

ISSN 2074-272X

**науково-практичний
журнал**

2024/5



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

Electrical Engineering

& Electromechanics

Електричні машини та апарати

Електротехнічні комплекси та системи

Промислова електроніка

Теоретична електротехніка

Інженерна електрофізика.

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Електричні станції, мережі і системи

Електричний транспорт

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 у 2002 р.

Видання засновано Національним технічним університетом «Харківський політехнічний інститут» (НТУ «ХПІ»)

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

EDITORIAL BOARD

- Sokol Ye.I.** Editor-in-Chief, Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, Rector of National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute» (NTU «KhPI»), **Ukraine**
- Korytchenko K.V.** Deputy Editor, Professor, NTU «KhPI», **Ukraine**
- Rozov V.Yu.** Deputy Editor, Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, Anatolii Pidhornyi Institute of Power Machines and Systems of NAS of Ukraine, Kharkiv, **Ukraine**
- Bolyukh V.F.** Deputy Editor, Professor, NTU «KhPI», **Ukraine**
- Abu-Siada A.** Professor, Curtin University, Perth, **Australia**
- Aman M.M.** Professor, NED University of Engineering & Technology, Karachi, **Pakistan**
- Babak V.P.** Professor, Academician of NAS of Ukraine, General Energy Institute of NAS of Ukraine, Kyiv, **Ukraine**
- Baltag O.** Professor, Grigore T. Popa University Medicine and Pharmacy, **Romania**
- Baranov M.I.** Professor, Research and Design Institute «Molniya» of NTU «KhPI», **Ukraine**
- Batygin Yu.V.** Professor, Kharkiv National Automobile and Highway University, **Ukraine**
- Bíró O.** Professor, Institute for Fundamentals and Theory in Electrical Engineering, Graz, **Austria**
- Bouktir T.** Professor, Ferhat Abbas University, Setif 1, **Algeria**
- Buriakovskiy S.G.** Professor, NTU «KhPI», **Ukraine**
- Butkevych O.F.** Professor, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, **Ukraine**
- Colak I.** Professor, Nisantasi University, Istanbul, **Turkey**
- Cruz S.** Professor, University of Coimbra, **Portugal**
- Doležel I.** Professor, University of West Bohemia, Pilsen, **Czech Republic**
- Féliachi M.** Professor, Technological Institute of Saint-Nazaire, University of Nantes, **France**
- Guerrero J.M.** Professor, Aalborg University, **Denmark**
- Gurevich V.I.** PhD, Honorable Professor, Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, Haifa, **Israel**
- Hajjar A.A.** Professor, Tishreen University, Latakia, **Syrian Arab Republic**
- Hammarström T.** Professor, Chalmers University of Technology, **Sweden**
- Ida N.** Professor, The University of Akron, Ohio, **USA**
- Izykowski J.** Professor, Wroclaw University of Science and Technology, **Poland**
- Kildishev A.V.** Associate Research Professor, Purdue University, **USA**
- Klepikov V.B.** Professor, NTU «KhPI», **Ukraine**
- Korzeniewska E.** Professor, Lodz University of Technology, **Poland**
- Ktena A.** Professor, National and Kapodistrian University of Athens, **Greece**
- Kuznetsov B.I.** Professor, Anatolii Pidhornyi Institute of Power Machines and Systems of NAS of Ukraine, Kharkiv, **Ukraine**
- Kyrylenko O.V.** Professor, Academician of NAS of Ukraine, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, **Ukraine**
- Malik O.P.** Professor, University Of Calgary, **Canada**
- Maslov V.I.** Professor, National Science Center «Kharkiv Institute of Physics and Technology», **Ukraine**
- Mikhaylov V.M.** Professor, NTU «KhPI», **Ukraine**
- Miljavec D.** Professor, University of Ljubljana, **Slovenia**
- Milykh V.I.** Professor, NTU «KhPI», **Ukraine**
- Nacke B.** Professor, Gottfried Wilhelm Leibniz Universität, Institute of Electrotechnology, Hannover, **Germany**
- Oleschuk V.** Professor, Institute of Power Engineering of Technical University of Moldova, **Republic of Moldova**
- Petrushin V.S.** Professor, Odessa National Polytechnic University, **Ukraine**
- Podoltsev A.D.** Professor, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, **Ukraine**
- Reutskiy S.Yu.** PhD, Anatolii Pidhornyi Institute of Power Machines and Systems of NAS of Ukraine, Kharkiv, **Ukraine**
- Rezinkin O.L.** Professor, NTU «KhPI», **Ukraine**
- Rezinkina M.M.** Professor, NTU «KhPI», **Ukraine**
- Shcherbak Ya.V.** Professor, NTU «KhPI», **Ukraine**
- Sikorski W.** Professor, Poznan University of Technology, **Poland**
- Strzelecki R.** Professor, Gdansk University of Technology, **Poland**
- Suemitsu W.** Professor, Universidade Federal Do Rio de Janeiro, **Brazil**
- Trichet D.** Professor, Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique, **France**
- Vaskovskiy Yu.M.** Professor, National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, **Ukraine**
- Vazquez N.** Professor, Tecnológico Nacional de México en Celaya, **Mexico**
- Vinnikov D.** Professor, Tallinn University of Technology, **Estonia**
- Yagup V.G.** Professor, Kharkiv National Automobile and Highway University, **Ukraine**
- Yatchev I.** Professor, Technical University of Sofia, **Bulgaria**
- Zagirnyak M.V.** Professor, Member of NAES of Ukraine, Kremenchuk M.Ostrohradskiy National University, **Ukraine**
- Zgraja J.** Professor, Lodz University of Technology, **Poland**
- Grechko O.M.** Executive Managing Editor, PhD, NTU «KhPI», **Ukraine**

Адреса редакції / Editorial office address:

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», вул. Кирпичова, 2, м. Харків, 61002, Україна
National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Kyrpuchova Str., 2, Kharkiv, 61002, Ukraine

тел. / phone: +380 57 7076281, +380 67 3594696, e-mail: a.m.grechko@gmail.com (Гречко Олександр Михайлович / Grechko O.M.)

ISSN (print) 2074-272X

ISSN (online) 2309-3404

© Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 2024

Підписано до друку 19.08.2024 р. Формат 60 × 90 ¼. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,75.

Наклад 50 прим. Зам. № 66/172-05-2024. Ціна договірна. Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Volkov V.A., Antonov N.L. Refined calculation of energy modes of a frequency-regulated induction motor 3

Електротехнічні комплекси та системи

Nemouchi B., Rezgui S.E., Benalla H., Nebti K. Fractional-based iterative learning-optimal model predictive control of speed induction motor regulation for electric vehicles application 14

Промислова електроніка

Bounechba H., Boussaid A., Bouzid A. Experimental validation of fuzzy logic controller based on voltage perturbation algorithm in battery storage photovoltaic system 20

Djafer L., Taleb R., Mehedi F. Dspace implementation of real-time selective harmonics elimination technique using modified carrier on three phase inverter 28

Ebrahimi F., Windarko N.A., Gunawan A.I. Wild horse optimization algorithm implementation in 7-level packed U-cell multilevel inverter to mitigate total harmonic distortion 34

Muthukaruppasamy S., Dharmaprakash R., Sendilkumar S., Parimalasundar E. Enhancing off-grid wind energy systems with controlled inverter integration for improved power quality 41

Теоретична електротехніка

Розов В.Ю., Реуцький С.Ю., Пелєвін Д.Є., Кундіус К.Д. Магнітне поле кабельних систем електрообігріву підлог житлових приміщень 48

Інженерна електрофізика. Техніка сильних електричних та магнітних полів

Voiko M.I., Makogon A.V. Features of distribution of electric field strength and current density in the reactor during treatment of liquid media with high-voltage pulse discharges..... 58

Електричні станції, мережі і системи

Bendik J., Cenky M., Paulech J., Goga V. Analytical solution of conductor tensile force in asymmetrical spans used in overhead power lines and substations with influence of tension insulators..... 64

Nid A., Sayah S., Zebar A. Power fluctuation suppression for grid connected permanent magnet synchronous generator type wind power generation system..... 70

Електричний транспорт

Дущенко В.В., Любарський Б.Г., Маслій А.О., Нанівський Р.А., Маслій В.Г., Агапов О.М., Якунін Д.І. Підвищення демпфуючих властивостей виконавчого магнітореологічного пристрою системи керування підвіски транспортного засобу 77

TABLE OF CONTENTS

Electrical Machines and Apparatus

Volkov V.A., Antonov N.L. Refined calculation of energy modes of a frequency-regulated induction motor 3

Electrotechnical Complexes and Systems

Nemouchi B., Rezgui S.E., Benalla H., Nebti K. Fractional-based iterative learning-optimal model predictive control of speed induction motor regulation for electric vehicles application 14

Industrial Electronics

Bounechba H., Boussaid A., Bouzid A. Experimental validation of fuzzy logic controller based on voltage perturbation algorithm in battery storage photovoltaic system 20

Djafer L., Taleb R., Mehedi F. Dspace implementation of real-time selective harmonics elimination technique using modified carrier on three phase inverter 28

Ebrahimi F., Windarko N.A., Gunawan A.I. Wild horse optimization algorithm implementation in 7-level packed U-cell multilevel inverter to mitigate total harmonic distortion 34

Muthukaruppasamy S., Dharmaprakash R., Sendilkumar S., Parimalasundar E. Enhancing off-grid wind energy systems with controlled inverter integration for improved power quality 41

Theoretical Electrical Engineering

Rozov V.Yu., Reutskiy S.Yu., Pelevin D.Ye., Kundius K.D. Magnetic field of electrical heating cable systems of the floors for residential premises 48

Engineering Electrophysics. High Electric and Magnetic Fields Engineering

Boiko M.I., Makogon A.V. Features of distribution of electric field strength and current density in the reactor during treatment of liquid media with high-voltage pulse discharges..... 58

Power Stations, Grids and Systems

Bendik J., Cenky M., Paulech J., Goga V. Analytical solution of conductor tensile force in asymmetrical spans used in overhead power lines and substations with influence of tension insulators..... 64

Nid A., Sayah S., Zebar A. Power fluctuation suppression for grid connected permanent magnet synchronous generator type wind power generation system..... 70

Electric Transport

Dushchenko V.V., Liubarskyi B.G., Masliev A.O., Naniivskyi R.A., Masliev V.G., Ahapov O.M., Iakunin D.I. Increasing the damping properties of the magnetorheological actuator of the vehicle suspension control system 77

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 2022: 100.00), 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



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.uran.ua>).

Refined calculation of energy modes of a frequency-regulated induction motor

Purpose. To obtain analytical dependencies for the precise calculation of the stator current of a frequency-regulated three-phase short-circuited induction motor and to estimate the components of its main electrical power losses, which are spent on the transportation magnetic power losses (to the magnetization circuit) and additional power losses (through the motor air gap), as well as with using the obtained refined dependencies to research the electromagnetic processes and energy modes of the frequency-regulated induction motor when its speed and load change. **Methodology.** The method of generalized vectors is used for the refined calculation of the electromagnetic processes and energy modes of the frequency-regulated induction motor. **Results.** Based on the catalog data and parameters of the induction motor's equivalent replacement circuit, also the specified values of its useful rotational torque and speed, refined analytical dependencies were obtained for the calculation of the main electromagnetic power losses of the frequency-regulated induction motor, which take into account the influence of all types of power losses, which present in it, as well as – power losses spent on transporting magnetic losses (to the magnetization circuit) and additional losses (through the air gap of the motor). With the help of the obtained dependencies, the energy modes (including main power consumption and electromagnetic power losses, efficiency factor, power factor) of the frequency-regulated induction motor in the driving and generator modes of its operation in relation to the first (at speeds not higher than the nominal) and the second (at speeds above the nominal) speed control zones for the operating ranges of the motor useful rotational torque and speed changes were calculated. **Originality.** A refined analytical calculation dependence has been obtained for determining the active projection of the generalized stator current vector of a frequency-regulated induction motor, which takes into account the presence of additional power losses and the component of electrical losses caused by the transportation of additional power losses through the air gap of the motor; an analytical dependence is also proposed for determining the increment of the mentioned active projection, which is due to the transportation of magnetic power losses to the motor magnetization circuit. **Practical value.** Analytical calculation dependencies are proposed for the quantitative assessment of errors (as a percentage of mentioned values) in steady-state modes for determining the main electromagnetic power losses of the frequency-regulated induction motor, caused by the absence (in comparison with relevant studies from known publications) of taking into account additional and magnetic power losses, as well as – the influence of electrical component losses caused by the transportation of the mentioned power losses through the air gap or to the magnetization circuit of the motor, respectively. References 16, tables 5, figures 2.

Key words: induction motor, frequency regulation, electromagnetic power losses, steady-state energy modes.

Мета. Отримати аналітичні залежності для уточненого розрахунку статорного струму частотно-регульованого трифазного короткозамкненого асинхронного двигуна і оцінити складові його основних електричних втрат потужності, котрі викликані транспортуванням магнітних втрат потужності (до контуру намагнічування) і додаткових втрат потужності (через повітряний проміжок двигуна), а також дослідити з використанням отриманих уточнених залежностей усталені електромагнітні процеси й енергетичні режими частотно-регульованого асинхронного двигуна при зміні його швидкості та навантаження. **Методологія.** При уточненому розрахунку електромагнітних процесів та енергетичних режимів частотно-регульованого асинхронного двигуна застосовано метод узагальнених векторів. **Результати.** Виходячи з каталожних даних та параметрів еквівалентної схеми заміщення асинхронного двигуна, а також заданих значень його корисного обертового моменту та швидкості, отримані для розрахунку основних електромагнітних втрат потужності частотно-регульованого асинхронного двигуна уточнені аналітичні залежності, в яких враховується вплив усіх видів присутніх у ньому втрат потужності, а також – втрат потужності, що викликані транспортуванням магнітних втрат (до контуру намагнічування) та додаткових втрат (через повітряний проміжок двигуна). За допомогою отриманих залежностей були розраховані енергетичні режими (у тому числі – основні споживана потужність та електромагнітні втрати потужності, коефіцієнт корисної дії, коефіцієнт потужності) частотно-регульованого асинхронного двигуна при двигуновому та генераторному режимах його роботи стосовно першої (при швидкостях не вище номінальної) і другої (при швидкостях вище номінальної) зон регулювання швидкості для робочих діапазонів зміни корисного обертового моменту і швидкості двигуна. **Наукова новизна.** Отримано уточнену аналітичну розрахункову залежність для визначення активної проекції узагальненого вектора статорного струму частотно-регульованого асинхронного двигуна, в котрій враховується наявність в ньому додаткових втрат потужності та складової електричних втрат, яка викликана транспортуванням додаткових втрат потужності через повітряний проміжок двигуна; також запропонована аналітична залежність для визначення прирощення вказаної активної проекції, яке обумовлено транспортуванням магнітних втрат потужності до контуру намагнічування двигуна. **Практична цінність.** Запропоновано аналітичні розрахункові залежності для кількісної оцінки в усталених режимах похибок (у відсотках від уточнених значень) щодо визначення основних електромагнітних втрат потужності частотно-регульованого асинхронного двигуна, обумовлених при розрахунку цих втрат відсутністю (в порівнянні з відповідними дослідженнями з відомих публікацій) урахування додаткових і магнітних втрат потужності, а також – впливу електричних складових втрат, викликаних транспортуванням згаданих втрат потужності через повітряний проміжок або до контуру намагнічування двигуна відповідно. Бібл. 16, табл. 5, рис. 2.

Ключові слова: асинхронний двигун, частотне регулювання, електромагнітні втрати потужності, усталені енергетичні режими.

Introduction. As a result of the widespread industrial implementation of frequency-regulated (f-r) short-circuited induction motors (IMs) in various branches of the economy today and due to the observed increase in the price of electric energy, the task of precise definition has become very relevant and practically in demand (including with the use of modern powerful computing means) of instantaneous energy indicators (power losses and their components, consumed power, efficiency) for the above motors in the operating ranges of changes in their speed and load. Only by solving this task will it become possible

to develop and further implement energy-efficient control (which ensures the minimization of power losses or energy consumption) for the specified motors.

Despite the existing considerable number of well-known publications devoted to the calculation and research of the energy modes of the f-r IMs, all of them do not fully take into account the presence of all components of power losses, which are actually present in a real induction motor. In particular, in the monographs [1, 2], an idealized representation of the f-r IM is

considered, in which magnetic and additional motor power losses are not taken into account at all. In monographs [3–7] and well-known articles [8, 9], only additional motor power losses are not taken into account when calculating and researching energy modes of the IM; moreover, when assessing the impact of magnetic power losses, the component of electrical losses caused by them is also taken into account, which is spent on transporting magnetic power losses to the magnetization circuit of the motor. In contrast to the publications listed above, in the article [10], which investigates the energy modes of the f-r IM in start-braking modes, at the same time, all existing (including magnetic and additional) motor power losses are taken into account in the calculations; however, this does not take into account components of electrical losses spent on transporting magnetic and additional power losses to the magnetization circuit or through the motor air gap.

In contrast to all previous publications, in the article [11], devoted to the study of the energy modes of the f-r IM during acceleration and braking, all types of power losses present in it (including magnetic and additional) are simultaneously taken into account, as well as the component of electrical losses is taken into account which is spent on transporting magnetic power losses to the magnetization circuit; however, this does not take into account the component of electrical losses spent on transporting additional power losses through the air gap of the motor.

Known publications [12, 13] present calculation analytical dependencies for determining additional IM power losses, which in the nominal mode of operation of the motor make up 0.5 % of its input power consumption, and in modes different from the nominal, are characterized by their change in proportion to the second degree of module of the generalized motor stator current vector.

According to the monograph [4], additional IM power losses are created by the joint action of two components: «no load stray losses» and «load stray losses». Known methods discussed in [14, 15] are used for the experimental determination of these components. Permissible values of additional power losses for induction motors are set by International Standards: IEEE112 – for the USA; IEC34-2 – for Europe and IEC37 – for Japan [16].

It follows from the conducted analysis that at present there are no refined analytical dependencies for the calculation and study of the energy modes of the f-r IMs, which would simultaneously take into account all types of power losses (electrical in the stator and rotor windings, mechanical, magnetic and additional) of the motor and all components of its electrical losses in the stator winding (which are spent on the creation of electromagnetic torque and motor power and the aforementioned transportation of magnetic and additional motor power losses). Also, currently there are no analytical dependencies for the refined calculation of the stator current, which take into account the influence of these components of the stator current, which are spent on transporting magnetic and additional power losses to the magnetization circuit or through the air gap of the IM.

The goal of the article. To obtain analytical dependencies for the refined calculation of the stator current of a frequency-regulated three-phase short-circuited induction motor and to estimate the components of its electrical power losses, which are spent on the

transportation of magnetic power losses (to the magnetization circuit) and additional power losses (through the air gap of the motor), as well as to investigate with using the obtained refined dependencies, the steady-state electromagnetic processes and energy modes of the frequency-regulated induction motor with changes in its speed and load.

Obtained results. During the calculations and studies, the assumption was made:

a) the three-phase stator winding of the motor is symmetrical;

b) the air gap of the motor is the same along the entire inner circuit of the stator;

c) the magnetization curve of steel is linear (that is, the value of the internal inductances of the motor does not depend on the currents);

d) the internal parameters of the induction motor (inductances and active resistances brought to its calculated operating temperature [12]) were considered unchanged;

e) the main (caused by the first harmonic components of the phase stator currents) power losses of the f-r IM are taken into account, which include the following loss components [12]:

- electrical $\Delta P_{e,s}$ in the three-phase stator winding;
- electrical $\Delta P_{e,r}$ in short-circuited rotor winding;
- magnetic $\Delta P_{i,r}$ (in the steel of the stator and rotor core);
- mechanical ΔP_{ad} (spent on friction in bearings and self-ventilation);

- additional ΔP_{ad} (caused by pulsations of magnetic flux density in the teeth of the stator and rotor).

In order to further simplify the analytical dependencies describing the electromechanical and energy parameters of the f-r IM mode, we will use the method of generalized vectors [1] and the relative system of units generally accepted for AC electric machines [4, 10, 11].

Mentioned electrical (in stator $\Delta P_{e,s}$ and rotor $\Delta P_{e,r}$ windings), magnetic $\Delta P_{i,r}$, mechanical ΔP_{mech} and additional ΔP_{ad} types of main power losses, as well as main electromagnetic ΔP_{em} and total ΔP_m IM power losses (which will be called simply «losses» below) are determined from known analytical dependencies [1, 10, 11]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta P_{e,s} = R_s \cdot I_s^2, \quad \Delta P_{e,r} = \beta \cdot T_{em} = k_r^2 \cdot R_r \cdot I_{1\Sigma y}^2, \\ \Delta P_{i,r} = \Delta P_{i,r,n} \cdot (\Psi_m / \Psi_{mn})^2 \cdot (\omega_1 / \omega_{1n})^\lambda, \\ \Delta P_{ad} \approx \Delta P_{ad,n} \cdot (I_s / I_{sn})^2 = R_{ad} \cdot I_s^2, \quad \beta = \omega_1 - \omega, \\ \Delta P_{ad,n} = \frac{0.005 \cdot P_{2n}}{\eta_n}, \quad R_{ad} = \frac{\Delta P_{ad,n}}{I_{sn}^2}, \\ \Delta P_{mech} = \Delta P_{mech,n} \cdot (\omega / \omega_n)^2, \\ \Delta P_{em} = \Delta P_{e,s} + \Delta P_{e,r} + \Delta P_{i,r} + \Delta P_{ad}, \\ \Delta P_m = \Delta P_{em} + \Delta P_{mech}, \quad k_r = L_m / (L_m + L_{\sigma r}), \end{array} \right. \quad (1)$$

where R_s is the active resistance of the IM phase stator winding; R_r is the equivalent (reduced to the three-phase winding) phase active resistance of the short-circuited rotor winding of the motor; I_s and I_{sn} are, respectively, the instantaneous and nominal value of the module of the generalized vector of the IM stator current (and in the adopted relative system of units: $I_{sn} = 1$ pu [4]); k_r is the coupling factor of the rotor [1]; L_m and $L_{\sigma r}$ are the magnetization inductance and dissipation inductance of the IM rotor, respectively; R_{ad} is the equivalent active resistance

to take into account additional motor losses [10, 11]; P_{2n} and η_n are the nominal values of the useful power on the motor shaft and its efficiency, respectively; ω_l and ω_{ln} are the current and nominal value of the angular frequency of rotation of the IM stator magnetic field, respectively (and, in the adopted relative system of units: $\omega_{ln} = 1$ pu [10, 11]); ω and ω_n are the current and nominal value of the angular frequency of rotation (speed) of the rotor of the motor, respectively; $\Delta P_{ir,n}$, $\Delta P_{ad,n}$ and $\Delta P_{mech,n}$ are the nominal values (inherent in the nominal operating mode of the IM) of magnetic, additional and mechanical losses of the motor, respectively; I_{1sy} is the component of the active projection I_{sy} of the generalized stator current vector \mathbf{I}_s (on the imaginary axis «y» of the rotational orthogonal coordinate system (ROCS) «x-y», connected by the real axis «x» to the generalized rotor flux linkage vector Ψ_r of the motor), which creates the electromagnetic torque and electromagnetic power in the air gap of the f-r IM; Ψ_m and Ψ_{mn} are, respectively, the current and nominal value of the module of the generalized vector of the magnetic (in the air gap) flux Φ_m of the IM; λ is the coefficient that takes into account the changes in magnetic losses ΔP_{ir} of the f-r IM from the angular frequency ω_l of the stator magnetic field (for general industrial IMs: $\lambda = 1.3$ [10–12]); T_{em} and β are the current values of the electromagnetic torque (created by the motor in the air gap) and the absolute slip of the f-r IM, respectively.

The instantaneous value of the module Φ_m of the generalized magnetic flux vector is determined from known dependencies [10]:

$$\begin{cases} \Phi_m = \sqrt{\Phi_{mx}^2 + \Phi_{my}^2}, \\ \Phi_{mx} = k_r \cdot (\Psi_r + L_{\sigma r} I_{sx}), \quad \Phi_{my} = k_r \cdot L_{\sigma r} I_{1sy} \end{cases}, \quad (2)$$

where Φ_{mx} and Φ_{my} are the projections of the generalized magnetic flux vector Φ_m on the «x-y» axis of the ROCS, oriented with its real «x» axis along the generalized vector of the rotor flux linkage Ψ_r ; Ψ_r is the current value of the module of the generalized flux linkage vector of the rotor Ψ_r of the motor; $L_{\sigma r}$ is the dissipation inductance of the IM rotor.

The energy balance of the f-r IM is characterized by the following known dependencies [12]:

$$\begin{cases} P_1 = P_{e,s} + \Delta P_{ir} + P_{em}; \\ P_{em} = \Delta P_{e,r} + P_{mech}; \\ P_{mech} = \Delta P_{mech} + \Delta P_{ad} + P_2, \\ \Delta P_{e,r} = P_{em} - P_{mech}, \end{cases} \quad (3)$$

where: P_1 and P_{em} are the main consumed and electromagnetic (transmitted through the IM air gap) power of the motor, respectively; P_{mech} and P_2 are the main mechanical and useful shaft power of the motor, respectively.

