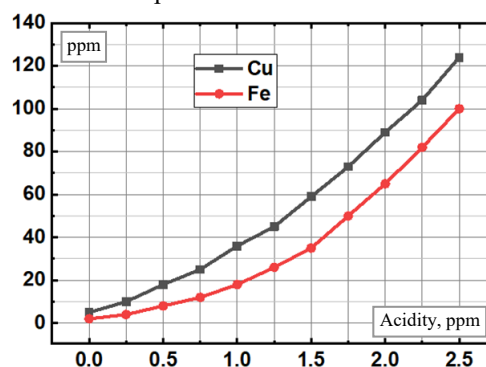


Fig. 6. Dependence of the acidity of transformer oil on the concentration of copper and iron

The primary factor affecting the transformer's performance the most is the variation in oil breakdown voltage. This is mainly influenced by the presence of contaminants and foreign particles in the dielectric oil,

which decreases both the breakdown voltage and the insulation effectiveness. Among these factors, the presence of water in the oil has the most significant impact on the breakdown voltage. According to findings in the literature, higher water content correlates directly with a reduced service life of the transformer. The value of furfural decreases with increasing temperature since the concentration of furfural is inversely related to the level of the acid component. CO<sub>2</sub> and CO gases have the greatest impact on transformer performance. These gases are formed when the paper insulation of the transformer decomposes into transformer oil. C<sub>2</sub>H<sub>6</sub> has the most significant impact on the water content of transformer oil. Additionally, the most influential component of oil acidity is C<sub>2</sub>H<sub>2</sub> gas. The advantage of using a mass spectrometric method to detect metals in transformer oils is to determine the type of fault and accurately diagnose transformer problems.

Additionally, as the breakdown voltage of the oil decreases, the concentrations of lead and aluminium increase sharply due to the decomposition of the dielectric oil under the influence of electrical voltage. The presence of particles like iron filings and impurities in dielectric oil leads to a reduction in both its breakdown voltage and dielectric strength. Figure 7 shows that at lower breakdown voltages, the concentrations of aluminium and lead increase significantly. Lead is commonly found in solder joints, connectors, and other ancillary components of transformers, while aluminium is present in the windings and ceramic bushings.

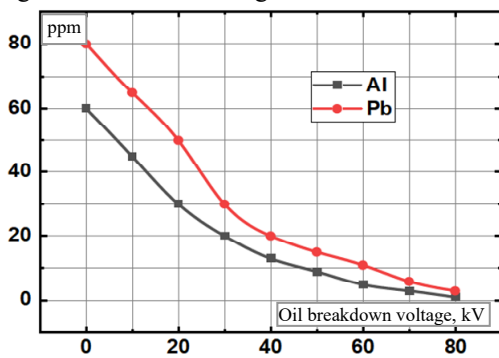


Fig. 7. Dependence of the oil breakdown voltage on the aluminium and lead concentrations

Elemental analysis of several oils revealed the presence of tin, silver, and zinc. It was experimentally revealed that a high concentration of water in the oil leads to partial discharge, which in turn increases the electrical conductivity of the oil, and sparking occurs, leading to the failure of several components of the transformer. Figure 8 shows that with a high concentration of water in the transformer oil, the concentrations of tin, silver, and zinc increase.

Tin, silver, and zinc may be present in the terminal, bolts, connectors and some peripheral components of the transformer, and their presence in the oil indicates failure of these components.

According to the findings, increasing acidity in transformer oil causes exponential increases in copper and iron concentrations. Copper levels above normally indicate problems with bronze or brass windings and components. Significant iron concentrations suggest difficulties with the transformer's core and tank, whereas large levels of aluminium indicate problems with the

ceramic bushing. Tin, silver, and zinc concentrations in the oil usually indicate wear on the tips and bolts. A significant amount of lead suggests that there may be difficulties with the transformer's solder joints, connectors, and peripheral components.

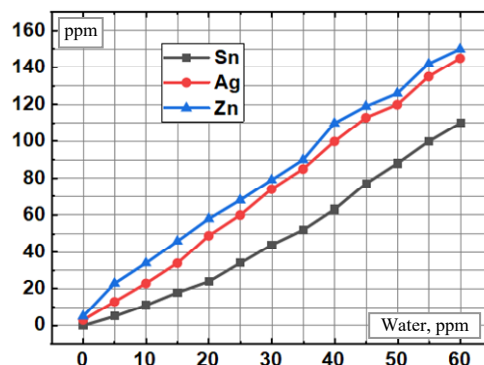


Fig. 8. Dependence of the amount of water in oil on the concentration of tin, silver, and zinc

**Conclusions.** The analysis revealed a significant correlation between moisture concentration, aluminum, lead, and the breakdown voltage of transformer oil. At equal concentrations, aluminum has a more pronounced effect on the breakdown voltage of the oil compared to lead.