The relationship between energy values and torques created in the f-r IM is described by well-known relations [12]:

$$\begin{cases} P_{mech} = \omega \cdot T_{em} = \omega \cdot (T + \Delta T_{mech}) + \Delta P_{ad}; \\ P_2 = \omega \cdot T; \quad P_{em} = \omega_l \cdot T_{em} = P_1 - \Delta P_{e,s} - \Delta P_{ir}; \\ \omega_l T_{em} = \Delta P_{e,r} + \omega T_{em}; \quad \Delta T_{mech,n} = \Delta P_{mech,n} / \omega_n; \\ \Delta T_{mech} = \Delta P_{mech} / \omega = \Delta T_{mech,n} \cdot (\omega / \omega_n), \end{cases} \quad (4)$$

where T is the useful torque of the f-r IM transmitted to the working mechanism (equal to the static torque T_s of the drive applied to the motor shaft in steady-state conditions); ΔT_{mech} and $\Delta T_{mech,n}$ are, respectively, the

instantaneous and nominal value of the mechanical losses of the IM torque; $(T + \Delta T_{mech,n})$ is the motor torque.

Speed n_1 [rpm] and angular frequency of rotation ω_1 [pu] of the magnetic field of the stator, speed n [rpm] and angular frequency of rotation ω [pu] of the rotor, absolute slip β [pu] of the f-r IM are found from known expressions [12]:

$$\begin{cases} n_1[\text{rpm}] = \frac{60 \cdot f_1}{z_p}; \quad n_{1n} = \frac{60 \cdot f_{1n}}{z_p}; \quad \omega_1 = \frac{n_1}{n_{1n}}; \\ \omega = \frac{n}{n_{1n}}; \quad \Delta n[\text{rpm}] = n_{1n} - n; \quad \beta = \frac{\Delta n}{n_{1n}} = \omega_1 - \omega, \end{cases}, \quad (5)$$

where f_1 and $f_{1n} = 50$ Hz are, respectively, the instantaneous and nominal value of the frequency of the main harmonics of the phase stator voltages (or currents) of the f-r IM; z_p is the number of motor pole pairs.

According to [1, 2], the instantaneous value of the torque $(T + \Delta T_{mech})$ of the idealized f-r IM (which does not take into account magnetic and additional power losses) is determined as:

$$T + \Delta T_{mech} = \Phi_m \cdot I_{1q} \quad \text{or} \quad T + \Delta T_{mech} = k_r \Psi_r I_{1y}, \quad (6)$$

where Φ_m and Ψ_r are the modules of the generalized vectors of the magnetic (in the air gap) flux Ψ_m and flux linkage of the motor rotor Ψ_r , respectively; I_{1q} is the active (torque-generating) projection of the generalized vector of the stator current \mathbf{I}_1 of the f-r IM on the imaginary axis «q» of the ROCS «d-q», which is oriented with the real axis «d» in the direction of the generalized vector of the magnetic flux Φ_m ; I_{1y} is the active (torque-generating) projection of the generalized vector of the stator current \mathbf{I}_1 of the idealized IM on the imaginary axis «y» of the ROCS «x-y», which is oriented with the real axis «x» in the direction of the generalized vector of the rotor flux linkage Ψ_r .

At the *first stage* of research for a real (non-idealized) f-r IM through the magnetizing I_{sx} and active projections I_{sy} , I_{1sy} , I_{1y} of the generalized vectors \mathbf{I}_s , $\mathbf{I}_{1\Sigma}$, \mathbf{I}_1 of the stator current (on the «x» and «y» axis of the ROCS «x-y», which is oriented with the real axis «x» along the generalized rotor flux linkage vector Ψ_r) we give the calculation relationships for the modules I_s , $I_{1\Sigma}$, I_{1y} of these vectors in the form:

$$\begin{cases} I_s = \sqrt{I_{sx}^2 + I_{sy}^2}; \quad I_{1\Sigma} = \sqrt{I_{sx}^2 + I_{1sy}^2}; \\ I_{1y} = \sqrt{I_{sx}^2 + I_{1y}^2}; \quad I_1 = I_{sx} + j I_{1y}; \\ I_{1\Sigma} = I_{sx} + j I_{1sy}; \quad I_s = I_{sx} + j I_{sy}; \\ I_{sy} = I_{1sy} + \Delta I_{sy}; \quad I_{1y} = I_{1y} + \Delta I_{1y}. \end{cases} \quad (7)$$

In (7), the generalized vectors $\mathbf{I}_{1\Sigma}$ and \mathbf{I}_1 are mathematically formed from the generalized vector \mathbf{I}_s of the stator current of the real f-r IM, if the active projection I_{sy} of this vector does not take into account the increment ΔI_{sy} or simultaneously two increments ΔI_{sy} and ΔI_{1y} , respectively; the value of the active projection I_{1y} is found from the second relation in (6) through the value of the torque $T + \Delta T_{mech}$ and the module Ψ_r of the generalized flux linkage vector of the motor rotor. The indicated increments ΔI_{sy} and ΔI_{1y} are caused by the transportation (transmission) of magnetic ΔP_{ir} and additional ΔP_{ad} losses to the magnetization circuit or through the air gap of this motor, respectively. Figure 1 shows a diagram illustrating the distribution, according to the relations in (7), of the increments ΔI_{sy} , ΔI_{1y} of the stator current between the active projections I_{sy} , I_{1sy} and I_{1y} of the generalized vectors \mathbf{I}_s , $\mathbf{I}_{1\Sigma}$ and \mathbf{I}_1 of the f-r IM, respectively.

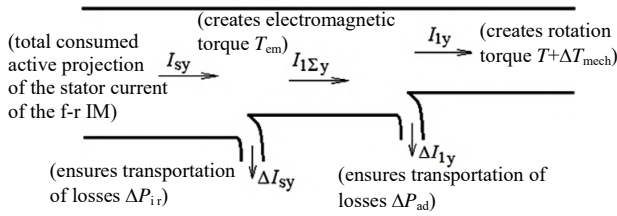


Fig. 1. Diagram of the distribution of increments ΔI_{sy} and ΔI_{ly} of the stator current between the active projections I_{sy} , I_{lsy} , I_{ly} of the generalized vectors I_s , I_{lsy} , I_{ly} in the real f-r IM (the purpose of the projections and their increments is indicated in parentheses)

Based on the second and last relations in (1), we obtain, similarly to the second relation from (6), the calculation expressions (through the active projection I_{lsy} of the generalized stator current vector I_{ls} , the module Ψ_r of the generalized rotor flux linkage vector Ψ_r and the active resistance R_r of the rotor winding) to find the value of the electromagnetic torque T_{em} created in the air gap of the f-r IM

$$T_{em} = k_r \Psi_r I_{lsy}, \quad (8)$$

as well as the absolute slip β and the angular frequency of rotation ω_1 of the stator magnetic field:

$$\beta = \Delta P_{e,r} / T_{em} = k_r R_r I_{lsy} \quad \text{and} \quad \omega_1 = \omega + \beta. \quad (9)$$

At the *second stage*, we obtain an analytical dependence for determining the active projection I_{lsy} of the generalized stator current vector I_{ls} of the f-r IM. Before that, we recall that the increment ΔI_{sy} , which is part of the active projection I_{sy} of the generalized stator current vector I_s , is caused by the transport of magnetic power losses to the magnetization circuit of the motor (where these losses are dissipated in the stator core [4, 12]). As a result, the specified increment ΔI_{sy} of the stator current does not physically affect, according to (4), the electromagnetic power P_{em} transmitted through the IM air gap (and, therefore, it also does not affect the mechanical power P_{mech} and the additional losses ΔP_{ad} included in it).

Therefore, in order to increase the accuracy of the determination of the additional losses of the f-r IM, we will below calculate them (in contrast to the known calculation relationship from (1) for them [12, 13]) in a different way, excluding the mentioned increment ΔI_{sy} from the composition of the module I_s of the stator current. Namely, it is proportional to the second degree of the module I_{ls} of the generalized vector I_{ls} of the stator current from the following expressions:

$$\begin{cases} \Delta P_{ad} = R_{ad}^* \cdot I_{ls}^2 = R_{ad}^* \cdot (I_{sx}^2 + I_{lsy}^2); \\ R_{ad}^* = \frac{\Delta P_{ad,n}}{I_{sx,n}^2 + I_{lsy,n}^2} = \frac{\Delta P_{ad,n}}{I_{ls,n}^2} = R_{ad} \cdot \left(\frac{I_{s,n}}{I_{ls,n}} \right)^2 \end{cases} \quad (10)$$

through the value of the specified module I_{ls} , magnetizing I_{sx} and active I_{lsy} projections of the generalized vector I_{ls} on the ROCS « α - γ » axis. In (10), R_{ad}^* is the refined value of the equivalent (intended for the calculation of additional losses) active resistance of the motor, which is calculated from the nominal (i.e., corresponding to the nominal IM mode) values of additional losses $\Delta P_{ad,n}$, as well as of the module $I_{ls,n}$, magnetizing $I_{sx,n}$ and active projection of the generalized $I_{lsy,n}$ vector of the stator current $I_{ls,n}$ of the motor.

Substituting the expression for the electromagnetic torque T_{em} from (8) and the expression (10) for additional

losses into the first relation from (4), we convert this relation to the following dependence:

$$\omega \cdot (k_r \Psi_r I_{lsy}) = \omega \cdot (T + \Delta T_{mech}) + R_{ad}^* \cdot (I_{sx}^2 + I_{lsy}^2), \quad (11)$$

which, in turn, we reduce by equivalent transformations to the form of an algebraic equation of the second order:

$$R_{ad}^* I_{lsy}^2 - \omega k_r \Psi_r I_{lsy} + \omega \cdot (T + \Delta T_{mech}) + R_{ad}^* I_{sx}^2 = 0. \quad (12)$$

The solution of (12) is the following analytical dependence:

$$I_{lsy} = \left(k_r \Psi_r / 2R_{ad}^* \right) \cdot \left\{ \omega - \left[\omega^2 - \left(\frac{2R_{ad}^*}{k_r \Psi_r} \right)^2 \cdot \left[\frac{\omega \cdot (T + \Delta T_{mech})}{R_{ad}^*} + I_{sx}^2 \right] \right]^{0.5} \right\}. \quad (13)$$

It allows to determine the value of the active projection I_{lsy} of the generalized vector of the stator current of the f-r IM through the instantaneous values of the parameters of the motor mode: the speed ω of the rotor, the torque $(T + \Delta T_{mech})$, the module Ψ_r of the generalized vector of the flux linkage of the rotor and the magnetizing projection I_{sx} of the generalized stator current vector.

We determined from the second relation from (6) the active projection I_{ly} of the stator current and based on the obtained dependence (13) and the last relation from (7), we find for the real IM the increment ΔI_{ly} as part of the active projection ΔI_{lsy} of the generalized stator current vector I_{ls} from the expression:

$$\Delta I_{ly} = I_{lsy} - I_{ly}, \quad (14)$$

caused by the transport of additional power losses ΔP_{ad} through the motor air gap.

Thus, a refined analytical calculation dependence (13) was obtained for determining the active projection I_{lsy} of the generalized stator current vector I_{ls} of the f-r IM and expressions in the form of: formula (14) and the last relation from formula (7), – for finding the increment ΔI_l of the active projection I_{ly} of the stator current. With the help of this increment, the effect of the electrical component of losses, which is caused by the transportation of additional power losses through the air gap of the motor, is taken into account.

At the *third stage*, we obtain an analytical calculation dependence for determining the increment ΔI_{sy} , which is caused by the transport of magnetic losses ΔP_{ad} to the magnetization circuit of the motor and is part of the active projection I_{sy} of the generalized vector of the stator current I_s of the real f-r IM.

From [4], the classical method of determining the specified increment ΔI_{sq} of the active projection I_{sq} (on the « q » axis of the « d - q » ROCS, which is oriented with the real axis « d » along the generalized magnetic flux vector Φ_m of the IM) is known, in which this projection is founded based on of the energy balance between the additional electric power supplied to the magnetizing circuit of the motor and equal to the product $E_m \cdot \Delta I_{sq}$, and the magnetic losses ΔP_{ir} , which are dissipated in the stator core:

$$E_m \cdot \Delta I_{sq} = \Delta P_{ir}, \quad (15)$$

where E_m is the instantaneous value of the module of the generalized magnetizing electromotive force vector E_m .

From (15), the instantaneous increment ΔI_{sq} of the active projection I_{sq} of the IM stator current is determined in the form:

$$\Delta I_{sq} = \Delta P_{ir} / E_m = \Delta P_{ir} / \omega_1 \Phi_m, \quad \text{where} \quad E_m = \omega_1 \Phi_m. \quad (16)$$

In another (known from [11]) method, the aforementioned increment ΔI_{sq} of the stator current (caused by the transport of magnetic power losses to the magnetization circuit of the f-r IM) is proposed to be determined in the form of the increment ΔI_{sq} of the active projection I_{sq} of the generalized motor stator current vector after being added to the motor shaft of the static fictitious torque T_f . According to the first relation in (6), the indicated increment ΔI_{sq} of the active projection of the stator current is founded in the form:

$$\Delta I_{sq} = T_f / \Phi_m. \quad (17)$$

After equating the increments ΔI_{sq} calculated from (16) and (17), we determine the required value of the fictitious torque T_f , taking into account the third relation in (1):

$$T_f = \Delta P_{ir} / \omega_1 = \Delta P_{ir,n} \cdot \left(\frac{\Phi_m}{\Phi_{m,n}} \right)^2 \cdot \frac{\omega_1^{\lambda-1}}{\omega_{1n}^\lambda}, \quad (18)$$

in which, in the second method, the value of the increment ΔI_{sq} of the active projection of the stator current is calculated, which is completely identical to the first (classical) method.

Let's pay attention to the well-known simplification of vector automatic control systems and calculation of energy modes of the f-r IMs when using for them ROCS «x-y», which is oriented with the real axis «x» along the generalized vector of flux linkage of the rotor [2, 3, 10]. Taking this into account, the second method (using the fictitious torque) is more appropriate in practice. With this method, increment ΔI_{sy} of the active projection I_{sy} of the stator current (on the «y» axis of the «x-y» ROCS, which is connected by the real «x» axis to the direction of the generalized rotor flux linkage vector Ψ_r) is determined after substituting expression (18) in the second relation from (6) in the form:

$$\Delta I_{sy} = \frac{T_f}{k_r \Psi_r} = \frac{\Delta P_{ir,n}}{k_r \Psi_r} \cdot \left(\frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}} \right)^2 \cdot \frac{\omega_1^{\lambda-1}}{\omega_{1n}^\lambda}. \quad (19)$$

Thus, a theoretical justification of the refined analytical dependence (19) is given for determining the increment ΔI_{sy} caused by the transport of magnetic power losses to the motor magnetization circuit, which is part of the active projection I_{sy} of the generalized stator current vector I_s of the f-r IM.

It should be noted that the very form of the previously obtained active projection $I_{\Sigma y}$ of the stator current of the calculation dependence (13) indicates that in the range of very low values of the motor speeds ω it is possible to reach a negative value in the radical expression of this dependence. In particular, as shown by the researches of the AT250L4U2 motor, negative values in the subdued expression of dependence (13) occur at speeds: $\omega \leq (0.02 - 0.03)\omega_n$. This situation is explained, obviously, by the impossibility of applying in practice the known mathematical expression from (1) or the one proposed from the relation from (10) for calculating additional losses ΔP_{ad} of the f-r IM in the range of very low motor speeds. Therefore, in order to find a refined calculation dependence for the active projection $I_{\Sigma y}$ of the stator current in this low speed range of the f-r IM, it is necessary to preliminary obtain (on the basis of additional experimental studies or recommendations of electrical machine designers) a refined analytical calculation dependence $\Delta P_{ad} = f(I_{sx}, I_{\Sigma y}, \omega)$ for additional power losses of the f-r IM in relation to its low speed range.

At the *fourth stage*, setting the values of the speed ω and the useful torque T , from the previously obtained calculation dependencies, let's calculate for the f-r IM AT250L4U2 (which is characterized by the nominal parameters and basic values presented in Table 1) the electromagnetic and energy processes of this motor in the motor (at $T > 0$) and generator (at $T < 0$) steady-state modes for the first (when $n \leq n_n$) and the second (when $n > n_n$) speed zones. The results of these calculations are shown in Table 2, 3.

Table 1
Nominal parameters of the f-r IM AT250L4U2 and its basic values for the relative system of units

I. Nominal parameters, dimensions		Value
Useful power, kW		120
Active linear stator voltage, V		400
Active phase stator current, A		202.5
Stator voltage frequency, Hz		50
Number of pole pairs		2
Slip, %		1.5
Maximum speed, rpm		4000
Efficiency, %		94
Power factor		0.91
Multiplicity of the maximum torque		3.5
Multiplicity of the starting torque		3.5
Connection of phase stator windings		Y
Electrical power losses in the stator winding, kW		2.625
Electrical power losses in the rotor winding, kW		1.849
Magnetic power losses, kW		1.800
Additional power losses, kW		0.638
Mechanical power losses, kW		0.748
Module Φ_m of the generalized magnetic flux vector, pu		0.9562
Modulus Ψ_r of the generalized rotor flux linkage vector, pu		0.9574
Useful torque T_n , pu		0.8684
II. Parameters of the «T»-shaped substitution circuit		
Active resistance of the phase stator winding, pu		0.01871
Equivalent resistance of the phase rotor winding, pu		0.01569
Active resistance of the magnetization circuit, pu		71.3
Magnetization inductance, pu		2.6421
Dissipation inductance of the stator winding, pu		0.06850
Dissipation inductance of the rotor winding, pu		0.07633
III. Base values for the relative system of units:		
- for voltage, V		326.6
- for current, A		286.4
- for active and inductive resistance, Ω		1.1404
- for power, kW		140.296
- for torque, N·m		893.15
- for magnetic flux and flux linkage, Wb		1.0396
- for inductances, mH		3.630
- for angular frequency of rotation, rad/s		157.08
- for time, ms		3.183

The reliability of the performed calculations of electromagnetic processes and energy modes is confirmed by comparing their values with the corresponding values calculated in the MATLAB software package (the relative deviation does not exceed 0.2 %).

From the analysis of the computational data given in Table 2, 3, it was found that in the motor mode of operation of the f-r IM at equal speeds n and the same (by absolute value) useful torques T of the motor, the values of the modules of the stator current I_s and stator voltage U_s of the motor exceed their corresponding values in the generator mode of operation.

Table 2

Results of the refined calculation in the first speed zone at steady-state motor (at $T > 0$) and generator (at $T < 0$) modes of electromagnetic and energy quantities for the f-r IM AT250L4U2 depending on the speed and relative useful torque T/T_n

n	$\frac{T}{T_n}$	$\frac{I_s}{I_{sn}}$	Δn	ω_1	$\frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}}$	$\Delta P_{e.s}$	$\Delta P_{e.r}$	$\Delta P_{i.r}$	ΔP_{ad}	ΔP_{mech}	ΔP_{em}^*	$\frac{P_1}{P_{1n}}$	η	$\cos\varphi$	$\frac{U_s}{U_{sn}}$
rpm	–	–	rpm	pu	–	kW	kW	kW	kW	kW	kW	–	%	–	–
1477.5	0.5	0.566	11.32	0.993	0.998	0.842	0.467	1.775	0.205	0.748	3.289	0.502	93.70	0.825	0.977
	1	1	22.55	1	1	2.625	1.853	1.800	0.638	0.748	6.916	1.000	94.00	0.910	1
	1.5	1.459	33.83	1.008	1.003	5.585	4.170	1.829	1.358	0.748	12.94	1.517	92.93	0.921	1.028
	2	1.986	45.17	1.015	1.008	9.739	7.431	1.865	2.368	0.748	21.40	2.054	91.55	0.915	1.061
	-0.5	0.531	-10.98	0.978	0.998	0.739	0.439	1.740	0.180	0.748	3.098	-0.440	93.59	-0.798	0.945
	-1	0.954	-22.05	0.970	1	2.387	1.771	1.730	0.581	0.748	6.468	-0.884	93.99	-0.900	0.937
	-1.5	1.400	-33.07	0.963	1.003	5.147	3.984	1.724	1.252	0.748	12.11	-1.309	92.86	-0.912	0.937
	-2	1.852	-44.04	0.956	1.008	9.004	7.066	1.722	2.190	0.748	19.98	-1.718	91.36	-0.904	0.933
1000	0.5	0.563	11.27	0.674	0.998	0.832	0.462	1.073	0.202	0.342	2.570	0.340	93.55	0.825	0.666
	1	0.998	22.53	0.682	1	2.613	1.849	1.093	0.636	0.342	6.192	0.687	92.67	0.911	0.687
	1.5	1.459	33.88	0.689	1.003	5.588	4.180	1.117	1.359	0.342	12.24	1.052	90.71	0.923	0.711
	2	1.930	45.30	0.697	1.008	9.781	7.476	1.144	2.379	0.342	20.78	1.437	88.55	0.917	0.739
	-0.5	0.534	-11.03	0.659	0.998	0.749	0.443	1.043	0.182	0.342	2.417	-0.297	93.48	-0.798	0.635
	-1	0.956	-22.07	0.652	1	2.399	1.774	1.032	0.583	0.342	5.788	-0.589	92.59	-0.898	0.624
	-1.5	1.400	-33.03	0.645	1.003	5.148	3.975	1.023	1.252	0.342	11.40	-0.863	90.45	-0.910	0.617
	-2	1.849	-43.92	0.637	1.007	8.972	7.028	1.017	2.182	0.342	19.20	-1.120	88.04	-0.901	0.612
500	0.5	0.561	11.27	0.341	0.998	0.827	0.463	0.442	0.201	0.086	1.933	0.174	91.19	0.829	0.341
	1	1.001	22.66	0.348	1	2.629	1.870	0.457	0.639	0.086	5.595	0.362	87.84	0.916	0.360
	1.5	1.471	34.21	0.356	1.003	5.676	4.263	0.473	1.380	0.086	11.79	0.570	83.75	0.928	0.380
	2	1.954	46.93	0.364	1.008	10.03	7.686	0.492	2.438	0.086	20.64	0.798	79.71	0.923	0.402
	-0.5	0.536	-11.03	0.326	0.998	0.754	0.443	0.417	0.183	0.086	1.797	-0.145	91.01	-0.793	0.310
	-1	0.957	-21.96	0.319	1	2.388	1.756	0.407	0.581	0.086	5.131	-0.278	87.29	-0.892	0.297
	-1.5	1.391	-32.74	0.312	1.003	5.078	3.905	0.397	1.235	0.086	10.62	-0.394	82.53	-0.901	0.286
	-2	1.829	-43.39	0.304	1.007	8.783	9.859	0.389	2.136	0.086	18.17	-0.494	77.60	-0.889	0.276
150	0.5	0.568	11.52	0.108	0.998	0.846	0.483	0.099	0.206	0.008	1.634	0.061	78.85	0.851	0.114
	1	1.033	23.53	0.116	1	2.801	2.017	0.109	0.681	0.008	5.608	0.139	68.48	0.932	0.132
	1.5	1.551	36.23	0.124	1.004	6.313	4.782	0.121	1.535	0.008	12.75	0.243	58.90	0.944	0.151
	2	2.110	49.76	0.133	1.010	11.69	9.020	0.134	2.842	0.008	23.68	0.376	50.71	0.941	0.142
	-0.5	0.531	-10.81	0.093	0.998	0.739	0.426	0.082	0.180	0.008	1.426	-0.037	76.57	-0.757	0.083
	-1	0.930	-21.27	0.086	1	2.268	1.648	0.074	0.552	0.008	4.542	-0.060	62.72	-0.849	0.069
	-1.5	1.337	-31.34	0.079	1.003	4.689	3.577	0.067	1.140	0.008	9.474	-0.069	48.16	-0.831	0.056
	-2	1.736	-41.05	0.726	1.006	7.909	6.138	0.060	1.923	0.008	16.03	-0.065	34.21	-0.754	0.045

Moreover, by using vector control [2, 3], constant values of the rotor flux linkage module Ψ_r and the magnetizing projection I_{sx} of the generalized stator current vector (equal to their nominal values $\Psi_{r,n} = 0.9574$ pu and $I_{sx,n} = 0.288$ pu) were set for the f-r IM in the first zone:

$$\Psi_r = \Psi_{r,n} = \text{const}; \quad I_{sx} = I_{sx,n} = \text{const}, \quad (20)$$

and in the second zone, the values of the module Ψ_r the generalized rotor flux linkage vector and the magnetizing projection I_{sx} of the generalized stator current vector changed inversely proportional to the angular frequency of rotation ω_1 of the IM stator magnetic field [10]:

$$\Psi_r = \Psi_{r,n} / \omega_1; \quad I_{sx} = I_{sx,n} / \omega_1. \quad (21)$$

According to the results of the calculations for the steady-state motor mode (at $T > 0$), Fig. 2 presents constructed (relative to the considered IM AT250L4U2) graphical dependencies of the following energy quantities: I_s/I_{sn} , U_s/U_{sn} , P_1/P_{1n} , η , $\cos\varphi$, $\Delta P_{em}^*/\Delta P_{em,n}^*$ – functions of change in speed n and relative torque T/T_n of the f-r IM. Moreover, in the mentioned quantities, which are given in the form of fractions, the instantaneous value of the quantity is indicated in the numerator, and the value (indicated by the additional index «n») of this quantity corresponding to the nominal mode of operation of the motor is indicated in the denominator.