Experimental studies have established a positive correlation between moisture content and the concentrations of tin, silver, and zinc in high-voltage transformer oil. The most critical factor affecting transformer performance is the change in the oil's breakdown voltage. The presence of particles and impurities in the oil reduces the breakdown voltage and, consequently, the insulation strength of the oil.

The most significant factor influencing the breakdown voltage is the water content in the oil. Therefore, water content is the key parameter that greatly reduces the transformer's lifespan, which aligns with previous research findings. Furfuryl alcohol is inversely proportional to oil acidity: as acidity increases, furfuryl alcohol decreases. Gases like CO<sub>2</sub> and CO have a major impact on transformer performance since they are formed during the decomposition of paper insulation. The gas C<sub>2</sub>H<sub>6</sub> has the greatest influence on the oil's water content, while the gas C<sub>2</sub>H<sub>2</sub> most significantly affects oil acidity.

The use of mass spectrometry for detecting metals in transformer oil allows for precise fault diagnosis and identification. Research indicates that with increasing oil acidity, the concentration of copper and iron rises exponentially. High levels of copper suggest issues with windings or components made of bronze or brass, while significant iron concentrations point to problems with the transformer core and tank. Aluminum is typically associated with ceramic bushings, while the presence of tin, silver, and zinc indicates wear on terminals and bolts. Elevated lead levels can indicate problems with soldered connections, connectors, and other peripheral components.

**Conflict of interest.** The authors declare that there is no conflict of interest.

#### REFERENCES

1. Somekawa T., Fujita M., Izawa Y., Kasaoka M., Nagano Y. Furfural analysis in transformer oils using laser raman spectroscopy. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical*

- Insulation*, 2015, vol. 22, no. 1, pp. 229-231. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2014.004800>.
2. Zhang L., Sun L., Wu J., Han Y., Wang S., Yang C., Shen W., Guo C. Development of multi-parameter online monitoring equipment for EHV transformer bushing. *IET Science, Measurement & Technology*, 2020, vol. 14, no. 1, pp. 98-103. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-smt.2019.0262>.
  3. Faria G., Pereira M., Lopes G., Villibor J., Tavares P., Faria I. Evaluation of Capacitance and Dielectric Dissipation Factor of Distribution Transformers - Experimental Results. *2018 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)*, 2018, pp. 336-339. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC.2018.8481052>.
  4. Lundgaard L., Hansen W., Ingebrigtsen S. Ageing of Mineral Oil Impregnated Cellulose by Acid Catalysis. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2008, vol. 15, no. 2, pp. 540-546. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2008.4483475>.
  5. Poliakov M.O., Vasylevskiy V.V. Method for assessing unevenness of cellulose insulation layers aging of power transformers winding. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 47-54. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.08>.
  6. Hernanda I.G.N.S., Mulyana A.C., Asfani D.A., Negara I.M.Y., Fahmi D. Application of health index method for transformer condition assessment. *TENCON 2014 - 2014 IEEE Region 10 Conference*, 2014, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/TENCON.2014.7022433>.
  7. Nurubeili T.K. Effect of Doubly Charged Ions in Forming the Mass Spectra of Solid-State Substances in a Mass Spectrometer with Inductively Coupled Plasma. *Surface Engineering and Applied Electrochemistry*, 2018, vol. 54, no. 4, pp. 395-400. doi: <https://doi.org/10.3103/S1068375518040142>.
  8. Nurubeyli T.K., Jafar N.S., Mammadova G.N. Improving methods for sample preparation of biological fluids by inductively coupled plasma mass spectrometry. *International Journal of Mass Spectrometry*, 2025, vol. 507, art. no. 117355. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijms.2024.117355>.
  9. Ahadzade S.M., Nurubeyli T.K., Quliyev E.Z., Sultanli A.N. Technological and electrophysical parameters of ZnO varistor with impurities. *International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering*, 2023, vol. 15, no. 2, pp. 307-311.
  10. Nurubeyli T.K. Coefficient of Relative Sensitivity in Mass Spectrometers with Inductively Coupled Plasma. *Inorganic Materials: Applied Research*, 2020, vol. 11, no. 3, pp. 552-557. doi: <https://doi.org/10.1134/S2075113320030351>.
  11. Nurubeyli T.K., Zeynalov J.I., Mammadova G.N., Imamverdiyev N.E. Improving methods for sample preparation of transformer oils by ICP-MS. *International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering*, 2024, vol. 16, no. 1, pp. 21-26.
  12. Sa'id M., Zeinoddini-Meymand H., Kamel S., Khan B. Interaction of transformer oil parameters on each other and on transformer health index using curve estimation regression method. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2022, vol. 2022, art. no. 7548533. doi: <https://doi.org/10.1155/2022/7548533>.
  13. Guo H., Guo L. Health index for power transformer condition assessment based on operation history and test data. *Energy Reports*, 2022, vol. 8, pp. 9038-9045. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2022.07.041>.
  14. Palchykov O.O. Breakdown voltage of micron range air inclusions in capacitor paper. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 6, pp. 30-34. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.6.05>.
  15. Aizpurua J.I., Stewart B.G., McArthur S.D.J., Lambert B., Cross J.G., Catterson V.M. Improved power transformer condition monitoring under uncertainty through soft computing and probabilistic health index. *Applied Soft Computing*, 2019, vol. 85, art. no. 105530. doi: <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2019.105530>.
  16. Zeinoddini-Meymand H., Vahidi B. Health index calculation for power transformers using technical and economical parameters. *IET Science, Measurement & Technology*, 2016, vol. 10, no. 7, pp. 823-830. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-smt.2016.0184>.
  17. Zhang X., Gockenbach E. Asset-Management of Transformers Based on Condition Monitoring and Standard Diagnosis [Feature Article]. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 2008, vol. 24, no. 4, pp. 26-40. doi: <https://doi.org/10.1109/MEI.2008.4581371>.
  18. Chen S., Chen Y., Yu N., Pang X., Zhang L., Han Z., Feng G., Jia Y., Xu T. Aging Analysis of Transformer Mineral Insulating Oil Based on Chromatographic Furfural Content Determination. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2019, vol. 493, art. no. 012069. doi: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/493/1/012069>.
  19. Vasilevskij V.V., Poliakov M.O. Reproducing of the humidity curve of power transformers oil using adaptive neuro-fuzzy systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 1, pp. 10-14. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.1.02>.
  20. Jahromi A., Piercy R., Cress S., Service J., Fan W. An approach to power transformer asset management using health index. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 2009, vol. 25, no. 2, pp. 20-34. doi: <https://doi.org/10.1109/MEI.2009.4802595>.
  21. Costa J.V., da Silva D.F.F., Branco P.J.C. Large-Power Transformers: Time Now for Addressing Their Monitoring and Failure Investigation Techniques. *Energies*, 2022, vol. 15, no. 13, art. no. 4697. doi: <https://doi.org/10.3390/en15134697>.