In steady-stable modes, the values of the efficiency η , the power factor $\cos\varphi$ and the module U_s of the generalized vector of the stator voltage of the f-r IM were determined from known dependencies [1, 12]:

$$\begin{cases} U_{sx} = R_s \cdot I_{sx} - \omega_1 \cdot L_\sigma \cdot I_{sy}; \\ U_{sy} = R_s \cdot I_{sy} + \omega_1 \cdot L_\sigma \cdot I_{sx} + \omega_1 \cdot k_r \cdot \Psi_r; \\ U_s = \sqrt{U_{sx}^2 + U_{sy}^2}; \quad \cos\varphi = \cos(\Theta_U - \Theta_I); \\ \Theta_I = \text{sign}(I_{sx}) \cdot \arcsin\left(\frac{I_{sy}}{I_s}\right) + \frac{\pi}{2} \cdot [1 - \text{sign}(I_{sx})]; \\ \Theta_U = \text{sign}(U_{sx}) \cdot \arcsin\left(\frac{U_{sy}}{U_s}\right) + \frac{\pi}{2} \cdot [1 - \text{sign}(U_{sx})]; \\ L_\sigma = L_{\sigma s} + k_r \cdot L_{\sigma r}; \quad \eta = P_2 / P_1; \\ \text{sign}(I_{sx}) = \begin{cases} 1, & I_{sx} \geq 0; \\ -1, & I_{sx} < 0; \end{cases} \quad \text{sign}(U_{sx}) = \begin{cases} 1, & U_{sx} \geq 0; \\ -1, & U_{sx} < 0, \end{cases} \end{cases} \quad (22)$$

where L_σ is the total dissipation inductance of the motor; $\text{sign}()$ is the mathematical operation for determining the sign of an algebraic value shown in parentheses.

Based on the analysis of graphical dependencies in Fig. 2, let's compare the values shown on these graphs for the first and second speed control zones in relation to the f-r IM operating in motor mode:

Table 3

Results of the refined calculation in the second speed zone at steady-state motor (at $T > 0$) and generator (at $T < 0$) modes of electromagnetic and energy quantities for the f-r IM AT250L4U2 depending on the speed n and relative useful torque T/T_n

n	$\frac{T}{T_n}$	$\frac{I_s}{I_{sn}}$	Δn	ω_1	ψ_r	$\frac{\psi_m}{\psi_{mn}}$	$\Delta P_{e.s}$	$\Delta P_{e.r}$	$\Delta P_{i.r}$	ΔP_{ad}	ΔP_{mech}	ΔP_{em}^*	$\frac{P_1}{P_{1n}}$	η	$\cos \varphi$	$\frac{U_s}{U_{sn}}$
rpm	–	–	rpm	pu	pu	–	kW	kW	kW	kW	kW	kW	–	%	–	–
2000	0.5	0.687	20.65	1.347	0.711	0.742	1.238	0.856	1.459	0.301	1.371	3.854	0.677	93.96	0.904	0.993
	1	1.318	41.95	1.361	0.703	0.739	4.560	3.459	1.469	1.109	1.371	10.60	1.366	93.14	0.916	1.030
	1.5	1.980	64.35	1.376	0.696	0.740	10.29	7.964	1.494	2.501	1.371	22.24	2.094	91.16	0.888	1.084
	2	2.665	87.96	1.392	0.688	0.745	18.64	14.55	1.537	4.533	1.371	39.26	2.863	88.88	0.845	1.156
	-0.5	0.631	-19.05	1.321	0.725	0.757	1.046	0.758	1.479	0.255	1.371	3.538	-0.598	93.96	-0.889	0.969
	-1	1.212	-37.62	1.308	0.732	0.768	3.857	3.012	1.505	0.938	1.371	9.311	-1.189	93.42	-0.912	0.979
	-1.5	1.791	-55.42	1.296	0.739	0.782	8.422	6.656	1.541	2.048	1.371	18.67	-1.752	91.78	-0.890	1.000
	-2	2.360	-72.51	1.285	0.745	0.798	14.62	11.60	1.586	3.556	1.371	31.36	-2.289	89.92	-0.855	1.031
2500	0.5	0.835	32.59	1.688	0.567	0.594	1.830	1.357	1.254	0.445	2.142	4.887	0.850	93.53	0.919	1.008
	1	1.646	66.51	1.711	0.560	0.596	7.108	5.505	1.287	1.729	2.142	15.63	1.730	91.95	0.883	1.084
	1.5	2.493	102.7	1.735	0.552	0.606	16.32	12.76	1.353	3.969	2.142	34.41	2.672	89.29	0.813	1.199
	2	3.378	141.5	1.761	0.544	0.624	29.95	23.52	1.461	7.284	2.142	62.21	3.685	86.32	0.734	1.353
	-0.5	0.760	-29.49	1.647	0.581	0.608	1.517	1.168	1.274	0.369	2.142	4.327	-0.745	93.63	-0.913	0.976
	-1	1.493	-58.05	1.628	0.588	0.624	5.850	4.632	1.318	1.423	2.142	13.22	-1.470	92.43	-0.887	1.011
	-1.5	2.211	-85.18	1.610	0.595	0.643	12.83	10.20	1.381	3.121	2.142	27.53	-2.153	90.26	-0.829	1.069
	-2	2.911	-111.0	1.593	0.601	0.666	22.25	17.69	1.462	5.411	2.142	46.82	-2.798	87.94	-0.764	1.145
3000	0.25	0.524	23.87	2.016	0.475	0.496	0.720	0.511	1.102	0.175	3.084	2.508	0.521	91.59	0.911	0.993
	0.5	0.996	47.41	2.032	0.471	0.497	2.602	1.984	1.116	0.633	3.084	6.334	1.028	92.82	0.909	1.033
	1	1.985	97.25	2.065	0.464	0.507	10.35	8.080	1.186	2.516	3.084	22.13	2.106	90.62	0.822	1.174
	1.5	3.026	151.2	2.101	0.456	0.529	24.03	18.87	1.323	5.843	3.084	50.06	3.279	87.31	0.711	1.388
	-0.25	0.454	-20.83	1.986	0.482	0.503	0.541	0.401	1.112	0.132	3.084	2.186	-0.436	91.35	-0.897	0.973
	-0.5	0.896	-42.07	1.972	0.486	0.511	2.108	1.658	1.134	0.513	3.084	5.413	-0.888	93.03	-0.910	0.991
	-1	1.774	-82.58	1.945	0.492	0.531	8.261	6.566	1.205	2.009	3.084	18.04	-1.743	91.33	-0.837	1.068
	-1.5	2.626	-120.7	1.920	0.499	0.558	18.10	14.40	1.310	4.403	3.084	38.22	-2.540	88.70	-0.742	1.185
4000	0.25	0.689	43.38	2.696	0.355	0.374	1.246	0.944	0.912	0.303	5.483	3.405	0.706	90.14	0.913	1.021
	0.5	1.334	86.10	2.724	0.352	0.380	4.674	3.639	0.957	1.137	5.483	10.41	1.397	91.09	0.843	1.130
	0.75	2.002	131.0	2.754	0.348	0.394	10.52	8.243	1.042	2.558	5.483	22.36	2.127	89.75	0.748	1.293
	1	2.691	178.4	2.786	0.344	0.414	19.01	14.94	1.170	4.623	5.483	39.74	2.899	87.78	0.653	1.502
	-0.25	0.577	-36.19	2.643	0.362	0.380	0.873	0.683	0.919	0.212	5.483	2.688	-0.572	89.94	-0.914	0.988
	-0.5	1.171	-73.39	2.618	0.366	0.392	3.602	2.864	0.965	0.876	5.483	8.306	-1.165	91.51	-0.859	1.053
	-0.75	1.756	-109.1	2.594	0.369	0.408	8.089	6.440	1.035	1.967	5.483	17.53	-1.728	90.55	-0.776	1.155
	-1	2.327	-143.3	2.571	0.372	0.428	14.22	11.32	1.126	3.458	5.483	30.12	-2.266	89.04	-0.692	1.280

- with the same values of the torque T , the corresponding values of the module I_s of the generalized stator current vector and the electromagnetic power losses ΔP_{em}^* in the first speed zone (when $n \leq n_n$) are significantly smaller than in the second zone (when $n > n_n$);

- extreme (maximum) values are characteristic of graphic dependencies for the efficiency η and the power factor $\cos \varphi$ of the f-r IM in the first and second zones;

- values of motor efficiency η with increasing speed: in the first zone – increase, while in the second zone – decrease;

- the optimal value of the motor torque (corresponding to the maximum value of the efficiency) with increasing speed: in the first zone – it increases, while in the second zone – on the contrary, it decreases.

At the *fifth stage*, we quantitatively estimate the possible errors regarding the main (caused by the first harmonic components of the phase stator voltages and currents) electromagnetic losses ΔP_{em} , if additional and magnetic power losses, as well as components of electrical losses caused by the transport of these power losses through the air gap or to the magnetization circuit of the motor were not taken into account (as, for example, in well-known publications [1–11]).

The calculated analytical dependence for the main electromagnetic power losses (MEPL) ΔP_{em}^* of the short-

circuited f-r IM (which simultaneously takes into account: all types of power losses present in the motor, as well as the above-mentioned electrical components of losses associated with the mentioned transportation of additional and magnetic power losses) obtained based on the diagram in Fig. 1 and formulas (1), (10), (13), (14), (19) is refined and has the following form:

$$\Delta P_{em}^* = R_s \cdot \left[I_{sx}^2 + (I_{1y} + \Delta I_{1y} + \Delta I_{sy})^2 \right] + \Delta P_{i,r} + k_r^2 R_r \cdot (I_{1y} + \Delta I_{1y})^2 + R_{ad}^* \cdot \left[I_{sx}^2 + (I_{1y} + \Delta I_{1y})^2 \right]. \quad (23)$$

In this dependence: the first term is the calculation relation for the main electrical power losses in the stator winding (which take into account, according to (23), the magnetizing I_{sx} and active I_{1y} projections of the generalized stator current vector I_i , as well as the increments ΔI_{sy} and ΔI_{1y} of the stator current, caused by the transportation of magnetic and additional losses; the second term is the magnetic losses $\Delta P_{i,r}$, which are calculated from (1); the third term is the calculation relation for the main electrical losses in the rotor winding (calculated through the active projection I_{1y} of the stator current and the increment ΔI_{1y} of the stator current, which is calculated from (14) and is caused by the transport of additional power losses through the air gap of the motor), and the fourth one is the additional motor power losses ΔP_{ad} , calculated from (10).

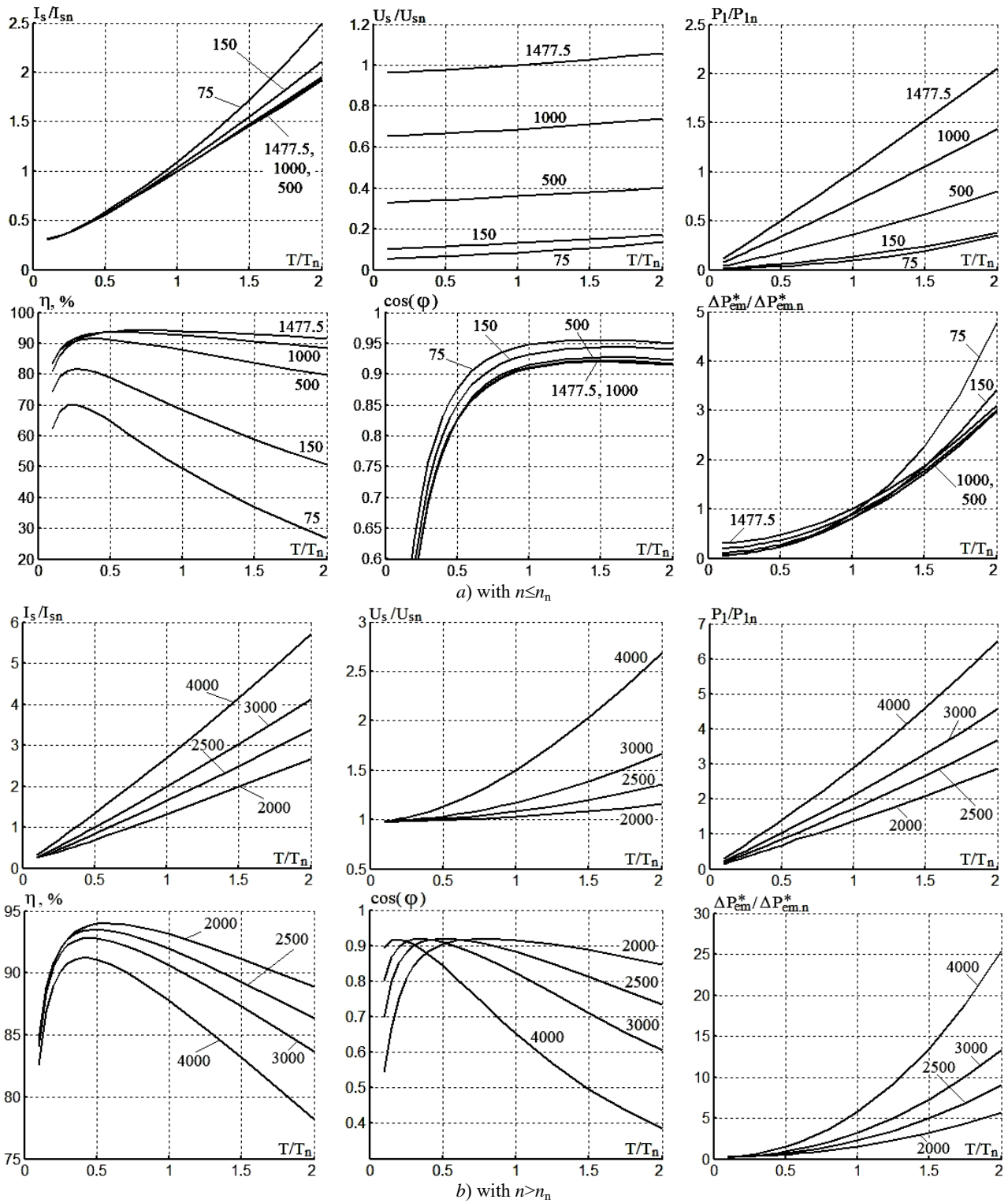


Fig. 2. Graphical dependencies illustrating the change in the motor mode of operation in the first (a) and second (b) speed zones of: the modules of the generalized vectors of the stator current I_s/I_{sn} and voltage U_s/U_{sn} , the efficiency η and the power factor $\cos\varphi$, the main electromagnetic power losses $\Delta P_{em}^*/\Delta P_{em,n}^*$ and the main consumed active power P_1/P_{1n} , – for the f-r IM AT250L4U2 depending on the useful torque T/T_n (at speeds n equal to 75, 150, 500, 1000 and 1477.5 rpm for the first zone, or 2000, 2500, 3000 and 4000 rpm for the second zone)

The importance of obtaining for practice the proposed dependence (23) for the refined calculation of MEPL ΔP_{em}^* is explained by the direct effect of these power losses on motor heating (as a result, the use of this dependence can warn the designers of f-r induction electric drives about motor overheating during operation).

The values of MEPL, which are calculated from inaccurate dependencies (in which there is no taking into

account of at least one type of motor power losses, or at least one of the electrical components spent on transporting additional or magnetic losses), are denoted without an asterisk from above in the form: $\Delta P_{em,1}$, $\Delta P_{em,2}$, $\Delta P_{em,3}$, $\Delta P_{em,4}$ or $\Delta P_{em,5}$. Based on (23) and the accepted notation, we obtain calculation dependencies for determining errors in the calculation of the MEPL of the f-r IM:

$$\Delta P_{\delta 1} = \Delta P_{em}^* - \Delta P_{em.1} = R_s \cdot \left[(I_{1y} + \Delta I_{1y} + \Delta I_{sy})^2 - (I_{1y} + \Delta I_{sy})^2 \right] + k_r^2 R_r \cdot \left[(I_{1y} + \Delta I_{1y})^2 - I_{1y}^2 \right], \quad (24)$$

– in relation to the dependence for $\Delta P_{em.1}$, which is obtained from (23) when $\Delta I_{1y} = 0$ and does not take into account the electrical component of losses caused by the transportation of additional power losses through the air gap of the motor (according to [11]);

$$\Delta P_{\delta 2} = \Delta P_{em}^* - \Delta P_{em.2} = R_s \cdot \left[(I_{1y} + \Delta I_{1y} + \Delta I_{sy})^2 - I_{1y}^2 \right] + k_r^2 R_r \cdot \left[(I_{1y} + \Delta I_{1y})^2 - I_{1y}^2 \right], \quad (25)$$

– in relation to the dependence for $\Delta P_{em.2}$, which is obtained from (23) when $\Delta I_{1y} = 0$, $\Delta I_{sy} = 0$ and does not take into account the components of electrical losses due to the transportation of additional losses through the air gap and of magnetic power losses to the motor magnetization circuit (according to [10]);

$$\Delta P_{\delta 3} = \Delta P_{em}^* - \Delta P_{em.3} = \Delta P_{\delta 1} + R_{ad}^* \cdot (I_{sx}^2 + I_{1\Sigma y}^2) = R_s \cdot \left[(I_{1y} + \Delta I_{1y} + \Delta I_{sy})^2 - (I_{1y} + \Delta I_{sy})^2 \right] + k_r^2 R_r \cdot \left[(I_{1y} + \Delta I_{1y})^2 - I_{1y}^2 \right] + R_{ad}^* \cdot (I_{sx}^2 + I_{1\Sigma y}^2), \quad (26)$$

– in relation to the dependence for $\Delta P_{em.3}$, which is obtained from (23) when $\Delta I_{1y} = 0$, $R_{ad}^* = 0$ and does not take into account additional losses and the electrical component of losses caused by their transportation through the air gap of the motor (according to [3–9]);

$$\Delta P_{\delta 4} = \Delta P_{em}^* - \Delta P_{em.4} = R_s \cdot \left[(I_{1y} + \Delta I_{1y} + \Delta I_{sy})^2 - I_{1y}^2 \right] + k_r^2 R_r \cdot \left[(I_{1y} + \Delta I_{1y})^2 - I_{1y}^2 \right] + R_{ad}^* (I_{sx}^2 + I_{1\Sigma y}^2), \quad (27)$$

– in relation to the dependence for $\Delta P_{em.4}$, which is obtained from (23) when $I_{sy} = 0$, $\Delta I_{1y} = 0$, $R_{ad}^* = 0$ and does not take into account additional losses, as well as components of electrical losses due to the transportation of magnetic and additional power losses;

$$\Delta P_{\delta 5} = \Delta P_{em}^* - \Delta P_{em.5} = \Delta P_{\delta 4} + \Delta P_{ir} = R_s \cdot \left[(I_{1y} + \Delta I_{1y} + \Delta I_{sy})^2 - I_{1y}^2 \right] + \Delta P_{ir} + k_r^2 R_r \cdot \left[(I_{1y} + \Delta I_{1y})^2 - I_{1y}^2 \right] + R_{ad}^* (I_{sx}^2 + I_{1\Sigma y}^2) \quad (28)$$

– in relation to the dependence for $\Delta P_{em.5}$, which is obtained from (23) when $\Delta I_{sy} = 0$, $\Delta I_{1y} = 0$, $R_{ad}^* = 0$, $\Delta P_{ir} = 0$ and does not take into account magnetic and additional losses, as well as components of electrical losses for their transportation to the magnetization circuit or through the air gap of the motor, respectively (which, as is known, is characteristic of the idealized representation of the IM [1, 2]).

Results of calculations carried out by (24) – (28) of absolute values of errors $\Delta P_{\delta 1}$, $\Delta P_{\delta 2}$, $\Delta P_{\delta 3}$, $\Delta P_{\delta 4}$, $\Delta P_{\delta 5}$, as well as relative values of these errors $\Delta P_{\delta 1}/\Delta P_{em}^*$, $\Delta P_{\delta 2}/\Delta P_{em}^*$, $\Delta P_{\delta 3}/\Delta P_{em}^*$, $\Delta P_{\delta 4}/\Delta P_{em}^*$ and $\Delta P_{\delta 5}/\Delta P_{em}^*$ are given in Table 4, 5, from the analysis of which it follows that:

Table 4

Calculated ratios of electromagnetic and energy quantities, as well as absolute values of errors $\Delta P_{\delta 1}$, $\Delta P_{\delta 2}$, $\Delta P_{\delta 3}$, $\Delta P_{\delta 4}$, $\Delta P_{\delta 5}$ for the f-r IM AT250L4U2 in the first speed zone (when $n \leq n_n$)

n	$\frac{T}{T_n}$	$\frac{I_s}{I_{1\Sigma}}$	$\frac{I_s}{I_1}$	$\frac{I_{1\Sigma}}{I_1}$	$\frac{\Delta I_{sy}}{I_{sn}}$	$\frac{\Delta I_{1y}}{I_{sn}}$	$\frac{\Delta P_{\delta 1}}{\Delta P_{em}^*}$	$\frac{\Delta P_{\delta 2}}{\Delta P_{em}^*}$	$\frac{\Delta P_{\delta 3}}{\Delta P_{em}^*}$	$\frac{\Delta P_{\delta 4}}{\Delta P_{em}^*}$	$\frac{\Delta P_{\delta 5}}{\Delta P_{em}^*}$	$\Delta P_{\delta 1}$	$\Delta P_{\delta 2}$	$\Delta P_{\delta 3}$	$\Delta P_{\delta 4}$	$\Delta P_{\delta 5}$
rpm	–	–	–	–	%	%	%	%	%	%	%	kW	kW	kW	kW	kW
1477.5	0.5	1.021	1.024	1.002	1.370	0.153	0.210	1.258	6.341	7.389	60.31	0.007	0.041	0.209	0.243	1.983
	1	1.013	1.018	1.005	1.378	0.484	0.624	1.614	9.855	10.84	35.88	0.043	0.112	0.682	0.750	2.481
	1.5	1.009	1.017	1.007	1.391	1.037	1.069	1.866	11.64	12.44	25.78	0.138	0.242	1.507	1.610	3.336
	2	1.007	1.017	1.010	1.407	1.815	1.508	2.156	12.71	13.35	21.42	0.323	0.462	2.720	2.858	4.584
	-0.5	0.979	0.977	0.998	1.363	0.146	-0.201	-1.250	6.019	4.970	62.19	-0.006	-0.039	0.187	0.154	1.927
	-1	0.987	0.982	0.995	1.366	0.464	-0.619	-1.640	8.850	7.830	35.59	-0.040	-0.106	0.573	0.507	2.302
	-1.5	0.991	0.984	0.993	1.371	0.992	-1.065	-1.890	9.756	8.931	23.99	-0.129	-0.229	1.181	1.081	2.905
	-2	0.993	0.984	0.991	1.380	1.728	-1.501	-2.173	9.918	9.246	18.54	-0.300	-0.434	1.982	1.848	3.704
1000	0.5	1.019	1.022	1.004	1.220	0.224	0.391	1.576	8.177	9.362	49.95	0.010	0.041	0.210	0.241	1.284
	1	1.012	1.019	1.007	1.229	0.713	1.026	2.007	11.32	12.30	28.98	0.064	0.124	0.701	0.762	1.794
	1.5	1.008	1.019	1.011	1.241	1.535	1.672	2.422	12.88	13.63	22.00	0.205	0.297	1.577	1.669	2.694
	2	1.007	1.021	1.014	1.257	2.698	2.308	2.904	13.91	14.51	19.42	0.480	0.603	2.891	3.014	4.034
	-0.5	0.981	0.978	0.997	1.212	0.217	-0.386	-1.591	7.648	6.443	50.79	-0.009	-0.038	0.185	0.156	1.228
	-1	0.988	0.981	0.993	1.212	0.687	-1.027	-2.044	9.574	8.558	27.40	-0.060	-0.118	0.554	0.495	1.586
	-1.5	0.992	0.982	0.990	1.216	1.463	-1.670	-2.449	9.800	9.021	18.78	-0.190	-0.279	1.117	1.028	2.140
	-2	0.994	0.980	0.987	1.222	2.540	-2.296	-2.916	9.527	8.906	14.82	-0.441	-0.560	1.829	1.710	2.846
500	0.5	1.015	1.023	1.007	0.994	0.448	1.036	2.311	11.40	12.67	34.28	0.020	0.045	0.220	0.245	0.663
	1	1.010	1.024	1.014	1.005	1.441	2.294	3.179	13.80	14.69	21.97	0.128	0.178	0.772	0.822	1.229
	1.5	1.007	1.028	1.021	1.018	3.129	3.550	4.187	15.41	16.04	19.42	0.419	0.494	1.817	1.892	2.290
	2	1.005	1.034	1.029	1.035	5.544	4.803	5.296	16.80	17.30	19.19	0.991	1.093	3.469	3.570	3.960
	-0.5	0.985	0.978	0.993	0.981	0.434	-1.042	-2.363	9.755	8.434	32.98	-0.019	-0.043	0.175	0.152	0.593
	-1	0.990	0.977	0.987	0.978	1.361	-2.296	-3.224	9.552	8.624	17.48	-0.118	-0.165	0.490	0.443	0.897
	-1.5	0.993	0.974	0.980	0.977	2.877	-3.517	-4.191	8.592	7.918	12.34	-0.373	-0.445	0.912	0.841	1.309
	-2	0.995	0.969	0.974	0.979	4.961	-4.816	-5.242	7.485	6.959	9.626	-0.857	-0.952	1.360	1.264	1.749
150	0.5	1.011	1.035	1.024	0.704	1.542	4.248	5.311	16.90	17.96	22.96	0.069	0.087	0.276	0.294	0.375
	1	1.007	1.058	1.051	0.722	5.148	8.318	8.951	20.62	21.26	22.57	0.466	0.502	1.157	1.192	1.266
	1.5	1.005	1.085	1.080	0.743	11.65	12.57	13.00	24.82	25.25	25.76	1.603	1.658	3.165	3.219	3.285
	2	1.004	1.117	1.113	0.769	21.62	16.99	17.31	29.23	29.55	29.79	4.025	4.100	6.922	6.998	7.056
	-0.5	0.989	0.968	0.978	0.673	1.407	-4.229	-5.376	8.991	7.845	14.70	-0.060	-0.077	0.128	0.112	0.210
	-1	0.993	0.952	0.958	0.659	4.282	-8.055	-8.764	4.583	3.874	6.210	-0.366	-0.398	0.208	0.176	0.282
	-1.5	0.995	0.935	0.940	0.647	8.818	-11.84	-12.34	0.636	0.135	1.342	-1.122	-1.169	0.060	0.013	0.127
	-2	0.996	0.919	0.922	0.635	14.84	-15.58	-15.97	-3.170	-3.558	-2.794	-2.497	-2.559	-0.508	-0.570	-0.448