Received 28.07.2024

Accepted 02.10.2024

Published 02.03.2025

T.K. Nurubeyli<sup>1</sup>, Doctor of Physical Science, Professor,  
A.M. Hashimov<sup>1</sup>, Academician, Doctor of Technical Science,  
Professor,

N.E. Imamverdiyev<sup>2</sup>, Master's Degree,  
G.N. Mammadova<sup>3</sup>, PhD,

<sup>1</sup> Institute of Physics Ministry of Science and Education of the  
Republic of Azerbaijan, Baku, Azerbaijan,

e-mail: t.nurubeyli@physics.science.az (Corresponding Author);  
a.hashimov@physics.science.az

<sup>2</sup> Khazar University, Baku, Azerbaijan,  
e-mail: omartarana@gmail.com

<sup>3</sup> Nakhichevan State University, Nakhichevan, Azerbaijan,  
e-mail: gulsenmemmedova@ndu.edu.az

#### How to cite this article:

Nurubeyli T.K., Hashimov A.M., Imamverdiyev N.E., Mammadova G.N. Complex physicochemical analysis of transformer oil parameters using the inductively coupled plasma mass spectrometry technique. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 79-84. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.10>

## ЗАБЛОДСЬКИЙ МИКОЛА МИКОЛАЙОВИЧ

(до 75-річчя з дня народження)

Відомий вчений у галузі електромеханіки, доктор технічних наук, професор, заслужений працівник освіти України Заблодський Микола Миколайович народився 11 березня 1950 р. у м. Первомайську Луганської області.