Table 5

Calculated ratios of electromagnetic and energy quantities, as well as absolute values of errors $\Delta P_{\delta 1}, \Delta P_{\delta 2}, \Delta P_{\delta 3}, \Delta P_{\delta 4}, \Delta P_{\delta 5}$ for the f-r IM AT250L4U2 in the second speed zone (when $n > n_n$)

n	$\frac{T}{T_n}$	$\frac{I_s}{I_{1\Sigma}}$	$\frac{I_s}{I_1}$	$\frac{I_{1\Sigma}}{I_1}$	$\frac{\Delta I_{sy}}{I_{sn}}$	$\frac{\Delta I_{ly}}{I_{sn}}$	$\frac{\Delta P_{\delta 1}}{\Delta P_{em}^*}$	$\frac{\Delta P_{\delta 2}}{\Delta P_{em}^*}$	$\frac{\Delta P_{\delta 3}}{\Delta P_{em}^*}$	$\frac{\Delta P_{\delta 4}}{\Delta P_{em}^*}$	$\frac{\Delta P_{\delta 5}}{\Delta P_{em}^*}$	$\Delta P_{\delta 1}$	$\Delta P_{\delta 2}$	$\Delta P_{\delta 3}$	$\Delta P_{\delta 4}$	$\Delta P_{\delta 5}$
rpm	–	–	–	–	%	%	%	%	%	%	%	kW	kW	kW	kW	kW
2000	0.5	1.016	1.019	1.003	1.118	0.226	0.357	1.338	8.132	9.114	46.00	0.014	0.052	0.313	0.352	1.773
	1	1.009	1.015	1.007	1.125	0.853	0.978	1.695	11.54	12.26	25.41	0.104	0.180	1.223	1.299	2.692
	1.5	1.006	1.016	1.010	1.145	1.955	1.615	2.140	13.03	13.55	19.75	0.359	0.476	2.898	3.015	4.393
	2	1.004	1.018	1.014	1.177	3.593	2.268	2.680	14.02	14.43	17.94	0.890	1.052	5.504	5.666	7.041
	-0.5	0.983	0.981	0.997	1.133	0.200	-0.318	-1.327	7.319	6.310	49.12	-0.011	-0.047	0.259	0.223	1.738
	-1	0.991	0.985	0.994	1.153	0.718	-0.871	-1.655	9.666	8.882	25.83	-0.081	-0.154	0.900	0.827	2.405
	-1.5	0.994	0.985	0.992	1.181	1.545	-1.395	-1.992	10.02	9.422	18.28	-0.260	-0.372	1.870	1.759	3.411
	-2	0.995	0.984	0.989	1.215	2.652	-1.884	-2.369	9.878	9.394	14.93	-0.591	-0.743	3.098	2.946	4.684
2500	0.5	1.011	1.016	1.004	0.961	0.338	0.528	1.363	9.671	10.51	35.34	0.026	0.067	0.473	0.513	1.727
	1	1.006	1.014	1.008	0.986	1.343	1.315	1.851	12.54	13.07	20.77	0.206	0.289	1.959	2.043	3.246
	1.5	1.004	1.017	1.013	1.037	3.139	2.118	2.506	13.87	14.25	17.80	0.729	0.862	4.770	4.904	6.124
	2	1.003	1.021	1.018	1.119	5.857	2.958	3.271	14.90	15.21	17.25	1.840	2.035	9.271	9.465	10.73
	-0.5	0.988	0.984	0.996	0.976	0.286	-0.464	-1.349	8.508	7.623	37.95	-0.020	-0.058	0.368	0.330	1.642
	-1	0.993	0.986	0.993	1.010	1.079	-1.146	-1.746	10.05	9.451	20.02	-0.152	-0.231	1.329	1.250	2.647
	-1.5	0.995	0.985	0.990	1.058	2.331	-1.769	-2.219	9.982	9.531	15.00	-0.487	-0.611	2.748	2.624	4.130
	-2	0.996	0.983	0.987	1.120	3.991	-2.351	-2.721	9.608	9.238	12.73	-1.101	-1.274	4.498	4.325	5.960
3000	0.25	1.016	1.018	1.002	0.844	0.131	0.246	1.127	7.195	8.076	51.14	0.006	0.028	0.181	0.203	1.283
	0.5	1.009	1.014	1.005	0.855	0.484	0.704	1.395	10.79	11.48	28.40	0.045	0.088	0.683	0.727	1.799
	1	1.005	1.015	1.010	0.908	1.971	1.649	2.070	13.22	13.64	18.58	0.365	0.458	2.924	3.018	4.110
	1.5	1.003	1.019	1.016	1.014	4.670	2.628	2.944	14.53	14.85	17.18	1.316	1.474	7.275	7.434	8.599
	-0.25	0.983	0.980	0.998	0.852	0.104	-0.194	-1.086	6.213	5.321	57.10	-0.004	-0.024	0.136	0.116	1.248
	-0.5	0.991	0.986	0.996	0.868	0.395	-0.611	-1.362	9.303	8.552	30.25	-0.033	-0.074	0.504	0.463	1.637
	-1	0.995	0.987	0.992	0.923	1.512	-1.403	-1.883	10.15	9.670	16.83	-0.253	-0.340	1.831	1.744	3.036
	-1.5	0.996	0.984	0.988	1.003	3.262	-2.122	-2.488	9.797	9.430	13.22	-0.811	-0.951	3.744	3.604	5.054
4000	0.25	1.010	1.014	1.003	0.699	0.230	0.430	1.157	9.386	10.11	36.17	0.015	0.039	0.320	0.344	1.232
	0.5	1.006	1.012	1.007	0.733	0.880	1.052	1.539	12.14	12.63	21.34	0.110	0.160	1.264	1.315	2.221
	0.75	1.004	1.014	1.010	0.798	2.007	1.677	2.047	13.33	13.70	17.99	0.375	0.458	2.981	3.063	4.022
	1	1.003	1.017	1.014	0.896	3.675	2.320	2.634	14.19	14.50	17.13	0.922	1.047	5.638	5.762	6.807
	-0.25	0.988	0.985	0.997	0.704	0.165	-0.329	-1.115	7.976	7.190	42.18	-0.009	-0.030	0.214	0.193	1.134
	-0.5	0.994	0.988	0.994	0.739	0.667	-0.886	-1.436	10.08	9.528	21.70	-0.074	-0.119	0.837	0.791	1.802
	-0.75	0.996	0.987	0.992	0.792	1.479	-1.399	-1.820	10.23	9.807	16.13	-0.245	-0.319	1.793	1.719	2.828
	-1	0.996	0.986	0.989	0.863	2.573	-1.882	-2.236	9.993	9.639	13.73	-0.567	-0.673	3.010	2.904	4.136

- due to taking into account the mentioned increment ΔI_{ly} , the accuracy of determining the module $I_{1\Sigma}$ of the stator current in the motor mode of the f-r IM (in comparison with the module I_1 of the stator current, in which this increment is not taken into account) increases, according to the relations $I_{1\Sigma}/I_1$, by (0.2 – 11.3) %, where the largest values of these relations refer to low speeds and increased values of the useful torque T , and smaller values to increased speeds and reduced values of this torque T ;

- according to the calculated values of the relationships $I_s/I_{1\Sigma}$, as a result of taking into account the mentioned increment ΔI_{sy} , the accuracy of the calculation of the module I_s of the generalized vector of the stator current I_s in the motor mode of the f-r IM increases by (0.3 – 2.1) %;

- in the motor mode, in the first speed zone, the value of increment $\Delta I_s/I_{sn}$ of the active projection of the stator current of the f-r IM increases with an increase in speed n , and in the second zone, on the contrary, they decrease;

- the relative errors $\Delta P_{\delta 3}/\Delta P_{em}^*$, $\Delta P_{\delta 4}/\Delta P_{em}^*$ and $\Delta P_{\delta 5}/\Delta P_{em}^*$ always have only positive values which indicates the underestimated values of MEPL from (26) – (28): $\Delta P_{em,3} < \Delta P_{em}^*$, $\Delta P_{em,4} < \Delta P_{em}^*$ и $\Delta P_{em,5} < \Delta P_{em}^*$ – in comparison with their refined value ΔP_{em}^* ;

- at the same speed and equal (in absolute value) values of the useful torque of the motor, the lowest values

in absolute value among all considered types of errors are inherent, according to Table 4, 5, relative errors $\Delta P_{\delta 1}/\Delta P_{em}^*$ and $\Delta P_{\delta 2}/\Delta P_{em}^*$ (the algebraic signs of which are positive in motor mode and negative in generator mode); as a result of the latter, in the generator mode, the values of the calculated power losses $\Delta P_{em,1}$ and $\Delta P_{em,2}$ exceed the refined values of ΔP_{em}^* MEPL calculated from (23);

- in the first and second speed zones in motor and generator modes, the absolute value of all relative errors: $\Delta P_{\delta 1}/\Delta P_{em}^*$, $\Delta P_{\delta 2}/\Delta P_{em}^*$, $\Delta P_{\delta 3}/\Delta P_{em}^*$, $\Delta P_{\delta 4}/\Delta P_{em}^*$, $\Delta P_{\delta 5}/\Delta P_{em}^*$ – with a decrease in speed and an increase (by absolute value) of the useful torque, of the f-r IM increases, which is caused by the influence of the electrical loss component, which is due to the transportation of additional power losses through motor air gap.

We note that (despite the obtained identical type of calculation dependencies for electromagnetic processes and energy parameters of the real f-r IM mode in relation to the motor and generator modes of its operation) with the same absolute value, but with the opposite algebraic sign of the values of the useful torque T , it is observed (according to the calculated data from Tables 2 – 5) the difference in motor and generator operating modes in the calculated values: module I_s of the stator current, electromagnetic torque $|T_{em}|$, refined MEPL ΔP_{em}^* , calculation errors $\Delta P_{\delta 1}$, $\Delta P_{\delta 2}$, $\Delta P_{\delta 3}$,

ΔP_{δ_4} , ΔP_{δ_5} and other motor mode parameters. This is explained by the fact that: firstly, in the motor mode, the directions of action of the useful torque T and the mechanical losses of the torque ΔT_{mech} are opposite to each other (and in the generator mode, they coincide); secondly, in the motor mode, the algebraic sign of the component of the active projection I_{I_y} of the generalized stator current vector coincides with the signs of the increments ΔI_{I_y} , $\Delta I_{I_{sy}}$ of the stator current caused by the transportation of additional and magnetic power losses (while in the generator mode, the algebraic sign of the projection I_{I_y} is opposite to the signs of the specified increments ΔI_{I_y} and $\Delta I_{I_{sy}}$).

The results of the research carried out in the article are recommended to scientists and engineers who are engaged in the research of electromagnetic and energy processes of the f-r IMs and the design of energy-efficient control (which ensures the minimization of electromagnetic power losses or consumed active electric power) for these motors.

Conclusions. Analytical calculation dependencies are obtained to determine the increments of the active projection of the generalized stator current vector of the frequency-regulated induction motor, caused by the transportation of additional and magnetic power losses through the air gap or to the magnetization circuit of the motor, respectively. With the use of these dependencies, refined calculations of the main electromagnetic power losses, the main consumed active power, the efficiency and the power factor of the mentioned motor in steady-state motor and generator modes were performed.

Conflict of interest. The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

1. Kovacs K.P., Racz I. *Transiente vorgange in wechselstrommaschinen*. Budapest, Verlag der ungarischen akademie der wissenschaften, 1959. 514 p. (Ger).
2. Leonhard W. *Control of Electrical Drives*. Springer Berlin, Heidelberg, 2001. 460 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-3-642-56649-3>.
3. Bose B.K. *Modern power electronics and AC drives*. New Jersey, Prentice Hall RTR, 2002. 711 p.
4. Say M.G. *Alternating current machines. Fourth Edition*. Edinburgh, Heriot-Watt University, a Pitman international text. 1976. 543 p.
5. Pyrhonen J., Jokinen T., Hrabovcova V. *Design of rotating electrical machines*. John Wiley & Sons, Ltd. 2008. 512 p.
6. Kothari D.P., Nagrath I.J. *Electric Machines. Fourth Edition*. New Delhi, Tata McGraw Hill Education Private Limited, 2010. 759 p.

How to cite this article:

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>

7. Sahdev S.K. *Electrical machines*. Cambridge University Press, 2018. 954 p.
8. Kirschen D.S., Novotny D.W., Suwanwisoot W. Minimizing Induction Motor Losses by Excitation Control in Variable Frequency Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1984, vol. IA-20, no. 5, pp. 1244-1250. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.1984.4504590>.
9. Aswathy M.S, Beevi M.W. High performance induction motor drive in field weakening region. *2015 International Conference on Control Communication & Computing India (ICCC)*, 2015, pp. 242-247. doi: <https://doi.org/10.1109/ICCC.2015.7432899>.
10. Volkov V.A. Energy-saving tachograms of acceleration (deceleration) of a frequency-regulated asynchronous engine. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*, 2019, no. 4, pp. 55-62. doi: <https://doi.org/10.29202/nvngu/2019-4/11>.
11. Volkov V. Minimization of electrical consumption of a frequency-regulation induction motor with a fan load in start-braking regimes. *Electromechanical and Energy Saving Systems*, 2021, vol. 4, no. 56, pp. 8-24. doi: <https://doi.org/10.30929/2072-2052.2021.4.56.8-24>.
12. Ostashevsky M.O. *Electric machines and transformers*. Kyiv, Caravela Publ., 2018. 452 p. (Ukr).
13. Hrabko V.V., Rozvodyuk M.P., Levytskyi S.M., Kazak M.O. *Experimental studies of electric machines. Part III. Induction machines*. Vinnytsia, VNTU Publ., 2007. 197 p. (Ukr).
14. Schwarz K.K. Survey of basic stray losses in squirrel-cage induction motors. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 1964, vol. 111, no. 9, pp. 1565-1574. doi: <https://doi.org/10.1049/piee.1964.0258>.
15. Agamloh E.B. An Evaluation of Induction Machine Stray Load Loss From Collated Test Results. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010, vol. 46, no. 6, pp. 2311-2318. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2010.2070474>.
16. Boglietti A., Cavagnino A., Lazzari M., Pastorelli M. International Standards for the Induction Motor Efficiency Evaluation: A Critical Analysis of the Stray-Load Loss Determination. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2004, vol. 40, no. 5, pp. 1294-1301. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2004.834034>.

Received 11.02.2024

Accepted 25.05.2024

Published 20.08.2024

V.A. Volkov¹, PhD, Associate Professor,
N.L. Antonov¹, PhD, Dean of Electrical Engineering Faculty,
¹National University «Zaporizhzhia Polytechnic»,
64, Zhykovskii Str., Zaporizhzhia, 69063, Ukraine,
e-mail: green_stone@ukr.net (Corresponding Author);
nickanto@zp.edu.ua

B. Nemouchi, S.E. Rezgui, H. Benalla, K. Nebti

Fractional-based iterative learning-optimal model predictive control of speed induction motor regulation for electric vehicles application

Introduction. A new control strategy based on the combination of optimal model predictive control (OMPC) with fractional iterative learning control (F-ILC) for speed regulation of an induction motor (IM) for electric vehicles (EVs) application is presented. OMPC uses predictive models to optimize speed control actions by considering the dynamic behavior of the IM, when integrated with the F-ILC, the system learns and refines the speed control iteratively based on previous iterations, adapting to the specific characteristics of the IM and improving performance over time. The synergy between OMPC and F-ILC named F-ILC-OMPC enhances the precision and adaptability of speed control for IMs in EVs application, and optimizes the energy efficiency and responsiveness under varying driving conditions. **The novelty** lies in the conjunction of the OMPC with the ILC-based on the fractional calculus to regulate the speed of IMs, which is original. **Purpose.** The new control strategy provides increased performance, robustness and adaptability to changing operational conditions. **Methods.** The mathematical development of a control law that mitigates the disturbance and achieves accurate and efficient speed regulation. The effectiveness of the suggested control strategy was assessed via simulations in MATLAB conducted on an IM system. **Results.** The results clearly show the benefits of the F-ILC-OMPC methodology in attaining accurate speed control, minimizing steady-state error and enhanced disturbance rejection. **Practical value.** The main perspective lies in the development of a speed control strategy for IMs for EVs and the establishment of reliable and efficient electrical systems using ILC-OMPC control. This research has the prospect of a subsequent implementation of these results in experimental prototypes. References 24, tables 2, figures 9.

Key words: optimal model predictive control, iterative learning control, induction motor, speed control, electric vehicles.

Вступ. Представлено нову стратегію керування, яка базується на поєднанні прогнозного керування оптимальною моделлю (ОМРС) з дробовим ітеративним навчальним керуванням (F-ІЛС) для регулювання швидкості асинхронного двигуна (АД) для застосування в електромобілях. ОМРС використовує прогнозні моделі для оптимізації дії керування швидкістю, враховуючи динамічну поведінку АД. При інтеграції з ІЛС на основі дробів система вивчає та вдосконалює керування швидкістю ітеративно на основі попередніх ітерацій, адаптуючись до конкретних характеристик АД та підвищення продуктивності з часом. Синергія між ОМРС і F-ІЛС під назвою F-ІЛС-ОМРС підвищує точність і адаптивність регулювання швидкості для АД в електромобілях, а також оптимізує енергоефективність і чутливість за різних умов руху. **Новизна** полягає в поєднанні ОМРС з ІЛС на основі дробового числення для регулювання швидкості АД, що є оригінальним. **Призначення.** Нова стратегія управління забезпечує підвищену продуктивність, надійність і адаптивність до мінливих умов експлуатації. **Методи.** Математичний розвиток закону керування, який пом'якшує збурення та досягає точного та ефективного регулювання швидкості. Ефективність запропонованої стратегії керування була оцінена за допомогою моделювання у MATLAB, проведеного на системі АД. **Результати.** Результати чітко показують переваги методології F-ІЛС-ОМРС у досягненні точного контролю швидкості, мінімізації стаціонарної помилки та покращеного усунення перешкод. **Практична цінність.** Основна перспектива полягає в розробці стратегії регулювання швидкості АД для електромобілів і створення надійних і ефективних електричних систем з використанням керування ІЛС-ОМРС. Дане дослідження має перспективу подальшого впровадження цих результатів в експериментальні прототипи. Бібл. 24, табл. 2, рис. 9.

Ключові слова: оптимальна модель прогнозного керування, ітераційне навчальне керування, асинхронний двигун, керування швидкістю, електромобілі.

Abbreviations

DTC	Direct Torque Control	IM	Induction Motor
EV	Electric Vehicle	ILC	Iterative Learning Control
FCS-PTC	Finite Control Set-Predictive Torque Control	MPC	Model Predictive Control
F-ILC	Fractional Iterative Learning Control	OMPC	Optimal Model Predictive Control
IFOC	Indirect Field-Oriented Control	SVM	Space Vector Modulation

Introduction. EV is a vehicle that uses one or more electric motors for propulsion. In contrast to traditional vehicles that rely only on internal combustion drive fueled by gasoline or diesel, EVs include reduced greenhouse gas emissions, lower operating costs due to lower maintenance and electricity costs compared with gasoline, and the potential for using renewable energy sources to charge batteries.

Several types of electric motors are commonly employed in these vehicles. The choice of motor depends on factors such as vehicle type, performance requirements, and cost. IMs offer several advantages when used in EVs, contributing to their widespread adoption in the automotive industry. It has a simple and robust design, and the simplicity of the IMs results in lower maintenance requirements. In addition, IMs can

operate at high efficiency levels and are self-starting, eliminating the need for additional starting mechanisms.

The motor's driver (traction inverter and controller) is a crucial component of an EV. It regulates the power supplied to the electric motor based on the driver's input and other factors. It can adjust the voltage and current to control the speed of the electric motor. Speed control is part of a larger vehicle control system that manages various aspects, including safety, stability, and efficiency. This overarching system integrates inputs from multiple sensors and subsystems to ensure a smooth and controlled driving experience.

There are many methods for controlling the speed of EVs that can be applied to a variety of electric motors. One can site some of them, like the PID controller which

involves proportional, integral and derivative components to regulate the system. It helps in achieving the desired speed regulation of EV motors [1].

In [2], authors proposed a back-stepping control technique with SVM strategy for IM. A load torque observer was designed to enhance speed tracking, and system stability was studied using Lyapunov theory.

The authors [3] have used a model reference adaptive system observer to ensure the continuity of the drive of a permanent magnet synchronous motor and improve its reliability by eliminating the speed sensor. The performance and robustness of the system were tested using real driving scenarios.

Other researchers have used the zeta converters in improving the speed control of brushless DC motors for small EVs. The goal was to develop EVs that reduce emissions by utilizing renewable fuels. The study proposed the use of a PI controller assisted by a hysteresis current controller to regulate the motor's speed [4].

The paper [5] presented a new approach for estimating the speed of in-wheel EV with two independent rear drives. This study focused on the use of variable-speed IMs. The objective is to improve the dynamic performance of the control system using type-1 and type-2 fuzzy logic controllers in a model reference adaptive system.

The authors of [6] have developed and tested a DTC control for EVs for a six-phase motor with adaptive speed estimator, and extensive SVM.

Another DTC scheme with a predictive speed and flux control of an IM for an EV was used in [7], authors proposed also a sliding mode observer to accomplish a sensorless estimation technique in aim to achieve efficient torque control and higher efficiency. The design has included the implementation of the sliding mode observer, with stator currents transformation, and flux angle estimation.

The main work in [8] was the design of a speed-sensorless control based on finite control set-predictive torque control (FCS-PTC) in IM drive system. An adaptive fading-based extended Kalman filter observer was used to estimate the angular speed and the flux that are required for the FCS-PTC algorithm. The load torque is estimated to improve speed estimation performance, and it is used in the feed-forward control loop to enhance load disturbance rejection. It was shown that FCS-PTC offers advantages such as easy implementation, handling of nonlinearities, and inclusion of constraints.

The fractional PID controller is a type of control system that extends the traditional PID controller by introducing fractional-order calculus into the proportional, integral, and derivative terms [9]. This type of controller has attracted great interest from researchers thanks to its advantages.

In [10] the authors address the issue of torque ripples generated by a motor when using a PID controller, which can lead to increased noise in the system. They proposed a fractional-order-based PID control scheme that offers faster tracking and reduces the magnitude of torque ripples compared to traditional PID control. Authors of [11] have applied a new controller for EV speed control which was based on a fuzzy fractional-order PID algorithm and the Ant Colony Optimization technique for

parameter's tuning was used. The controller's performance was evaluated using the new European driving cycle.

The goal of the paper is the design of a new strategy for speed control of an IM using a combination of OMPC and ILC. The objective is to achieve accurate and efficient speed regulation of the motor in EVs application. OMPC leverages predictive models to optimize speed control actions, it provides a real-time optimization approach that predicts future motor behavior and generates control signals accordingly. When combined with ILC, the system benefits from iterative learning, enabling it to refine speed control based on previous experiences, which enables the system to learn from previous iterations and improve performance over time. The ILC uses the error information from previous control cycles to update the control inputs and reduce tracking errors in subsequent iterations. The proposed control strategy was evaluated through simulations of an IM system. The results demonstrate the effectiveness of the OMPC-ILC approach in achieving precise speed control with reduced steady-state error and improved disturbance rejection compared with other control methods.

IM model and theory of the control. The powertrain of an EV is a system that propels the vehicle by converting electrical energy from the battery into mechanical energy for driving (Fig. 1). It typically consists of several key components that work together to achieve efficient and controlled vehicle movement [12, 13].

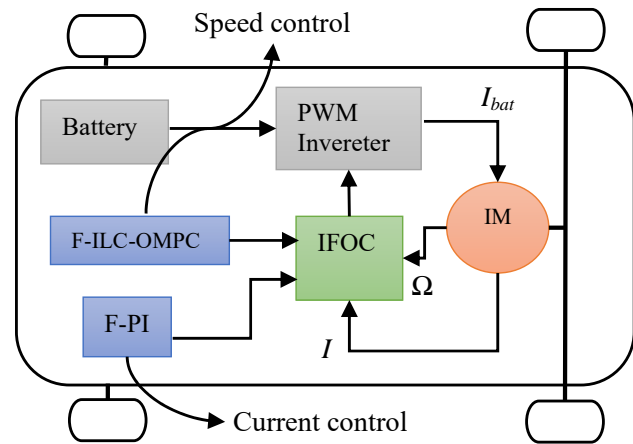


Fig. 1. EV powertrain

IM belongs to electric motors which are predominant in EVs, thanks to its simplicity, reliability, and robustness. The mathematical model of the motor's electric and mechanical dynamics is given by the equations (1)–(4) [14]:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_e \varphi_{qs}; \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} - \omega_e \varphi_{ds}; \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \varphi_{qs}; \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \varphi_{ds}; \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}; \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}; \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}; \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}; \end{cases} \quad (2)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_L - f \Omega; \quad (3)$$

$$T_{em} = p(\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}), \quad (4)$$

where $v_d, v_q, i_d, i_q, \varphi_d$ and φ_q are the dq components of the rotor (symbol «r») and stator (symbol «s») voltage, current and flux linkage, respectively; L_r, L_s, R_r, R_s are the rotor and stator self-inductances and resistances; p is the pairs number of poles; ω is the angular speed; L_m is the magnetizing inductance; J is the motor moment inertia; Ω is the speed; T_{em} is the motor torque; T_L is the load torque; f is the viscous friction coefficient

Indirect field-oriented control. Also known as vector control, it's a popular control strategy used in the field of electric motor control. The primary objective of IFOC is to control the stator currents of a three-phase AC IM in a manner that simplifies the control task. Speed control is achieved by regulating the torque-producing current based on the desired speed (Fig. 2).

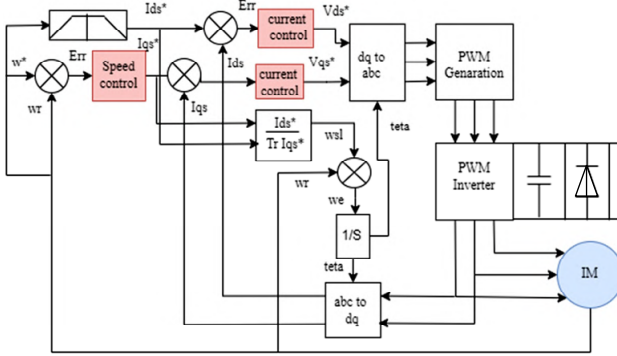


Fig. 2. Block diagram of control strategy IFOC

IFOC provides several advantages, including high dynamic performance, efficient torque control, and the ability to operate over a wide speed range. It is widely used in applications where precise control of motor performance is crucial, such as in EVs.

Iterative learning control. The control law within the framework of ILC is presented as the mathematical relationship or the algorithm that determines how to adjust control inputs at each iteration to reduce errors and enhance performance over time. The underlying objective of this control law is to assimilate insights derived from errors encountered in previous iterations and to make adjustments to control inputs for a more efficient convergence towards the desired performance. The PID-type ILC control law is given as follows [15, 16]:

$$U_{k+1}(t) = U_k(t) + K_p e_k(t) + K_i \int e_k(t) dt + K_d \dot{e}_k(t), \quad (5)$$

where $U_k(t)$ is the control input at the current iteration; $U_{k+1}(t)$ is the control input at the next iteration; $e_k(t)$ is the error between the desired and actual outputs at the current iteration.

In (5), the control input for the next iteration $U_{k+1}(t)$ is modified based on the current control input $U_k(t)$ and

the error $e_k(t)$ observed in the current iteration. This adjustment is scaled by the learning parameter (K_p, K_i and K_d) that determine the magnitude of the control input adjustment. It is worth highlighting that the actual structure of the control law may be more intricate and could encompass additional terms or considerations depending on the unique attributes of the system and the task at hand. The selection of the learning (K_p, K_i and K_d) is pivotal and may necessitate tuning to attain optimal performance in a specific application.

Optimal model predictive control. MPC is an advanced control strategy used in various industries to optimize the performance of dynamic systems. OMPC is an extension of MPC that emphasizes finding an optimal control policy while considering system constraints, dynamic models, and performance objectives [17, 18].

These models are used to predict the future behavior of the system based on current and past states and inputs.

The dual mode represents a control strategy that relies on predictions using two distinct modes. The first mode is applied when the system is distant from the steady state, while the second mode comes into play as the system approaches the desired operating point.

The control law can be elaborated as [17, 19]:

$$U_k = -KX_k + C_k \cdot K \leq n_c; \quad (6)$$

$$U_k = -KX_k \cdot K > n_c, \quad (7)$$

where n_c is the control horizon; C_k is the perturbations; X_k is the state space model; K is the state feedback gain, it can be determined by using the MATLAB command $[K] = dlqr(A, B, Q, R)$, where Q and R are the real symmetric matrices, semi-positive definite, and positive definite, respectively.

The cost function is expressed as:

$$J = X_k^T S_k X_k + C_{\rightarrow k}^T S_{cx} C_{\rightarrow k} + 2X_k^T S_{cx} C_{\rightarrow k}, \quad (8)$$

where S_k, S_c and S_{cx} are the parameters of the cost function after solving using a standard Lyapunov identity to form the predicted cost.

To ensure good performance and tracking of the reference r , we propose setting ($Y_k = r$), we added some terms (X_{ss}) and (U_{ss}) at each step k , that express the desired stable state as follows ($X_k = \hat{X}_k + X_{ss}$) and ($U_k = \hat{U}_k + U_{ss}$):

$$Y_k = CX_k; \quad (9)$$

$$X_{ss} = AX_x + BU_{ss}; \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} Y_{ss} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & 0 \\ A-I & B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{ss} \\ U_{ss} \end{bmatrix}; \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} X_{ss} \\ U_{ss} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & 0 \\ A-I & B \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} r \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

We define:

$$\begin{bmatrix} X_{ss} \\ U_{ss} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_x \\ M_u \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Therefore, we have:

$$X_{ss} = M_x \cdot r; \quad (14)$$

$$U_{ss} = M_u \cdot r. \quad (15)$$

By substituting X_{ss} and U_{ss} into (6):

$$U_k - U_{ss} = -K(X_k - X_{ss}) + C_k; \quad (16)$$

$$U_k = -KX_k - K M_x \cdot r + M_u \cdot r + C_k. \quad (17)$$

So:

$$U_k = -KX_k + (K M_x - M_u) \cdot r + C_k, \quad (18)$$

where A , B , and C are the matrices that define the system dynamics and relationships between state, input, and output:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU; \\ Y = CX + DU, \end{cases} \quad (19)$$

where X is the state vector of dimension n ; U is the system input (or control) of dimension m ; Y is the system output of dimension r ; A is the state matrix (or evolution matrix) $\dim [A(\cdot)] = n \times n$; B is the input matrix $\dim [B(\cdot)] = n \times m$; C is the output matrix (or observation matrix) $\dim [C(\cdot)] = r \times n$; D is the feed forward matrix $\dim [D(\cdot)] = r \times m$.

Design of the combination of F-ILC and OMPC (F-ILC-OPMC). Now we will elaborate the proposed control strategy for the speed control of an IM using the proposed combination of OMPC and iterative learning control.

From the OMPC we substitute the control law formulation of U_k determined in (15) into the ILC (5); so one can find the new ILC control law as follows:

$$U_{k+1}(t) = \alpha + \beta, \quad (20)$$

where:

$$\alpha = [-KX_k + (KM_x - M_u) \cdot r + C_k]; \quad (21)$$

$$\beta = K_p e_k(t) + K_i \int e_k(t) dt + K_d \dot{e}_k(t). \quad (22)$$

The second term of (20) named β constitutes the PID-type ILC as defined in its original form in (5). In our case, we propose a fractional order controller which is FOP ID-type of ILC as it is illustrated in Fig. 3.

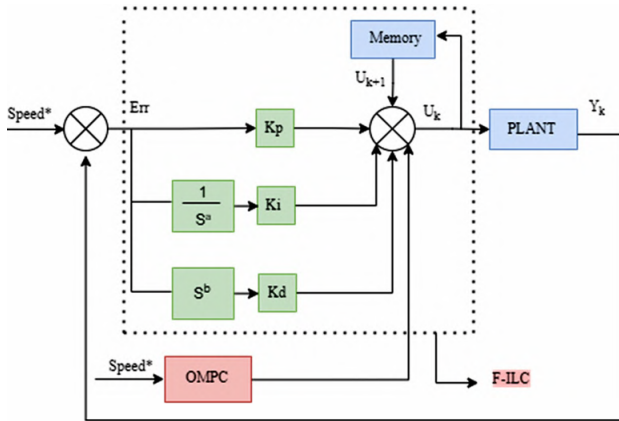


Fig. 3. Block diagram of the fractional control law F-ILC-OMPC

In standard PID controllers, the order of the terms is restricted to integer values (1 for proportional, integral, and derivative). However, fractional-order PID controllers allow the use of fractional orders, which allow additional degrees of freedom for tuning and optimizing control systems [20].

In addition, the use of fractional orders allows more flexibility in shaping the frequency response and adapting the controller to specific system dynamics. For this purpose, we use it in the ILC law control:

$$\beta = \left[K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\gamma \right] e_k(t), \quad (23)$$

where λ , γ are the fractional orders for the integral and derivative terms, respectively; s is the Laplace variable.

The full controller is depicted in Fig. 3.

Simulation and analysis. The regulation of the IM's speed relies on the subsequent closed-loop equations:

$$G(s) = \frac{1}{Js + f}; \quad (24)$$

$$H(s) = \frac{G}{G+1}, \quad (25)$$

where H is the closed-loop speed; G is the open loop speed transfer function.

In a state-space representation, a dynamic system is described by a set of first-order differential or difference equations, so that H is transformed in state-space and we use A , B , and C to determine the control law.

The F-ILC-OMPC is injected in the speed loop of the IFOC (Fig. 4). The IM parameters are reported in Table 1 [21].

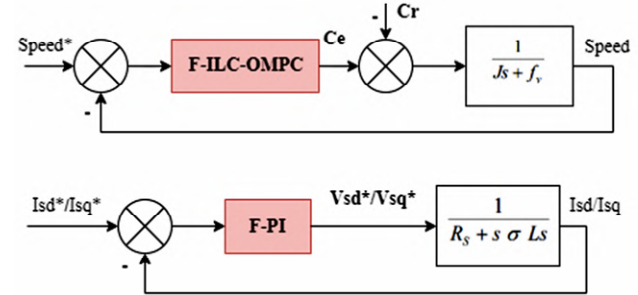


Fig. 4. Control loop of speed with F-ILC-OMPC and current with F-PI

Table 1

IM's parameters	
Rated shaft power P_m , kW	3
Line-to-line voltage V_m , V	220 / 380
Rated speed N_m , rpm	1500
Pairs number of poles	2
Stator self-inductance L_s , mH	261
Rotor self-inductance L_r , mH	261
Magnetizing inductance L_m , mH	249
Stator resistance R_s , Ω	2.3
Rotor resistance R_r , Ω	1.55
Machine inertia J , $\text{kg}\cdot\text{m}^2$	0.0076
Viscous friction coefficient f , $\text{kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$	0.0007

Performance assessment is conducted using MATLAB simulations to illustrate the responses of the rotor speed, electromagnetic torque and stator phase current under the F-ILC-OMPC controller.

The system's speed tracking response is examined under the conditions of a multi-step speed references with [400, 900, 1500, -1500] rpm at [0 s, 0.5 s, 1 s, 1.5 s]. A load torque of 7 N·m disturbs the system at time 0.7 s.

Figures 5, 6 show the pursuing curve of the actual speed compared to its reference, in addition, the stability of the system is tested when it's disturbed by the application of the resisting torque. With this scenario, it's clear that the system ensures a stable and efficient tracking performance since the rise time is about 0.0243 s and with an overshoot about only 0.33 %.

The behavior of the electromagnetic torque is shown in Fig. 7. This curve shows a fast dynamic response during the regulation process, the goal is typically to ensure that the motor operates at the desired torque level (7 N·m), and maintaining stability and efficiency.

The direct and quadratic components of the stator currents of the IM (Fig. 8) refers to the controlled or adjusted current flowing through the stator windings of the motor during the test scenario. A simple two F-PI regulators

was sufficient to achieve the desired stator currents regulation and no sharp peaks was induced (Fig. 9).

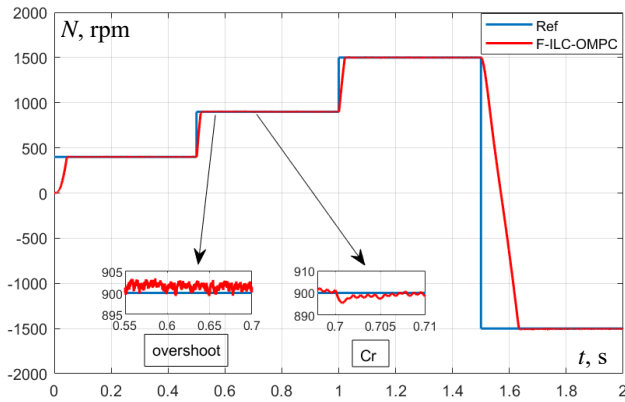


Fig. 5. Speed response of IM with F-ILC-OMPC controller

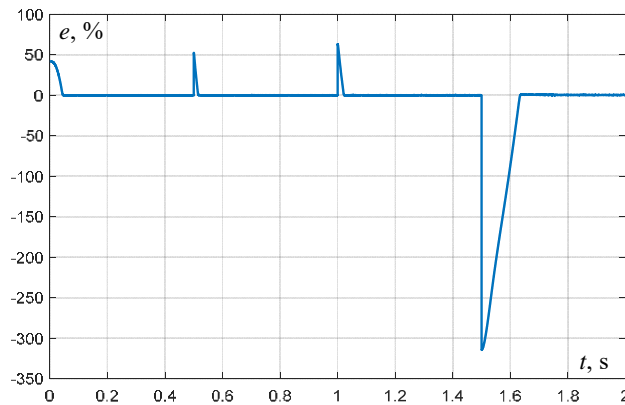


Fig. 6. Error between the actual speed and the reference

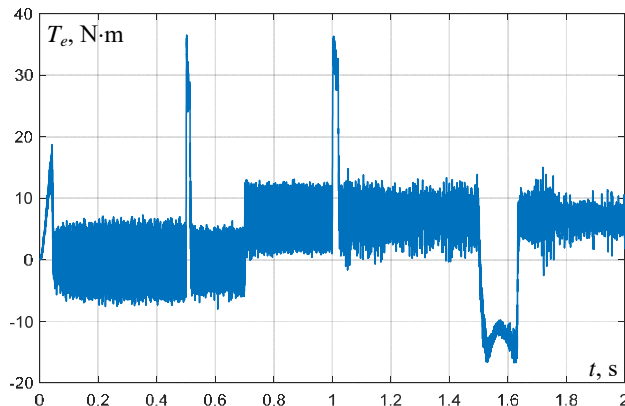


Fig. 7. Electromagnetic torque response

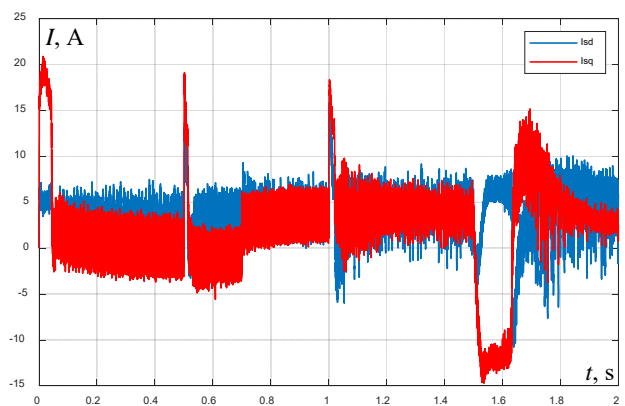


Fig. 8. Currents I_{sq} , I_{sd} of IM with ILC-OMPC controller

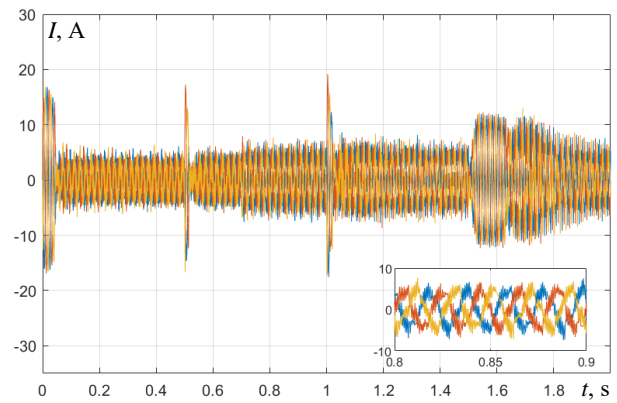


Fig. 9. Three phase stator currents of IM

The results obtained using our proposed method is juxtaposed with other references in Table 2. Various controllers were used for the control of electrical machines, and we have endeavored to make the comparison as fair as possible.

Table 2

Comparison with other references					
Controller	Rise time, s	Overshoot, %	Settling time, s	Disturbance rejection time, s	Ref.
DTC-slide mode NPC	0.9	10	2	–	[7]
MFPC	0.7	6	2	1	[22]
ASMC-MPTC	0.25	–	0.3	0.4	[23]
FPIM-OESW	0.38	2	0.5	–	[24]
F-ILC-OMPC	0.0243	0.33	0.048	0.071	Proposed method

Conclusions. The proposed F-ILC-OMPC approach was evaluated through simulations using an IM. The results demonstrated that the combination of F-ILC and OMPC yields higher speed control performance compared with other control methods. It achieves faster response times, better tracking accuracy and improved disturbance rejection. As expected, OMPC with F-ILC strategy offers an effective solution for the speed control of IMs and can be exploited in EVs application. It leverages predictive modeling, real-time optimization, and iterative learning to achieve precise and efficient speed regulation in the electrical motored system.

In summary, the combination of OMPC and F-ILC offers a promising approach for speed control of IMs, providing enhanced performance, robustness, and adaptability to varying operating conditions.

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

REFERENCES

- Zhu Q. Speed regulation of electric vehicle motor based on PID control. *Theoretical and Natural Science*, 2023, vol. 9, no. 1, pp. 91-99. doi: <https://doi.org/10.54254/2753-8818/9/20240723>.
- Bacha S., Saadi R., Ayad M.Y., Sahraoui M., Laadjal K., Cardoso A.J.M. Autonomous Electric-Vehicle Control Using Speed Planning Algorithm and Back-Stepping Approach. *Energies*, 2023, vol. 16, no. 5, art. no. 2459. doi: <https://doi.org/10.3390/en16052459>.
- Bendjedja B., Chouireb S. MRAS based speed sensorless control of PMSM Drive for urban electric vehicle. *Romanian*

Journal of Information Technology and Automatic Control, 2023, vol. 33, no. 3, pp. 29-42. doi: <https://doi.org/10.33436/v33i3y202303>.

4. Hafidh M.Y., Wibawa U., Nurwati T., Wakama E.T. Enhancing Speed Control of BLDC Motors Using Zeta Converter for Small Electric Vehicles. *Jurnal EECCIS (Electrics, Electronics, Communications, Controls, Informatics, Systems)*, 2023, vol. 17, no. 1, pp. 27-33. doi: <https://doi.org/10.21776/jeeccis.v17i1.1648>.
5. 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>.
6. Listwan J., Oleszczyszyn P. Analysis of the Drive of the Electric Vehicle with Six-Phase Induction Motor. *Power Electronics and Drives*, 2023, vol. 8, no. 1, pp. 252-274. doi: <https://doi.org/10.2478/pead-2023-0017>.
7. Priya S., Kumar P.V., Karthikeyan, Subramaniyam S. Predictive Speed And Flux Control Based Sensorless Sliding Mode Observer For Induction Motor Used In Electric Vehicle. *International Journal of Aquatic Science*, 2021, vol. 12, no. 3, pp. 431-440.
8. Zerdali E., Demir R. Speed-sensorless predictive torque controlled induction motor drive with feed-forward control of load torque for electric vehicle applications. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 2021, vol. 29, no. 1, pp. 223-240. doi: <https://doi.org/10.3906/elk-2005-75>.
9. Leonenko N., Podlubny I. Monte Carlo method for fractional-order differentiation. *Fractional Calculus and Applied Analysis*, 2022, vol. 25, no. 2, pp. 346-361. doi: <https://doi.org/10.1007/s13540-022-00017-3>.
10. Nosheen T., Ali A., Chaudhry M.U., Nazarenko D., Shaikh I. ul H., Bolshev V., Iqbal M.M., Khalid S., Panchenko V. A Fractional Order Controller for Sensorless Speed Control of an Induction Motor. *Energies*, 2023, vol. 16, no. 4, art. no. 1901. doi: <https://doi.org/10.3390/en16041901>.
11. George M.A., Kamat D.V., Kurian C.P. Electronically Tunable ACO Based Fuzzy FOPID Controller for Effective Speed Control of Electric Vehicle. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 73392-73412. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3080086>.
12. Guizani M.A. *Approche multi-agents pour la conception optimale des systemes mecatroniques*. These de Doctorat de l'Universite de SFAX et de l'Universite Paris-Saclay, 2016. 162 p. (Fra).
13. 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>.
14. Guezi A., Bendaikha A., Dendouga A. Direct torque control based on second order sliding mode controller for three-level inverter-fed permanent magnet synchronous motor: comparative study. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 10-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.02>.
15. Khurram A., Rehman H., Mukhopadhyay S., Ali D. Comparative analysis of integer-order and fractional-order proportional integral speed controllers for induction motor drive

How to cite this article:

Nemouchi B., Rezgui S.E., Benalla H., Nebti K. Fractional-based iterative learning-optimal model predictive control of speed induction motor regulation for electric vehicles application. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 5, pp. 14-19. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.5.02>

systems. *Journal of Power Electronics*, 2018, vol. 18, no. 3, pp. 723-735. doi: <https://doi.org/10.6113/JPE.2018.18.3.723>.

16. Riaz S., Qi R., Tutsoy O., Iqbal J. A novel adaptive PD-type iterative learning control of the PMSM servo system with the friction uncertainty in low speeds. *PLOS ONE*, 2023, vol. 18, no. 1, art. no. e0279253. doi: <https://doi.org/10.1371/journal.pone.0279253>.
17. Watson M.T., Gladwin D.T., Prescott T.J., Conran S.O. Dual-Mode Model Predictive Control of an Omnidirectional Wheeled Inverted Pendulum. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2019, vol. 24, no. 6, pp. 2964-2975. doi: <https://doi.org/10.1109/TMECH.2019.2943708>.
18. Rossiter J.A. *A First Course in Predictive Control. 2nd Edition*. CRC Press, 2018. 426 p. doi: <https://doi.org/10.1201/9781315104126>.
19. Darwish S., Pertew A., Elhawet W., Mokhtar A. Advanced Boiler Control System for Steam Power Plants Using Modern Control Techniques. *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2019, pp. 461-466. doi: <https://doi.org/10.1109/ISIE.2019.8781481>.
20. Saleem A., Soliman H., Al-Ratrouf S., Mesbah M. Design of a fractional order PID controller with application to an induction motor drive. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 2018, vol. 26, no. 5, pp. 2768-2778. doi: <https://doi.org/10.3906/elk-1712-183>.
21. Kraiem H., Flah A., Hamed M.B., Sbita L. High performances induction motor drive based on fuzzy logic control. *International Journal of Control and Automation*, 2012, vol. 5, no. 1, pp. 1-12.
22. Hussain M.A., Hati A.S., Chakrabarti P., Hung B.T., Bolshev V., Panchenko V. DSVM-Based Model-Free Predictive Current Control of an Induction Motor. *Energies*, 2023, vol. 16, no. 15, art. no. 5657. doi: <https://doi.org/10.3390/en16155657>.
23. Zhang Y., Yin Z., Li W., Liu J., Zhang Y. Adaptive Sliding-Mode-Based Speed Control in Finite Control Set Model Predictive Torque Control for Induction Motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, vol. 36, no. 7, pp. 8076-8087. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3042181>.
24. Saad K., Abdellah K., Ahmed H., Iqbal A. Investigation on SVM-Backstepping sensorless control of five-phase open-end winding induction motor based on model reference adaptive system and parameter estimation. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 2019, vol. 22, no. 4, pp. 1013-1026. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jestch.2019.02.008>.

Received 26.02.2024

Accepted 18.04.2024

Published 20.08.2024

B. Nemouchi¹, PhD Student,
S.E. Rezgui¹, PhD, Associate Professor,
H. Benalla¹, Professor,
K. Nebti¹, PhD, Associate Professor,

¹Laboratory of Electrical Engineering of Constantine (LEC),
Technology Sciences Faculty,
University Freres Mentouri Constantine 1, Algeria,
e-mail: besma.nemmouchi@doc.umc.edu.dz (Corresponding Author);
rezgui.salaheddine@umc.edu.dz; benalla.hocine@umc.edu.dz;
idor2003@yahoo.fr

H. Bounechba, A. Boussaid, A. Bouzid

Experimental validation of fuzzy logic controller based on voltage perturbation algorithm in battery storage photovoltaic system

Introduction. Solar photovoltaic (PV) has recently become very important especially in electrical power applications for countries with high luminosity because it is an effectively unlimited available energy resource. Depending on solar radiation and temperature, the PV generator has a non-linear characteristic with a maximum power point (MPP). **The novelty** is the efficiency improvement of a PV energy module, it is necessary to track the MPP of the PV array regardless of temperature or irradiation circumstances. **Purpose.** This paper presents the modeling and the digitally simulation under MATLAB/Simulink of a Fuzzy Logic Controller based on Voltage Perturbation Algorithm (FLC-VPA) applied to PV battery charging system, which consists of PV module, DC-DC boost converter, MPP tracking (MPPT) unit and battery storage. **Methods.** The DSP1104 is then used to experimentally implement this MPPT algorithm for real-time driving. **The obtained results** show the high precision of the proposed FLC-VPA MPPT around the optimal point compared to the conventional VPA under stable and changing meteorological conditions. **Practical value.** The experimental results approve the effectiveness and validity of the proposed total control system in the PV system. References 30, tables 3, figures 17.

Key words: maximum power point, fuzzy logic controller based on voltage perturbation algorithm, battery, boost converter.

Вступ. Сонячна фотоелектрична (PV) енергія останнім часом стала дуже важливою, особливо в електроенергетиці в країнах з високим сонячним освітленням, оскільки вона є фактично необмеженим доступним енергетичним ресурсом. Залежно від сонячного випромінювання та температури, PV генератор має нелінійну характеристику з точкою максимальної потужності (MPP). **Новизною** є підвищення ефективності PV енергетичного модуля, що необхідно відстежувати MPP PV батареї незалежно від температури або умов опромінення. **Мета.** У цій статті представлено моделювання та цифрове моделювання в рамках MATLAB/Simulink контролера нечіткої логіки на основі алгоритму збурення напруги (FLC-VPA), що застосовується до системи зарядки PV батарей, яка складається з PV модуля, DC-DC підвищувального перетворювача, системи MPP (MPPT) та акумуляторної батареї. **Методи.** DSP1104 використовується для експериментальної реалізації цього MPPT алгоритму для режиму реального часу. **Отримані результати** показують високу точність запропонованого FLC-VPA MPPT біля оптимальної точки порівняно з традиційним VPA у стабільних та мінливих метеорологічних умовах. **Практична цінність.** Результати експериментів підтверджують ефективність та обґрунтованість запропонованої системи контролю у PV системі. Бібл. 30, табл. 3, рис. 17.