У 1973 р. майбутній науковець закінчив Донбаський державний технічний університет (зараз у складі Східноукраїнського національного університету ім. Володимира Даля), здобув кваліфікацію інженера-електромеханіка. З 1973 по 1979 рр. – інженер, провідний інженер, провідний конструктор спеціального проектно-конструкторського і технологічного бюро Псковського електромашинобудівного заводу. У 1979 р. М.М. Заблодський повернувся до Донбаського державного технічного університету, де працював асистентом кафедри електричних машин і апаратів, науковим співробітником. Після закінчення заочної аспірантури Московського гірничого інституту у 1991 р. Микола Миколайович захистив кандидатську дисертацію. У 1995 р. йому присвоєно вчене звання доцента. З 1995 по 2005 рр. М.М. Заблодський – декан факультету автоматизації та електротехнічних систем, з 2000 р. – одночасно завідує кафедрою електричних машин та апаратів. З 2005 р. працює проректором з наукової роботи і продовжує завідувати кафедрою. У 2008 р. в Національному технічному університеті «Харківський політехнічний інститут» Микола Миколайович захистив докторську дисертацію. У тому ж році йому було присуджено вчений ступень доктора технічних наук і вчене звання професора. З 2011 по 2014 рр. проф. Заблодський працював першим проректором з навчальної роботи.

З 2015 р. починається новий етап трудової діяльності М.М. Заблодського у Національному університеті біоресурсів і природокористування України на посаді професора кафедри електротехніки, електромеханіки та електротехнологій. Проф. Заблодський є ініціатором та безпосереднім виконавцем розробки та впровадження в навчальний процес концепції розвитку інноваційної складової потенціалу студента. Науково-методичний доробок М.М. Заблодського складає понад 325 наукових та навчально-методичних праць, з них – 13 монографій, 10 навчальних посібників, він має видатні праці, що дістали міжнародного визнання.

Проф. Заблодський веде плідну науково-дослідну роботу за замовленням державних органів управління і підприємств. Він був науковим керівником 12 науково-дослідних робіт по створенню теплоелектромеханічних комплексів і енергоощадних технологій для конверсії біомаси та техногенних відходів у паливо, біологічні корми та добрива, виконаних за замовленням Міністерства освіти і науки України. Промислово-дослідні зразки поліфункціональних

перетворювачів і енергоощадних технологій демонструвались на спеціалізованих міжнародних виставках «Вугілля», «Високі технології» у 2010-2015 рр. Микола Миколайович є автором 58 патентів на розробки, які впроваджені на 26 підприємствах гірничо-металургійного та агропромислового комплексів України і Грузії. На сьогодні Заблодський М.М.

є науковим керівником проекту, що виконується за замовленням Міністерства освіти і науки України.

М.М. Заблодський бере активну участь у співробітництві із зарубіжними організаціями та університетами. У 2008 – 2009 рр. був керівником спільного міжнародного українсько-угорського проекту «Фізичне і математичне моделювання процесів твердіння», результати якого впроваджено на Дунайварошському меткомбінаті. У 2014 р. у співавторстві з колегами Чеського технічного університету підготував навчальний посібник «САПР електромеханічних перетво-

рювачів» з грифом Міністерства освіти і науки України. У 2019 – 2021 рр. М.М. Заблодський здійснював наукове керівництво білатеральним українсько-індійським проектом «Науково-технічні основи створення комплексу енерготехнологічної переробки біомаси для отримання речовин з новими властивостями і підвищення їх комерційної цінності».

Проф. Заблодський бере активну участь у підготовці і атестації наукових кадрів. Він створив наукову школу за напрямом «Поліфункціональні електромеханічні перетворювачі енергії та енергоресурсозберігаючі технології на їх основі». Також підготував чотирьох кандидатів наук, двох докторів філософії і одного доктора наук, а на сьогодні є науковим керівником чотирьох аспірантів і науковим консультантом докторанта. Проф. Заблодський – член спеціалізованої вченої ради Національного університету біоресурсів зі спеціальності 05.09.03 «Електротехнічні комплекси і системи» із захисту докторських дисертацій. М.М. Заблодський є головним редактором електронного фахового видання «Енергетика і автоматика».

За видатні науково-педагогічні досягнення М.М. Заблодський нагороджений Почесним знаком «Шахтарська слава» III ступеня Міністерства вугільної промисловості СРСР, Почесною Грамотою Міністерства освіти і науки України, знаком «За наукові досягнення» Міністерства освіти і науки України, Почесною грамотою Кабінету Міністрів України, Нагрудним знаком «Відмінник освіти» Міністерства освіти і науки України, у 2021 р. йому присвоєно Почесне звання «Заслужений працівник освіти України».

Редакційна колегія журналу «Електротехніка і електромеханіка» щиро вітає Миколу Миколайовича з ювілеєм, зичить йому міцного здоров'я, подальших творчих успіхів у його визначній діяльності.



**Матеріали приймаються за адресою:**

**Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Кирпичева, 2, м. Харків, 61002, Україна**

**Електронні варіанти матеріалів по e-mail: [a.m.grechko@gmail.com](mailto:a.m.grechko@gmail.com)**

**Довідки за телефонами: +38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович**

**Передплатний індекс: 01216**