Ключові слова: точка максимальної потужності, контролер нечіткої логіки на основі алгоритму збурення напруги, акумулятор, підвищувальний перетворювач.

Abbreviations

ANN	Artificial Neural Network	MPPT	Maximum Power Point Tracking
FOCV	Fractional Open-Circuit Voltage	P&O	Perturb and Observe
FSCC	Fractional Short-Circuit Current	PV	Photovoltaic
FLC-VPA	Fuzzy Logic Controller based on Voltage Perturbation Algorithm	PWM	Pulse Width Modulated
FLC	Fuzzy Logic Controller	STC	Standard Test Conditions
INC	Incremental Conductivity	VPA	Voltage Perturbation Algorithm
MPP	Maximum Power Point		

Introduction. Renewable energies are an effective solution to eliminating greenhouse gas emissions. Among the promising resources of production (wind, hydro and so on), PV cells have become very important as they are one of the most suitable and successful renewable sources in the production of electricity due to its advantages such as no fuel cost, and no noise; and because the solar cell is a semiconductor device, it needs very little maintenance and so on.

The PV module directly converts solar energy into electricity. The output value of these PV modules varies according to environmental conditions such as radiation and the temperature (Fig 1). The solar modules have distinctive characteristics, including that the maximum value of the available energy is available only in one operating point that has a specific voltage and current, called the MPP, whose position changes as a function of radiation and temperature of the solar module so that the used load (Fig. 2).

The major drawback of PV systems is the relatively expensive cost of this kind of energy. To get rid of this problem, we must make the solar panels work at maximum power to increase the energy efficiency of these systems. This requires a tracking mechanism of this point so that the maximum power is generated continuously.

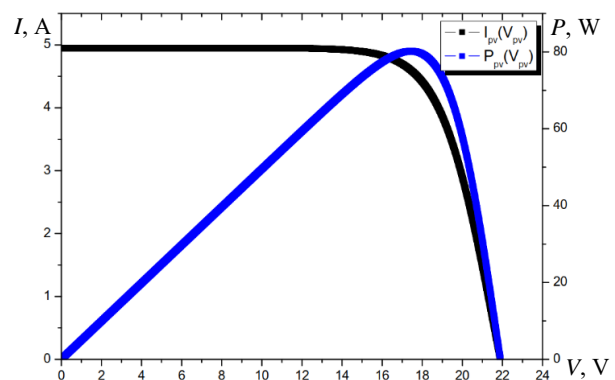


Fig. 1. Current and power curves under 1000 W/m² and 25 °C

MPPT enables us to control the operating point by regulating the duty cycle converter circuit connected between the PV generator and the load or battery storage.

Various MPPT methods have been developed and executed: P&O [1], INC [2], FOCV [3] and FSCC [4]. The existing methods have one or more defects, such as costly, difficult to achieve, plurality of sensors, high complexity, easy to instability. The first two are used in many PV systems more largely than others because of their simple implementation.

© H. Bounechba, A. Boussaid, A. Bouzid

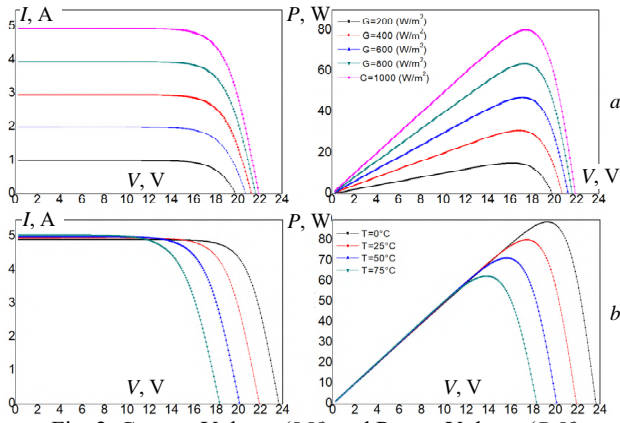


Fig. 2. Current-Voltage (I - V) and Power-Voltage (P - V) characteristics: a – temperature $T = 25$ °C and different levels of irradiance G ; b – at irradiance $G = 1000$ W/m^2 and different temperatures T

When the control parameter is increased or decreased to a small extent (step size) in the P&O method, a disturbance occurs at the PV generator operating point. We measure the PV external energy before and after the disturbance, if there is an increase in the power, the algorithm continues to perturb order in the same way; if it is the other way around, the system will perturb in the opposite way [5], and this algorithm can be described based on the nature of the control variable you use [6]:

- 1) *voltage* – Voltage Perturbation Algorithm;
- 2) *current* – Current Perturbation Algorithm;
- 3) *duty cycle* – Duty Cycle Perturbation Algorithm.

To determine the unit operating point on both sides of the MPP we derive the power from the voltage and then approximate this point from the MPP by adjusting the duty cycle. This method is called the INC method.

In the presence of uniform radiation the previous two methods work effectively because there is only one MPP in this case however, boot P&O and INC become ineffective under rapid change in the atmosphere as well as power fluctuations at the MPP [7–9].

FOCV and FSCC methods are simple methods for obtaining maximum power, but they are inaccurate because they give only an approximation of the constant ratio between optimum voltage and open circuit voltage or between optimum current and short circuit current for the PV panel. This makes the efficiency of the PV system weak and energy loss, especially that the MPP varies with the level of radiation and temperature [10].

FLC and ANN are smart methods and techniques that have recently been used in the literature [11–14]. ANN presents some drawbacks despite its good performance, especially in the case of rapid fluctuations in weather conditions. Hence, its robustness requires a massive database [15]. The proposed FLC-VPA method is better than MPPT methods used in a several applications [16–20] because it is easy to design, robust and requires no exact model.

The goal of the paper expressed in proposing a fuzzy logic controller based on the principal of the well-known voltage perturbation algorithm. The last-mentioned algorithm uses a fixed step size, if it is taken to large, the power perturbation increases. The main contribution of this paper is the introduction of a FLC-

VPA that uses a variable step size to avoid the large time response of VPA when the step size chosen too small.

PV module. To carry out the simulation and the experimental part we chose the STP080S-80 12/Sb PV module. The module is made up of 36 monocrystalline silicon solar cells connected in series to produce a maximum power of 80 W. Solar cells are typically studied under STC, where the mean solar spectrum value is AM1.5, and at an estimated irradiance of 1000 W/m^2 , with the cell temperature set as 25 °C.

The prototypical involves a current generator to simulate the flow of incident light and a diode for the polarization of cells (Fig. 3).

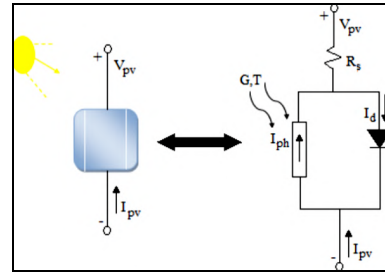


Fig. 3. Equivalent schematic of the PV cell

To account for physical phenomena at the cell level, the model is supplemented with a series resistor R_s . The behavior of a PV cell with a silicon based PN junction can be characterized by the equation in statics [21]:

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d. \quad (1)$$

The diode current is given by:

$$I_d = I_s \cdot \left[\exp \left(q \cdot \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{A \cdot k \cdot T} \right) - 1 \right], \quad (2)$$

where: q is the electron charge ($q = 1.602 \cdot 10^{-19}$ C); k is the Boltzmann constant ($k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K); A is the diode ideality; I_s is the reverse diode saturation current; R_s is the series resistance of the cell; T is the temperature, K; V_{pv} , I_{pv} are the output voltage and current of the solar cell, respectively.

The saturation current I_s varying with temperature, which is described as:

$$I_s = I_{so} \cdot \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^{\frac{3}{A}} \cdot \exp \left[\left(- \frac{E_g}{A \cdot k} \right) \cdot \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{nom}} \right) \right]; \quad (3)$$

$$I_{so} = \frac{I_{sc_nom}}{\exp \left(q \cdot \frac{V_{oc_nom}}{A \cdot k \cdot T_{nom}} \right) - 1}, \quad (4)$$

where I_{ph} is the generated photo-current, which is primarily determined by irradiance G and cell temperature T as follows:

$$I_{ph} = I_{ph_nom} \cdot [1 + \alpha(T - T_{nom})]; \quad (5)$$

$$I_{ph_nom} = I_{sc_nom} \cdot \frac{G}{G_{nom}}; \quad (6)$$

where G_{nom} is the nominal irradiance; T_{nom} is the nominal temperature; I_{sc_nom} is the nominal short circuit current; V_{oc_nom} is the nominal open circuit voltage of PV panel at STCs.

The Suntech A STP080S-12/Bb PV panel was utilized in the simulation, and the data for the PV module can be seen in Table 1.

Table 1
Parameter condition of STP080S-12/Bb PV module

Parameter	Value
Maximum power P_{max} , W	80
Maximum voltage V_{max} , V	17.5
Current at the maximum power I_{max} , A	4.58
Open circuit voltage V_{oc} , V	21.9
Short circuit current I_{sc} , A	4.95

The maximum voltage V_{max} and maximum current I_{max} to the MPP, the open circuit voltage V_{oc} , the short circuit current I_{sc} , and the slopes of the curves $I-V$ near V_{oc} and I_{sc} are used to determine the ideal factor and series resistance for a specific solar radiation and temperature [22].

DC/DC converter. A chopper is a DC/DC converter that converts DC energy at one voltage (or current) level to DC energy at a different voltage (or current). Depending on the load voltage, numerous DC/DC converters can be connected to the PV generator (buck, boost and buck boost).

The employed structure of the DC-DC boost chopper in this research is shown in Fig. 4, where S is the switch, L is the boost inductor and C is the filter capacitor.

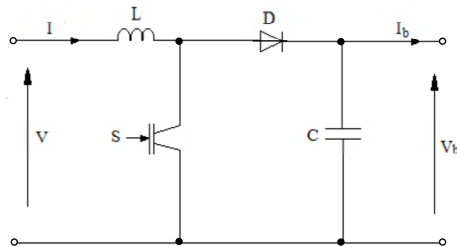


Fig. 4. Scheme of the boost converter

Equation (7) is the energy model of the used boost converter:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_b \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & (1-\alpha)/C \\ (\alpha-1)/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_b \\ I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1/C \\ 1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ I_b \end{bmatrix}, \quad (7)$$

where I , V , V_b , I_b and α are the input current, input voltage, output voltage, output current and duty ratio of boost converter, respectively. Because the output voltage of a DC-DC boost converter is always higher than the input voltage, it can be used to connect low module voltages to high load/battery voltages [23].

By adjusting the switching duty cycle α , an IGBT can boost the PV module's output voltage:

$$V_b = V / (1 - \alpha). \quad (8)$$

When the switch S is turned on, current travels from the input source through the inductor L to the IGBT, storing energy in the inductor as a result. The energy stored in the inductor is released through the diode to the C and the load when the switch S is turned off.

The boost converter specifications are shown in Table 2.

Boost converter parameters

Component	Specification	Value
IGBT	1 × IRGPC60K	600 V, 41 A, 15 V at 125 °C
Schottky diode	1 × GI BYW29-150 9616	150V, 8 A, 0.8 V at 150 °C
L	2 × LEYBOLD 56214 parallel	0.011 mH, 2.5 A
C	2 × REA series	47 μF, 400 V

Table 2

Battery modeling. Batteries are complicated electrochemical devices that use chemical bonds to store electrical charge. Lead acid battery is generally used storage component in PV system. There are several lead battery models proposed, in this paper we have opted for the Thevenin model used in [24] (Fig. 5).

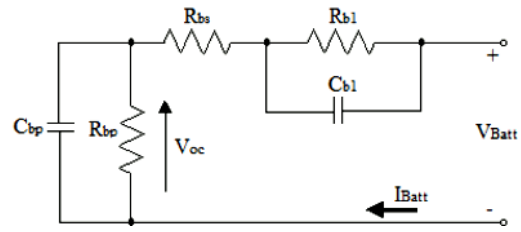


Fig. 5. Circuit diagram of the battery

The battery, on the other hand, is an energy storage element whose energy is measured in kWh. When a capacitor is used to mimic the battery unit, the following factors can be considered:

$$C_{bp} = \frac{2 \cdot E_b}{V_{max}^2 - V_{min}^2}, \quad (8)$$

where C_{bp} is the battery charge capacity; E_b is the energy given by the manufacturer of the battery, kWh; V_{max} , V_{min} are the maximum and the minimum voltage of the battery in open circuit respectively.

The circuit in Fig. 5 describes the characteristics of a lead acid battery with a complete manner yet very simplified, this circuit expresses the input equivalent impedance Z_b by:

$$Z_b(s) = R_{bs} + \frac{R_{b1}}{R_{b1}C_{b1}s + 1} + \frac{R_{bp}}{R_{bp}C_{bp}s + 1}, \quad (9)$$

where R_{b1} and C_{b1} are the energy and voltage during charging and discharging using the parallel circuit; the resistance of R_{bp} is significant because the self-discharging current of a battery is minimal.

VPA MPPT. VPA is one of the easier online procedures can be realized by applying a disruption to the reference voltage. According to the flowchart (Fig. 6) VPA operates by periodically perturbing (increases or decreases) the module terminal voltage and estimates the power difference between the present and the past extracted power from the PV source such as $V_{pv}(n)$, $I_{pv}(n)$ and $P_{pv}(n)$ are voltage, current and power of PV panel at n^{th} iteration, respectively.

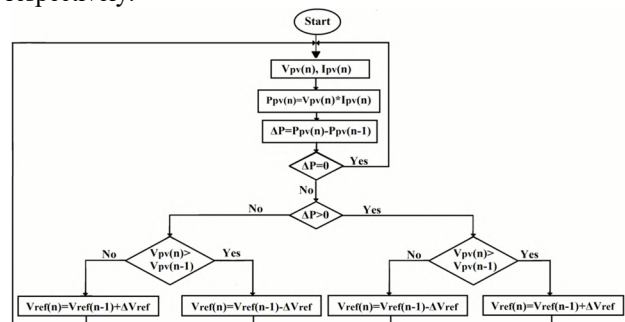


Fig. 6. Flow chart of the VPA MPPT

If the power difference is positive, the tracking is in the right direction and the perturbation direction will keep on (increase or decrease) in the next cycle.

However, the opposite perturbation direction will occur at a negative power difference; similarly, the next cycle is repeated until the MPP is tracked.

The choice of the perturbation step value (ΔV_{ref}) applied to the system, is very important because it is the responsible of oscillations and moreover the convergence speed to the final response. If a large perturbation step is used the algorithm will find the maximum value faster, nevertheless the quantity of power loss caused by the perturbation is high.

A modest perturbation step, on the other hand, can lessen the power loss caused by the perturbation while slowing down the system's tracking speed. This phenomenon is a term used to describe the trade-off between tracking speed and tracking precision [25].

FLC-VPA MPPT controller. Fuzzy systems are based on Lotfi Zadeh's fuzzy set theory and related techniques, which he pioneered in 1965. Because of their simplicity and effectiveness for both linear and nonlinear systems, they have been successfully applied in a variety of domains including control systems engineering, industrial automation, and optimization. FLCs which don't require the knowledge of an exact plant model, have recently been introduced in the following of the MPP in PV systems [26].

FLC-VPA method suggested in this research takes advantage of the VPA's simplicity as well as its ability to reduce the FLC's steady state oscillations. FLC-VPA technique examines the properties of PV panels before perturbing the operating voltage by an appropriate increment (ΔV_{ref}) to adjust the PV power. The power variation (ΔP_{pv}) might be in either a positive or negative direction.

The value of (ΔP_{pv}) can be huge or tiny. From here, the voltage variation (ΔV_{ref}) is increased or lowered in a small or large way in the direction that allows the power P_{pv} to be increased until the optimum is reached.

FLC-VPA MPPT controller, like conventional FLC, consists of 3 phases – fuzzification, rule processing unit and defuzzification (Fig. 7). The triangular and trapezoidal shapes were chosen for the fuzzy control because they consume less hardware memory and have a simpler parametric representation. The triangular version of this procedure's membership function assumes that there is only one main fuzzy subset for each input [27].

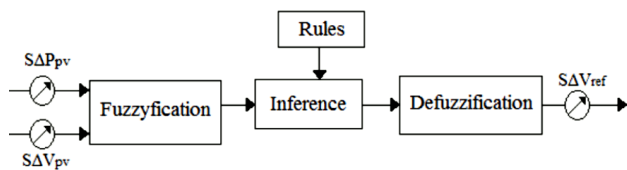


Fig. 7. Fuzzy controller structure

1. *Fuzzification.* The fuzzy control requires that variable used in describing the control rules has to be expressed in terms of fuzzy set notations with linguistic labels [28]. In this paper, the FLC-VPA MPPT method has two input variables, namely $\Delta P_{pv}(n)$, $\Delta V_{pv}(n)$, and one output variable $\Delta V_{ref}(n)$; at a sampling instant n , where the variable $\Delta P_{pv}(n)$ and $\Delta V_{pv}(n)$ are expressed as follows:

$$\Delta P_{pv} = P_{pv}(n) - P_{pv}(n - 1); \quad (10)$$

$$\Delta V_{pv} = V_{pv}(n) - V_{pv}(n - 1); \quad (11)$$

where $P_{pv}(n)$ and $V_{pv}(n)$ are the power and the voltage of the PV module.

The fuzzy sets for both inputs and output are: P (positive), N (negative), Z (zero), as shown in Fig. 8.

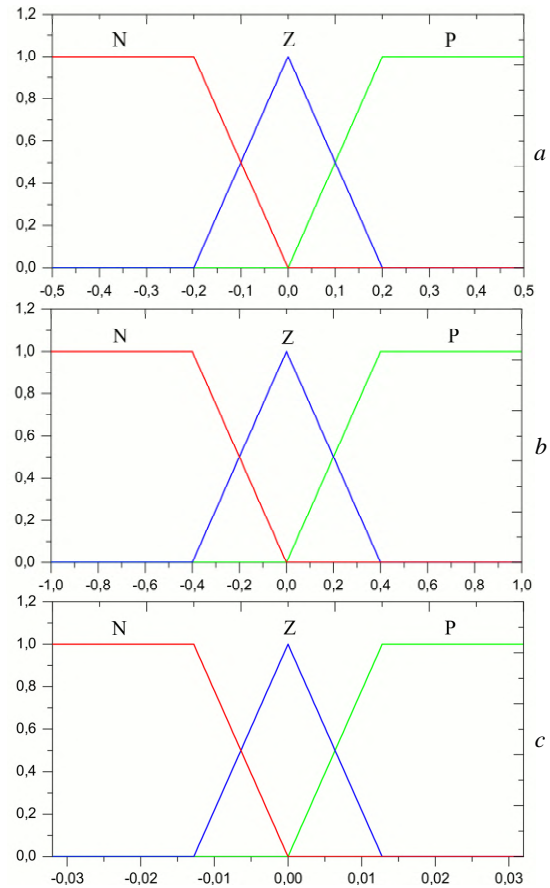


Fig. 8. Membership functions: a – input ΔV_{pv} ; b – input ΔP_{pv} ; c – output ΔV_{ref}

2. *Inference method.* The inference method used to determine the output of fuzzy logic controller. Several inference methods are discussed in literature include Compositional Rule of Inference, Generalized Modus Ponens and Sugeno inference method [29].

In this study Mamdani's inference method is employed because it was the most common method used in engineering application [30].

The composition operation is the method by which a control output is generated, the commonly applied method is MAX/MIN used in this article.

The membership function of every rule is given by the MIN operator and MAX operator. The construction of control rules to relate the fuzzy input to the fuzzy output depends on the knowledge base of the system dynamics. The control rules proposed is presented in Table 3. For one example, control rule in Table 3 is expressed as follows. «IF ΔP_{pv} is P and ΔV_{pv} is P THEN ΔV_{ref} is P ». This implies that «IF the power change is positive, AND the voltage variation is positive THEN the perturbation step will increase in the next cycle».

Table 3

		Control rules		
		ΔV_{pv}	N	Z
ΔP_{pv}	N	P	Z	N
	Z	N	Z	P
	P	N	Z	P

3. *Defuzzification.* After evaluating the rules, the FLC-VPA's final step is to compute the output, which is

the perturbation step (ΔV_{ref}) with the defuzzification process.

The centroid approach, commonly known as the Center of Gravity method, is employed in this paper, because it has good averaging capabilities and gives decent results. The crisp value of the control output ΔV_{ref} is calculated as:

$$\Delta V_{ref} = \frac{\sum_{j=1}^n W_j \Delta V_j}{\sum_{j=1}^n W_j}, \quad (12)$$

where n is the maximum number of effective rules; W_j is the weighting factor; V_j is the value corresponding to ΔV_{ref} membership function.

This adjustment is added to the previous control voltage value to get the final control voltage:

$$V_{pv}(n) = V_{pv}(n-1) + \Delta V_{ref}(n). \quad (13)$$

The terminal and reference voltages were measured at each sample period, and the error $e = (V_{ref} - V_{pv})$ was determined. FLC-VPA adjusts the reference voltage (V_{ref}) for MPPT as previously stated. This voltage is the positive input (reference) to the PI controller, which conducts steady-state voltage control.

To get the terminal voltage to the desired value, a PWM generator is utilized to adjust the duty ratio of the converter. FLC-VPA controller is implemented in real-time for MPPT following the methods outlined above.

Simulation results. A simulation of a solar panel with 36 cells connected to a storage battery via a DC-DC boost converter with MPPT algorithms is used in this section. The DC input voltage is converted to the battery voltage level using a DC-DC boost converter. This research compares and contrasts the VPA and FLC-VPA MPPT algorithms for tracking of maximum power. We have combined the two improved methods shown above in Fig. 9 to evaluate their efficiency.

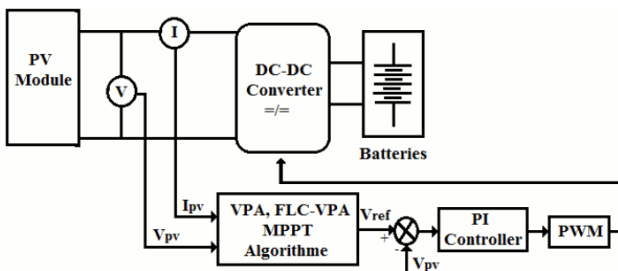


Fig. 9. Block diagram of the PV battery charging system

a) *PI controller effectiveness.* To improve the efficiency of the PI controller, the two MPPT algorithms studied in this paper was simulated under constant irradiance 1000 W/m^2 and temperature 25°C .

Figure 10 shows that for VPA or FLC-VPA MPPT algorithms the PI loop provides overall system stability.

The error e in VPA is very large compared with the error of FLC-VPA because of the voltage reference perturbation.

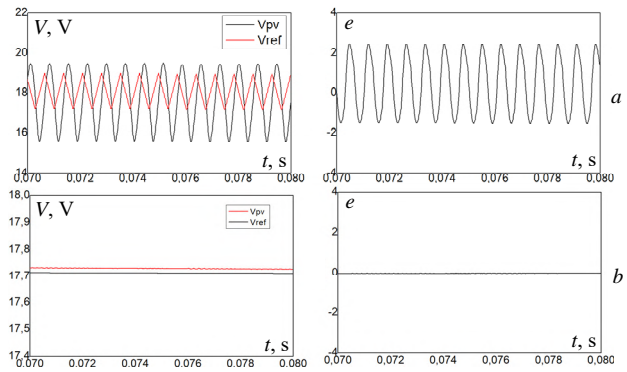


Fig. 10. PI controller efficiency for both controllers: a – VPA; b – FLC-VPA

b) *Irradiation influence.* Figure 11 depicts the simulation results by changing the solar irradiance disturbance from 1000 W/m^2 to 600 W/m^2 at a constant temperature of 25°C . When the simulation is started, both MPPT algorithms detect the maximum power available; although the detection of the maximum power is taking place, VPA and FLC-VPA generate the necessary control signals for the operation power of PV module follows the MPP with a minimum error.

The irradiation intensity abruptly rises to 600 W/m^2 at $t = 0.2 \text{ s}$, causing a negative change, and the MPP search process is initialized to look for a new MPP. After determining the new MPP, the two MPPT algorithms investigated in this study operate the PV module at the new MPP.

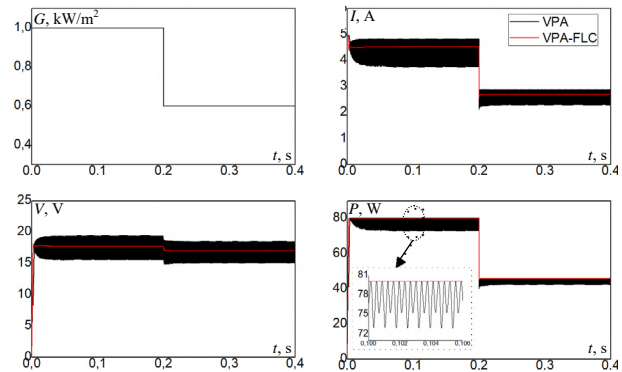


Fig. 11. Variations in irradiance have an impact on the management of both MPPT at a constant temperature of 25°C

c) *Temperature influence.* We report in Fig. 12 the response of the two algorithms to a random variation of the temperature.

We note that for a quick variation of temperature, between a minimal value of 15°C and a maximum value of 25°C ; it's clear that the algorithm which adapts better is FLC-VPA. Thus, with this simulation tool, we have highlighted the fact that for fast step changes in temperature, the advantages of the FLC-VPA to the VPA by achievement of the MPP which is carried out instantaneously in the good direction without additional oscillations when the MPP is reached. And what enhance our study is that the power and the voltage of the PV module follow the variation of temperature conversely what is completely the opposite in the current PV module witch stay constant under temperature variation.

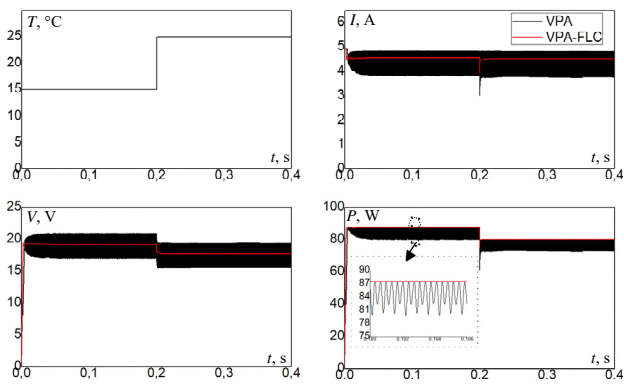


Fig. 12. The effect of temperature fluctuations on the control of both MPPT at a fixed irradiance of 1000 W/m^2

Experimental results. A prototype PV battery charging system was created and tested for experimental verification. In this study, a STP080S-12/Bb PV module with a 30° and a maximum power of 80 W in standard irradiance and temperature was used. To draw the $I_{pv}(V_{pv})$ and $P_{pv}(V_{pv})$ characteristics of STP080S-12/Bb module the circuit shown in Fig. 13 is used.

Two batteries in series each one is determined by nominal voltage of a battery ($12 V_{dc}$) and battery capacity (100 Ah) compose the energy storage component.

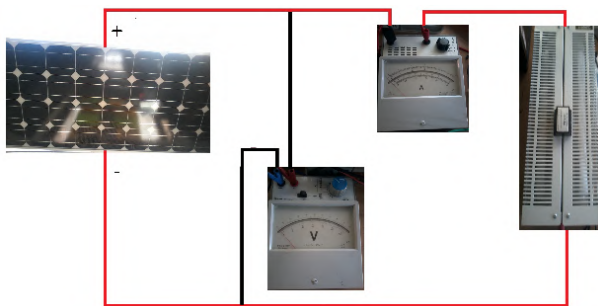


Fig. 13. Circuit measurement of $I_{pv}(V_{pv})$ and $P_{pv}(V_{pv})$ of STP080S-12/Bb module

The PV power system consists also of a DC-DC boost converter, which has the parameters summarized in Table 2 to step up the PV module voltage. Figure 14 depicts the synoptic diagram of this PV system.

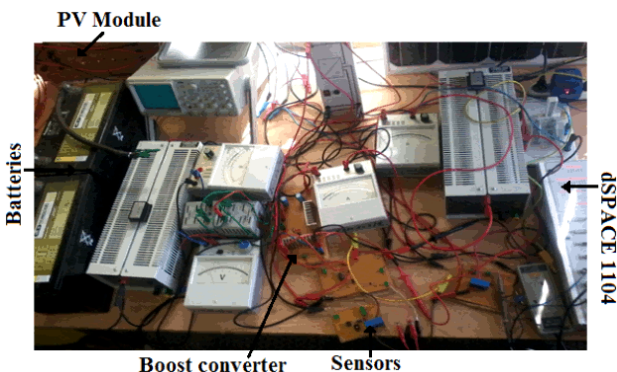


Fig. 14. Experimental setup of the PV battery charging system

The control platform for assessing MPPT algorithms was a dSPACE 1104 controller board. Allowing MATLAB/Simulink to communicate with real-world hardware. This is accomplished by utilizing dSPACE

interface blocks' input/output (I/O); the inputs are analog to digital converter (ADC) and the outputs are digital to analog converter (DAC). The voltage and current of the PV module are used as inputs to the dSPACE 1104 interface for the MPPT algorithms proposed in this work, and LEM sensors (LV25-P) and (LA25-P) are employed for data processing.

On MATLAB/Simulink model the MPPT method generate the reference voltage and is compared with the sensed PV module voltage which gives the modulating wave for the PWM after real-time simulation.

The output of the dSPACE 1104 is limited by 10 V, so we utilized an amplifier circuit to boost the output voltage to a level that could feed the IGBT (15 V). When the pulses are augmented, they pass via an isolated circuit that separates the power and control circuits. For noise rejection from the module current and voltage feedback signals, low pass filters are used.

The PV array's nonlinear feature can be seen in the current and power curves (see Fig. 1). As a result, an MPPT algorithm must be implemented to force the system to function at MPP all the time.

In this paper two MPPT algorithms are carried out, therefore, to confirm the efficiency of the algorithms a real time simulation using DSP1104 is used.

Figure 15 shows the current, power and voltage of PV module under constant temperature and irradiance using VPA with 0.5 V of perturbation step. In the solar irradiation 779 W/m^2 , PV output current is ranging from 1.5 A to 4 A and the rate of change of the PV module voltage is about 12 V results a PV power output perturbs between 30 W and 51 W, all this perturbation creates power loss in the PV system.

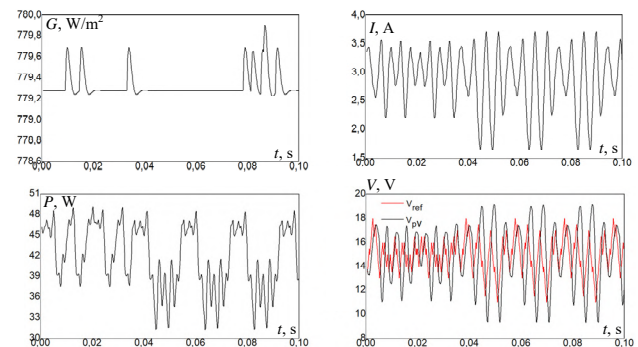


Fig. 15. Real time simulation results using VPA under constant irradiance and temperature

To reduce the perturbation, we can minimize the perturbation step value but that can provoke a divergence of the system after a few seconds of the beginning of the real time simulation.

The system is working with an average power of 51 W, which corresponds to the maximum power of the PV module under 780 W/m^2 , and this power is practically constant (Fig. 16). As a result, the system's operation in this state demonstrates the FLC-VPA method's efficiency tracking.

Comparison of MPPT algorithms. The boost converter is turned on inactive mode at first. As a result, the PV module is directly connected to the two 24 V storage batteries. The operational voltage and current of the PV module are 17.5 V and 1.9 A, respectively.

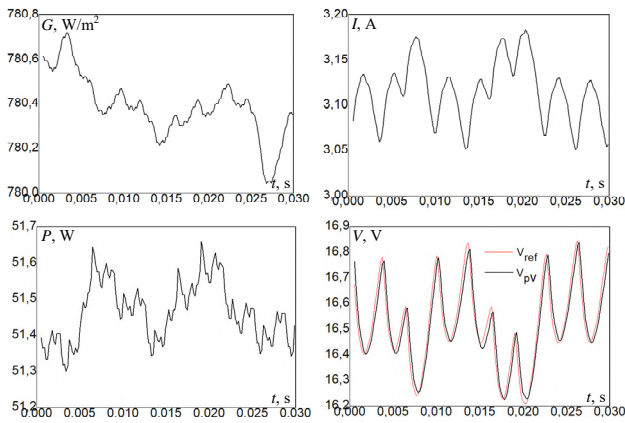


Fig. 16. Real time simulation results using FLC-VPA under constant irradiance and temperature

The irradiance measured is 473 W/m^2 , both of algorithms optimize the PV system by make the PV module offer the maximum power, but the FLC-VPA is better than the VPA because this last present a very perturbed reference voltage and that's clear in the error curve.

When the FLC-VPA method is employed, the PV module power is 33.5 W , however when the VPA is applied, the power is balanced between 25 W and 32.5 W , resulting in significant power losses (Fig. 17). It should be emphasized that the VPA controls the system using oscillating signal responses, and hence may fail to achieve the optimization goal described in the introduction. The efficiency of the FLC-VPA system, as well as its ability to operate at maximum power, is demonstrated in this study.

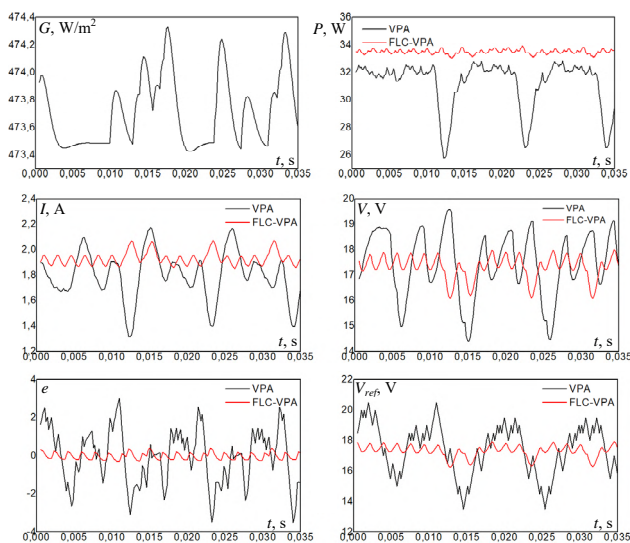


Fig. 17. Experimental results for both controllers showing system responses to a PV panel

Conclusions. In this research, we combine the traditional voltage perturbation algorithm with the fuzzy logic controller in the field of energy development with the goal of improvement the performance and maximizing the efficiency of solar modules by allowing them to operate at their maximum power. By incorporating the advantages of both algorithms, this controller increased the voltage perturbation algorithm's simplicity while also eliminating the complexity of the original fuzzy logic controller and ensuring the system's efficiency. The fuzzy logic based on voltage perturbation controller's

effectiveness for system optimization is demonstrated through simulation and experimental findings utilizing the control system card dSPACE1104.

Conflict of interest. The authors declare that they have no conflict of interest.

REFERENCES

1. Hafeez M.A., Naeem A., Akram M., Javed M.Y., Asghar A.B., Wang Y. A Novel Hybrid MPPT Technique Based on Harris Hawk Optimization (HHO) and Perturb and Observer (P&O) under Partial and Complex Partial Shading Conditions. *Energies*, 2022, vol. 15, no. 15, art. no. 5550. doi: <https://doi.org/10.3390/en15155550>
2. Ibrahim M.H., Ang S.P., Dani M.N., Rahman M.I., Petra R., Sulthan S.M. Optimizing Step-Size of Perturb & Observe and Incremental Conductance MPPT Techniques Using PSO for Grid-Tied PV System. *IEEE Access*, 2023, vol. 11, pp. 13079-13090. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3242979>.
3. Hassan A., Bass O., Masoum M.A.S. An improved genetic algorithm based fractional open circuit voltage MPPT for solar PV systems. *Energy Reports*, 2023, vol. 9, pp. 1535-1548. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2022.12.088>.
4. Claude Bertin Nzoundja Fapi, Wira P., Kamta M., Tchakounte H., Colicchio B. Simulation and dSPACE Hardware Implementation of an Improved Fractional Short-Circuit Current MPPT Algorithm for Photovoltaic System. *Applied Solar Energy*, 2021, vol. 57, no. 2, pp. 93-106. doi: <https://doi.org/10.3103/S0003701X21020080>.
5. Feroz Mirza A., Mansoor M., Ling Q., Khan M.I., Aldossary O.M. Advanced Variable Step Size Incremental Conductance MPPT for a Standalone PV System Utilizing a GA-Tuned PID Controller. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 16, art. no. 4153. doi: <https://doi.org/10.3390/en13164153>.
6. Sibtain D., Gulzar M.M., Shahid K., Javed I., Murawwat S., Hussain M.M. Stability Analysis and Design of Variable Step-Size P&O Algorithm Based on Fuzzy Robust Tracking of MPPT for Standalone/Grid Connected Power System. *Sustainability*, 2022, vol. 14, no. 15, art. no. 8986. doi: <https://doi.org/10.3390/su14158986>.
7. Sahraoui H., Mellah H., Drid S., Chrifi-Alaoui L. Adaptive maximum power point tracking using neural networks for a photovoltaic systems according grid. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 5, pp. 57-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.5.08>.
8. Khan S.A., Mahmood T., Awan K.S. A nature based novel maximum power point tracking algorithm for partial shading conditions. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 6, pp. 54-63. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.6.08>.
9. Saeed H., Mehmood T., Khan F.A., Shah M.S., Ullah M.F., Ali H. An improved search ability of particle swarm optimization algorithm for tracking maximum power point under shading conditions. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 23-28. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.04>.
10. Zaimi M., El Achoubi H., Ibral A., Assaid E.M. Determining combined effects of solar radiation and panel junction temperature on all model-parameters to forecast peak power and photovoltaic yield of solar panel under non-standard conditions. *Solar Energy*, 2019, vol. 191, pp. 341-359. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2019.09.007>.
11. Lahiouel Y., Latreche S., Khemliche M., Boulemzaoud L. Photovoltaic fault diagnosis algorithm using fuzzy logic controller based on calculating distortion ratio of values. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 40-46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.06>.
12. Sathish C., Chidambaram I.A., Manikandan M. Intelligent cascaded adaptive neuro fuzzy interface system controller fed

- KY converter for hybrid energy based microgrid applications. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 63-70. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.09>.
13. Praveen Kumar T., Ganapathy S., Manikandan M. Improvement of voltage stability for grid connected solar photovoltaic systems using static synchronous compensator with recurrent neural network. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 69-77. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.10>.
14. Bengharbi A.A., Laribi S., Allaoui T., Mimouni A. Photovoltaic system faults diagnosis using discrete wavelet transform based artificial neural networks. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 42-47. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.07>.
15. Chen Y., Song L., Liu Y., Yang L., Li D. A Review of the Artificial Neural Network Models for Water Quality Prediction. *Applied Sciences*, 2020, vol. 10, no. 17, art. no. 5776. doi: <https://doi.org/10.3390/app10175776>.
16. Li X., Wen H., Hu Y., Jiang L. A novel beta parameter based fuzzy-logic controller for photovoltaic MPPT application. *Renewable Energy*, 2019, vol. 130, pp. 416-427. doi: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2018.06.071>.
17. Loukil K., Abbes H., Abid H., Abid M., Toumi A. Design and implementation of reconfigurable MPPT fuzzy controller for photovoltaic systems. *Ain Shams Engineering Journal*, 2020, vol. 11, no. 2, pp. 319-328. doi: <https://doi.org/10.1016/j.asej.2019.10.002>.
18. Ilyas A., Khan M.R., Ayyub M. FPGA based real-time implementation of fuzzy logic controller for maximum power point tracking of solar photovoltaic system. *Optik*, 2020, vol. 213, art. no. 164668. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2020.164668>.
19. Rezk H., Aly M., Al-Dhaifallah M., Shoyama M. Design and Hardware Implementation of New Adaptive Fuzzy Logic-Based MPPT Control Method for Photovoltaic Applications. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 106427-106438. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2932694>.
20. Vivek K., Subbarao K.V., Routray W., Kamini N.R., Dash K.K. Application of Fuzzy Logic in Sensory Evaluation of Food Products: a Comprehensive Study. *Food and Bioprocess Technology*, 2020, vol. 13, no. 1, pp. 1-29. doi: <https://doi.org/10.1007/s11947-019-02337-4>.
21. Chatrenour N., Razmi H., Doagou-Mojarrad H. Improved double integral sliding mode MPPT controller based parameter estimation for a stand-alone photovoltaic system. *Energy Conversion and Management*, 2017, vol. 139, pp. 97-109. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2017.02.055>.
22. Akbar F., Mehmood T., Sadiq K., Ullah M.F. Optimization of accurate estimation of single diode solar photovoltaic parameters and extraction of maximum power point under different conditions. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 6, pp. 46-53. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.6.07>.
23. Benazza B., Bendaoud A., Slimani H., Benaissa M., Flitti M., Zeghoudi A. Experimental study of electromagnetic disturbances in common and differential modes in a circuit based on two DC/DC boost static converter in parallel. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 35-39. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.05>.
24. Lu C.-F., Liu C.-C., Wu C.-J. Dynamic modelling of battery energy storage system and application to power system stability. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, 1995, vol. 142, no. 4, art. no. 429. doi: <https://doi.org/10.1049/ip-gtd:19951858>.
25. Moradi M.H., Reisi A.R. A hybrid maximum power point tracking method for photovoltaic systems. *Solar Energy*, 2011, vol. 85, no. 11, pp. 2965-2976. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2011.08.036>.
26. Sheetal W., Dubewar D. Comparative Study of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. *International Journal of Engineering Research and Technology*, 2015, vol. 4, no. 2, pp. 216-223.
27. Gounden N.A., Ann Peter S., Nallandula H., Krithiga S. Fuzzy logic controller with MPPT using line-commutated inverter for three-phase grid-connected photovoltaic systems. *Renewable Energy*, 2009, vol. 34, no. 3, pp. 909-915. doi: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2008.05.039>.
28. Guenounou O., Dahhou B., Chabour F. Adaptive fuzzy controller based MPPT for photovoltaic systems. *Energy Conversion and Management*, 2014, vol. 78, pp. 843-850. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2013.07.093>.
29. Mabrouk Y.A., Mokhtari B., Allaoui T. Frequency analysis of stator currents of an induction motor controlled by direct torque control associated with a fuzzy flux estimator. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 27-32. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.05>.
30. Altin N., Ozdemir S. Three-phase three-level grid interactive inverter with fuzzy logic based maximum power point tracking controller. *Energy Conversion and Management*, 2013, vol. 69, pp. 17-26. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2013.01.012>.

Received 06.11.2023
Accepted 26.03.2024
Published 20.08.2024

Hadjer Bounechba^{1,2,3}, Professor.
Abdelfettah Boussaid^{1,2,4}, Professor.
Aissa Bouzid^{1,2}, Professor,

¹ University Freres Mentouri Constantine 1,
25000 Ain El Bey Way, Constantine, Algeria,

² Constantine Electrotechnical Laboratory,

³ The Department of Electrical Engineering,

⁴ Institut des Sciences et des Techniques Appliquees-ISTA,
e-mail: hadjer.bounechba@lec-umc.org (Corresponding Author);
abdelfettah.boussaid@lec-umc.org; aissa.bouzid@umc.edu.dz

How to cite this article:

Bounechba H., Boussaid A., Bouzid A. Experimental validation of fuzzy logic controller based on voltage perturbation algorithm in battery storage photovoltaic system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 5, pp. 20-27. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.5.03>

L. Djafer, R. Taleb, F. Mehedi

Dspace implementation of real-time selective harmonics elimination technique using modified carrier on three phase inverter

Introduction. In the contemporary world, alternative electrical energy has become an integral part of our daily existence, with the majority of our electrical materials, electronic devices, and industrial equipment relying on this energy source. Consequently, ensuring the quality of the electrical signal obtained is of paramount importance in the process of converting and distributing electrical energy. The improvement of the output voltage inverter can be achieved through adjustments to the inverter structure or by refining the control strategy. **The novelty** of the presented research lies in an innovative approach that employs real-time modulation for efficient control over the reduction of harmonics, alongside managing the fundamental component. This approach is applicable to both bipolar and unipolar configurations, featuring quarter-wave and half-wave symmetries. **Purpose.** Employing this modulation strategy aims to enhance the durability of the switching components and enhance the voltage output of the inverter. **Methods.** The methodology is founded on a sine-sine modulation as its foundational model. It constitutes an inventive pulse width modulation technique in which a reference sinusoidal waveform, operating at the desired signal frequency, is compared to a modified carrier signal with an identical time period as the reference signal. **Results.** This paper introduces a broader and more comprehensive approach, alongside specific solutions, for the control and mitigation of harmonics in three phase voltage source inverters. The proposed method offers precise control over the reduction of harmonics and the fundamental component, and it can be implemented in extensive power electronic converters. **Practical value.** To assess the effectiveness of the given control approach, we conducted simulations as well as real-time implementation employing Dspace DS1104 controller board. The outcomes were highly favorable, confirming the effectiveness and validity of the suggested control algorithm. References 15, tables 4, figures 7. **Key words:** voltage source inverter, real-time harmonics control, pulse width modulation technique, Dspace DS1104.

Вступ. У сучасному світі альтернативна електрична енергія стала невід'ємною частиною нашого повсякденного існування, і більшість наших електричних матеріалів, електронних пристроїв і промислового обладнання покладаються на це джерело енергії. Отже, забезпечення якості отриманого електричного сигналу має першочергове значення в процесі перетворення та розподілу електричної енергії. Покращення вихідної напруги інвертора може бути досягнуто шляхом коригування структури інвертора або вдосконалення стратегії керування. **Новизна** представленого дослідження полягає в інноваційному підході, який використовує модуляцію в реальному часі для ефективного контролю над зменшенням гармонік, поряд з керуванням основною компонентою. Цей підхід застосовний як до біполярних, так і до однополярних конфігурацій, що мають чвертьхвильову та напівхвильову симетрію. **Мета.** Застосування цієї стратегії модуляції спрямоване на підвищення довговічності комутаційних компонентів і підвищення вихідної напруги інвертора. **Методи.** Методологія базується на синусоїдній модуляції як базовій моделі. Він являє собою метод широтно-імпульсної модуляції за винаходом, у якій опорна синусоїдальна форма хвилі, що працює на бажаній частоті сигналу, порівнюється з модифікованим несучим сигналом з ідентичним періодом часу, що й опорний сигнал. **Результати.** Ця стаття представляє ширший і комплексний підхід, поряд із конкретними рішеннями, для контролю та пом'якшення гармонік у трифазних інверторах джерел напруги. Запропонований метод пропонує точний контроль над зменшенням гармонік і основної складової, і він може бути реалізований у потужних електронних перетворювачах. **Практична цінність.** Щоб оцінити ефективність даного підходу до управління, ми провели моделювання, а також реалізацію в реальному часі з використанням плати контролера Dspace DS1104. Результати були дуже сприятливими, підтверджуючи ефективність і валідність запропонованого алгоритму контролю. Бібл. 15, табл. 4, рис. 7. **Ключові слова:** інвертор джерела напруги, контроль гармонік у реальному часі, метод широтно-імпульсної модуляції, Dspace DS1104.

Abbreviations

FFT	Fast Fourier Transform	RTHC	Real-Time Harmonics Control
GA	Genetic Algorithm	RTI	Real-Time Implementation
PWM	Pulse Width Modulation	SHE-PWM	Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation
RTHE	Real-Time Harmonic Elimination	SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation

Introduction. Harmonics and the frequency at which switches operate present notable difficulties within power systems overall, with switching converters being particularly affected [1]. To tackle this issue, two commonly used approaches are the widely recognized SPWM and SHE-PWM [2–5].

SHE-PWM, regarded as a substitute for the SPWM approach, has been extensively studied and explored over time. When compared to SPWM and SHE-PWM provides enhanced control over the lower order harmonic and results in a reduced switching frequency, consequently prolonging the converter's operational lifespan [6]. Another significant distinction between the two methodologies lies in the manner in which the angles of switching are computed. Within the SPWM technique, angles are continuously produced in real-time through the

comparison of a sinusoidal reference with the triangular carrier. In SHE-PWM, the computations are carried out offline, rendering its implementation less resource-intensive. The primary difficulty linked with SHE-PWM lies in the resolution of the resulting system of nonlinear equations [6]. To simplify these equations, prior and contemporary studies have relied on essential assumptions that enforce quarter-wave symmetry on the output waveform [2, 3].

SHE-PWM involves a two-step procedure. In the first phase, the switching instants are determined by solving a system of nonlinear algebraic transcendental equations [7], which can be accomplished using various algorithms like the commonly used iterative method, elimination theory, and a range of optimization

approaches, involving GAs and particle swarm optimization techniques. During the second phase, the computed switching instants are stored in a lookup table for real-time retrieval [7]. In practice look-up tables are electronic memories, their capacities depend on the number of harmonics desired to be eliminated and the sampling time of the modulation index. In recent times, numerous studies have put forward various SHE-PWM methods that eliminate the need for storing switching angles in memory, as discussed in references [7, 8]. The approaches introduced in references [9, 10] are regarded as significant advancements in the concept of RTHE.

The goal of the paper is analysis, simulation and implementation of the RTHE method on a three-phase inverter. This method permits the removal of chosen harmonics while also simplifying the generation and comparison of the modified sine carrier and a sinusoidal reference.

Subject of investigations. This paper presents an innovative method for managing and reducing harmonics within switching converters, known as RTHE. It is introduced as an alternate approach to SHE-PWM [11, 12]. This approach employs a modulation strategy that utilizes an altered sine carrier waveform, which is contrasted with a typical sine wave, rather than the more common triangular carrier wave [12]. As a result, RTHE streamlines the process of generating and comparing modified sine carrier and the reference sinusoid modulation signals, allowing for quick and precise execution without any precision-related concerns.

In pursuit of this objective, the switching instants are calculated by solving nonlinear algebraic transcendental equations with the use of any optimization algorithm (this paper employs GA). Then these computed angles are applied to produce the required sine carrier wave, resulting in a sine-sine modulation.

Sine-sine PWM. Figure 1,a shows the electrical circuit of a three-phase inverter, where the input voltage is denoted as v_{dc} and 6 electronic switches. To generate a PWM signal, two sinusoidal waveforms are employed: a reference sinusoid denoted as $v_{ref} = m_i \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \pi)$ and a sinusoidal carrier labeled as $v_{car} = m_i \sin k \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$ as shown in Fig. 1,b juxtaposed with (rather than a sinusoidal reference and a triangular carrier as in traditional SPWM). The PWM waveform that emerges from this contrast is shown in Fig. 1,c with a maximum amplitude of $r = 1$, a fixed value of $k = 9$ and a frequency $f = 50$ Hz. The constant k signifies the relationship between the carrier frequency and the reference signal frequency. A generalized method to compute the intersection points, as presented in Fig. 1,b,c, in the context of sine-sine PWM, involves solving (1). The angles of intersection φ_i are represented in radians for the values of $k = 5, 9, 13, 17, 21, 25, \dots, n, n + 4$:

$$\varphi_i = \frac{i \cdot \pi}{(k + (-1)^i)}, \quad i = \left[1: \frac{k-1}{2} \right], \quad (1)$$

$$0 < \varphi_i < \frac{\pi}{2}, \quad k = 5, 9, 13, 17, 21 \dots n, n + 4.$$

Table 1 illustrates instances of intersection points in a sine-sine PWM signal for various k values ranging from 5 to 21.

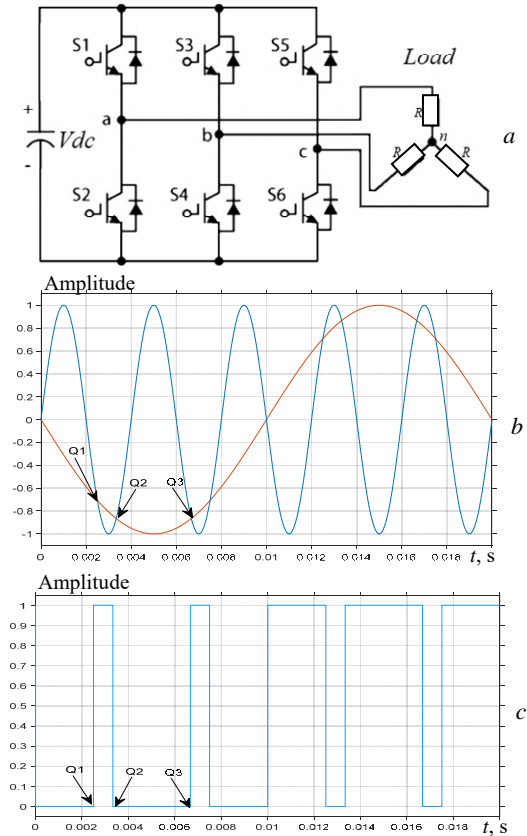


Fig. 1. Sine-sine PWM: a – electrical circuit of three phase inverter; b – sine-wave comparison; c – produced PWM

Table 1

Points of intersection present in a sine-sine PWM signal

	$k = 5$	$k = 9$	$k = 13$	$k = 17$	$k = 21$
φ_1	$\pi/4$	$\pi/8$	$\pi/12$	$\pi/16$	$\pi/20$
φ_2	$\pi/3$	$\pi/5$	$\pi/7$	$\pi/9$	$\pi/11$
φ_3	*	$3\pi/8$	$\pi/4$	$3\pi/16$	$3\pi/20$
φ_4	*	$2\pi/5$	$2\pi/7$	$2\pi/9$	$2\pi/11$
φ_5	*	*	$5\pi/12$	$5\pi/16$	$\pi/4$
φ_6	*	*	$3\pi/7$	$\pi/3$	$3\pi/11$
φ_7	*	*	*	$7\pi/16$	$7\pi/20$
φ_8	*	*	*	$4\pi/9$	$4\pi/11$
φ_9	*	*	*	*	$9\pi/20$
φ_{10}	*	*	*	*	$5\pi/11$

RTHE theory. The PWM signal depicted in Fig. 1,c exhibits both quarter-wave and half-wave symmetrical properties. To suppress N harmonics and regulate the fundamental component, $(N+1)$ angles need to be calculated during each quarter period of the waveform.

To accomplish this objective, we will need to solve a system of transcendental equations using the Fourier series decomposition method:

$$I_1 = 1 + 2 \cdot \sum_{i=1}^{N+1} (-1)^i \cos(\varphi_i - \alpha_i) - M = 0; \quad (2)$$

$$I_{N+1} = 1 + 2 \cdot \sum_{i=1}^{N+1} (-1)^i \cos((N+1)(\varphi_i - \alpha_i)) = 0,$$

for $k = 2(N + 1) + 1$ and $M = \pi \cdot m_i / 4$, where m_i is the modulation index (usually $0 \leq m_i \leq 1$). The term α_i is referred to as the perturbation angle and is denoted in radians. To ascertain the appropriate perturbation angles values α_i for any combination of m_i and k , it is essential to

solve the set of transcendental equations as described in (2). This can be accomplished by employing various computational techniques, as introduced earlier.

In this study, we have employed the established GA algorithm. The fundamental procedures of GA are elaborated in [13]. A specific method for resolving the system of equations in (2) involves the minimization of the following constrained objective function:

$$F(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_{N+1}) = 0.5(I_1^2, I_2^2, I_3^2, \dots, I_{N+1}^2), \quad (3)$$

where the constraint is defined by:

$$0 \leq \varphi_1 - \alpha_1 \leq \varphi_2 - \alpha_2 \leq \varphi_3 - \alpha_3 \leq \dots \leq \varphi_{N+1} - \alpha_{N+1} \leq \pi/2. \quad (4)$$

The perturbation angles' numerical values for $m_i = 0.8$ can be found in Table 2, where $k = 9$ and 13.

Table 2

α_i	$k = 9$	$k = 13$
α_1	0.1999	0.1341
α_2	0.2051	0.1477
α_3	0.4634	0.3071
α_4	0.3791	0.2899
α_5	0	0.4847
α_6	0	0.4153

To obtain the intended PWM signal, it is essential to establish a modified carrier signal using the perturbation angles computed through the minimization of (3). The carrier signal in question should have the capability to produce a PWM waveform that displays attributes of both odd and quarter-wave symmetries. It is expected to cross the horizontal axis (time axis) at the point π and 2π [14].

The altered carrier signal takes on the subsequent expression:

$$f(\theta) = A_1 \cdot \sin(k_1 \cdot \theta) + A_2 \cdot \sin(k_2 \cdot \theta) + \dots, \quad (5)$$

where A_i and k_i represent unidentified parameters.

The given formulation of $f(\theta)$ in this manuscript is characterized as follows:

$$f(\theta_i) = \sum_{i=1}^{N+1} C_i \cdot A_i, \quad C_i = \sin(q_i \cdot \theta), \quad (6)$$

where C_i is the fixed value, $\theta_i = \varphi_i - \alpha_i$ and q_i is the odd number within the range of $[3, k]$.

Thus, the sole remaining unidentified parameters comprise A_i . This transforms the system into a set of linear equations that can be solved easily using standard techniques. Compared to [14, 15], the determination of the new points of intersection θ_i is performed exclusively over a quarter of a cycle.

As an illustration, let's take the case with $k = 9$. The set of algebraic equations for deriving the parameters A_i can be expressed as:

$$\begin{aligned} f(\theta_1) &= A_1 \sin(q_1 \theta_1) + A_2 \sin(q_2 \theta_1) + \\ &\quad + A_3 \sin(q_3 \theta_1) + A_4 \sin(q_4 \theta_1); \\ f(\theta_2) &= A_1 \sin(q_1 \theta_2) + A_2 \sin(q_2 \theta_2) + \\ &\quad + A_3 \sin(q_3 \theta_2) + A_4 \sin(q_4 \theta_2); \\ f(\theta_3) &= A_1 \sin(q_1 \theta_3) + A_2 \sin(q_2 \theta_3) + \\ &\quad + A_3 \sin(q_3 \theta_3) + A_4 \sin(q_4 \theta_3); \\ f(\theta_4) &= A_1 \sin(q_1 \theta_4) + A_2 \sin(q_2 \theta_4) + \\ &\quad + A_3 \sin(q_3 \theta_4) + A_4 \sin(q_4 \theta_4), \end{aligned} \quad (7)$$

where

$$\begin{aligned} f(\theta_i) &= \sin(\theta_i + \pi), \quad \theta_i = \varphi_i - \beta_i, \\ i &= 1, 2, 3, 4 \text{ for } q_1 = 3, q_2 = 5, q_3 = 7, q_4 = 9. \end{aligned}$$

In general $k = n: q_1 = 3, q_2 = 5, q_3 = 7, \dots, q_{(n-1)/2} = n$ (for quarter-wave symmetry).

The suggested approach can be succinctly outlined via a sequence of 5 steps, outlined as follows:

1st step: select the modulation index m_i and define the quantity of harmonics N to be regulated based on the k 's value;

2nd step: employ the GA algorithm to solve the non-linear algebraic transcendental equations (2) and ascertain the perturbation angles α_i ;

3rd step: utilize the calculated perturbation angles α_i to derive and solve the set of linear equations in A_i , employing (7);

4th step: create the intended modified carrier by inputting the numerical values of A_i (calculated in 3rd step) and q_i into (7); and

5th step: generate the PWM waveform.

Results and discussion. To evaluate the effectiveness of the suggested method, this section unveils the outcomes under the scenario where all harmonics until the 11th, 13th, and 17th orders are regulated in three phase inverters.

To derive the modulation signal $(\theta_i, f(\theta_i))$, which represents the modified carrier waveform, it is imperative to compute the A_i values by solving a set of linear equations. Before this, the α_i perturbation angles are calculated by solving the nonlinear transcendental equations through the use of the GA. The resultant values are documented in Table 2.

The numeric values of the points of intersection θ_i and the associated modulation signal $f(\theta_i)$ for $m_i = 0.8$ and different values of k , specifically 9 and 13, can be found in Table 3. Substituting the values of $(\theta_i, f(\theta_i))$ into (7) results in a set of linear equations for A_i corresponding to each k value.

The solutions for A_i with k values of 9 and 13, are detailed in Table 4. Subsequently, by replacing the q_i and A_i values into (7), the modified carrier is derived, leading to the generation of the PWM waveform.

Table 3

$k = 9$		$k = 13$	
$\theta_i, \text{ rad}$	$f(\theta_i)$	$\theta_i, \text{ rad}$	$f(\theta_i)$
0.1782	-0.1772	0.1276	-0.1272
0.4434	-0.4290	0.3010	-0.2964
0.6995	-0.6438	0.4782	-0.4601
0.9008	-0.7838	0.6076	-0.5708
*	*	0.8242	-0.7340
*	*	0.9310	-0.8022

Table 4

	$k = 9$	$k = 13$
A_1	-0.8027	-0.8524
A_2	0.5035	0.6133
A_3	-0.2283	-0.3638
A_4	0.0570	0.1694
A_5	0	-0.0559
A_6	0	0.0099

The modified carrier, the output voltage waveform and its corresponding FFT are depicted in Figs. 2–4, respectively, for a frequency $f = 50$ Hz.

It is important to highlight that in a three phase voltage system, the corresponding phase shifts are 0 , $-2\pi/3$ and $2\pi/3$, respectively. Consequently, for the alignment of our system voltages in phase:

- The reference sinusoid exhibit phase shifts of 0 , $-2\pi/3$ and $2\pi/3$, respectively;
- the modified carrier exhibit phase shifts of π , $-q_i 2\pi/3 + \pi$ and $q_i 2\pi/3 + \pi$, respectively.

Simulation results. To showcase the effectiveness of a three phase inverter under various k values (specifically, $k = 9$ and $k = 13$), custom carrier signals were generated. These custom carrier signals, along with their corresponding output voltage waveforms and resulting harmonic spectra, were simulated over a duration of 0.02 s. The simulations were carried out at a 50 Hz frequency and a DC input voltage of $V_{dc} = 100$ V.

As depicted by the simulation outcomes, the suggested approach has been effectively employed across various k values. The outcomes of the simulation distinctly demonstrate that the modified carrier possesses half-and also quarter wave symmetry. As depicted in Fig. 2, the output voltages along with their corresponding harmonics spectra for the three phase inverter are illustrated in Fig. 3, 4, respectively. In conclusion the harmonic spectra provide clear evidence of the complete elimination of all fundamental frequency harmonics.

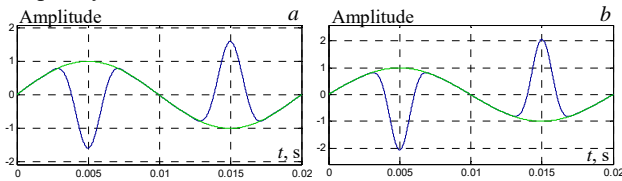


Fig. 2. The modified carrier, a sinusoidal reference in three phase inverter: $a - k = 9$; $b - k = 13$

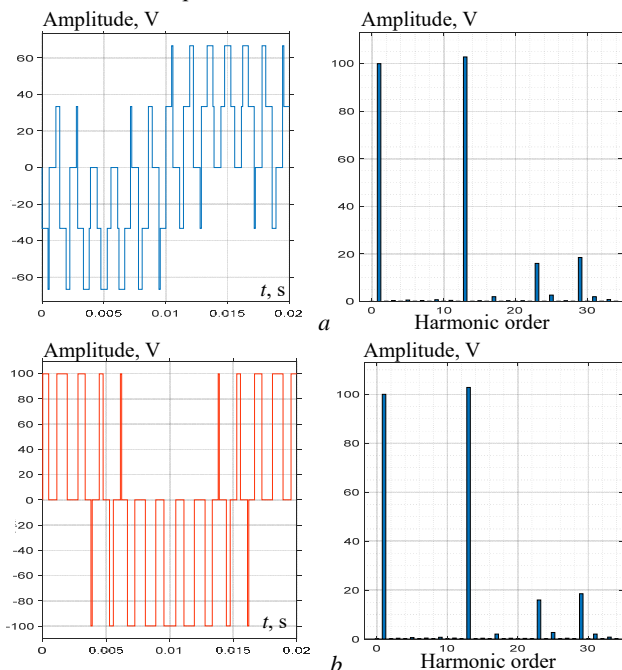


Fig. 3. Implementation of RTHE:
 a – the phase-neutral output voltage waveform and FFT corresponding for $k = 9$; b – line-to-line output voltage waveform and FFT corresponding for $k = 9$

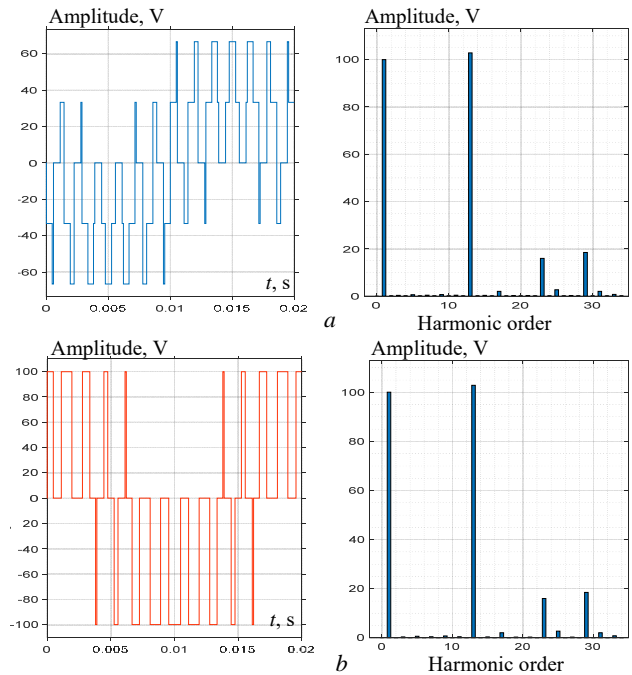


Fig. 4. Implementation of RTHE:
 a – the phase-neutral output voltage waveform and FFT corresponding for $k = 13$; b – line-to-line output voltage waveform and FFT corresponding for $k = 13$

Experimental evaluation. The practical execution of the experiment was realized using the Dspace DS1104. Figure 5 depicts the experimental prototype of the system; its purpose was to confirm the validity of the simulation results. The model comprises a DC power supply, Dspace 1104 for producing gating signals to control the switching devices and three phase inverter consists of 6 MOSFET IRF840 switches controlled by driver circuits

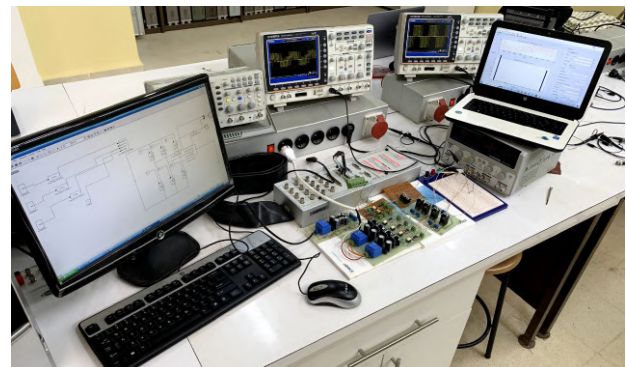
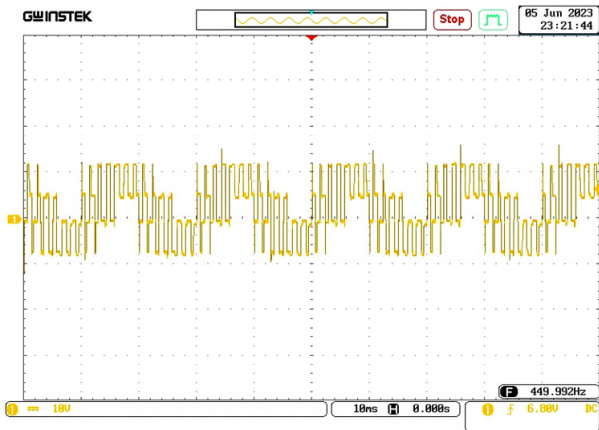


Fig. 5. Experimental prototype of the system

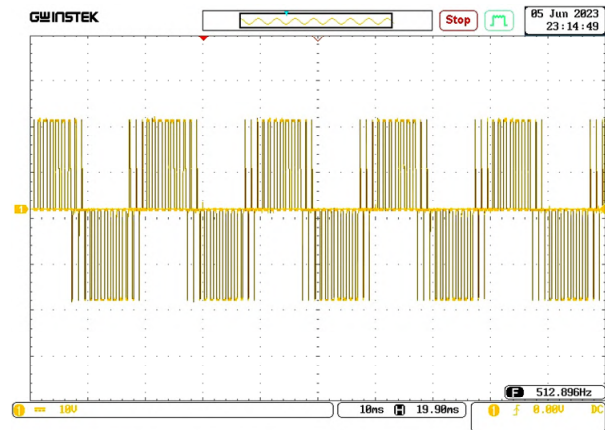
Figures 6, $a-c$ show the experimental output voltage wave forms of the inverter, the phase-neutral voltage and the line-line voltage and their associated harmonic spectrum respectively. We note clearly that the harmonics 5th, 7th and 11th have been effectively eradicated.

Figures 7, $a-c$ show the experimental output voltage wave forms of the inverter, the phase-neutral voltage and the line-line voltage and their associated harmonic spectrum respectively. We note clearly that the harmonics 5th, 7th, 11th, 13th and 17th have been effectively eradicated.

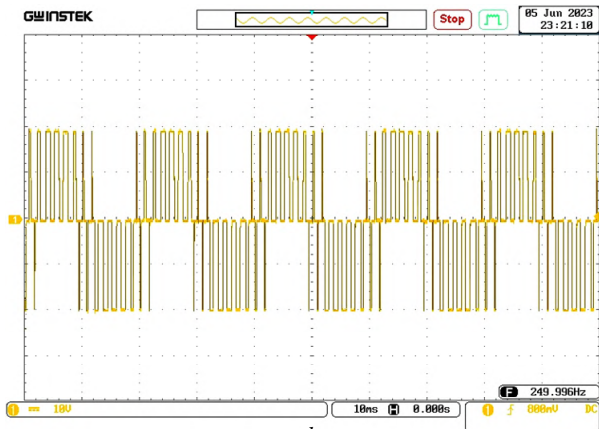
Figures 6, 7 illustrate congruence between the experimental results and simulations, providing compelling evidence to confirm the effectiveness of the proposed approach. The success in eliminating the specified harmonics clearly attests to the effectiveness of the suggested method.



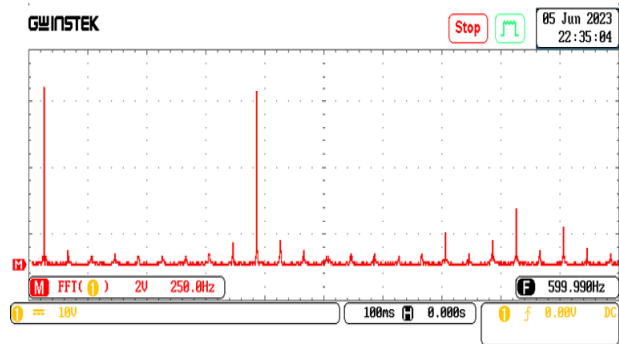
a



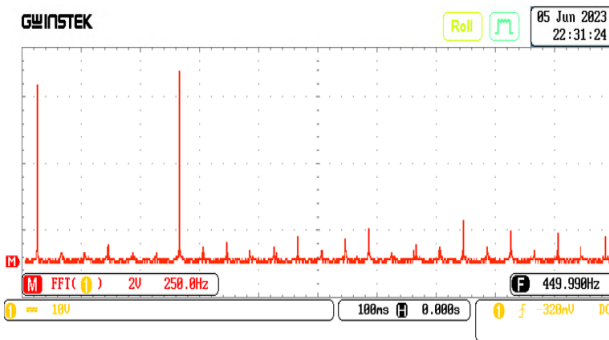
b



b

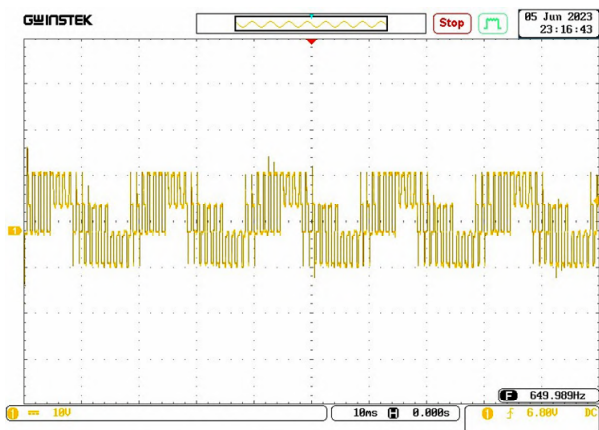


c



c

Fig. 6. Experimental implementation of RTHE:
 a – the phase-neutral output voltage waveform for $k = 9$;
 b – line-to-line output voltage waveform for $k = 9$;
 c – harmonic spectrum



a

Fig. 7. Experimental implementation of RTHE:
 a – the phase-neutral output voltage waveform for $k = 13$;
 b – line-to-line output voltage waveform for $k = 13$;
 c – harmonic spectrum

Conclusions.

1. This paper discusses a novel real-time implementation of SHE-PWM to eliminate the unwanted harmonics in the output voltage waveform of three phase inverter. This novel approach, known as RTHC, employs an alternative modulation strategy that streamlines the carrier generation process and facilitates the comparison between the carrier and the reference.

2. The suggested method commences by introducing a novel formula for the modified carrier waveform, resulting in a set of linear algebraic equations. To calculate the perturbation angles, the GA method is utilized. The perturbation angles have a crucial role in shaping the modified carrier. The proposed approach guarantees comprehensive control over both the elimination of harmonics and the fundamental component.

3. To evaluate the efficacy of the technique simulation and real-time hardware implementations have been carried out. The simulation and experimental outcomes are highly satisfactory, conclusively demonstrating the soundness of the suggested approach. Presently, efforts are ongoing to develop solutions for the modified carrier waveform applicable across a broad spectrum in multi-level inverters.

Conflict of interest. The authors declare that they have no conflict of interest.

REFERENCES

1. Toubal Maamar A.E. Analysis and Experimental Validation of Selective Harmonic Elimination in Single-Phase Five-Level Inverter using Particle Swarm Optimization Algorithm.

Electronics, 2022, vol. 26, no. 2, pp. 65-72. doi: <https://doi.org/10.53314/ELS2226065M>.

2. Toubal Maamar A.E., Helaimi M., Taleb R., Mouloudj H., Elamri O., Gadoum A. Mathematical Analysis of N-R Algorithm for Experimental Implementation of SHEPWM Control on Single-phase Inverter. *International Journal of Engineering Trends and Technology*, 2020, vol. 68, no. 2, pp. 9-16. doi: <https://doi.org/10.14445/22315381/IJETT-V68I2P202>.
3. Parimalasundar E., Kumar N.M.G., Geetha P., Suresh K. Performance investigation of modular multilevel inverter topologies for photovoltaic applications with minimal switches. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 28-34. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.05>.
4. Hosseinzadeh M.A., Sarbanzadeh M., Salgueiro Y., Rivera M., Wheeler P. Selective Harmonic Elimination In Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter Using Genetic Algorithm Approach. *2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2019, pp. 1527-1532. doi: <https://doi.org/10.1109/ICIT.2019.8755089>.
5. 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>.
6. Yaqoob M.T., Rahmat M.K., Maharum S.M.M., Su'ud M.M. A Review on harmonics elimination in real time for cascaded H-bridge multilevel inverter using particle swarm optimization. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 2021, vol. 12, no. 1, pp. 228-240. doi: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v12.i1.pp228-240>.
7. Mohammed L.A., Husain T.A., Ibraheem T.A.M. Implementation of SHE-PWM technique for single-phase inverter based on Arduino. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 2021, vol. 11, no. 4, pp. 2907-2915. doi: <https://doi.org/10.11591/ijece.v11i4.pp2907-2915>.
8. Shanono I.H., Abdullah N.R.H., Daniyal H., Muhammad A. Optimizing performance of a reduced switch multi-level inverter with moth-flame algorithm and SHE-PWM. *The Journal of Engineering*, 2023, no. 11, pp. 1-27. doi: <https://doi.org/10.1049/tje2.12281>.
9. Hassan E.D., Mohammed K.G., Ali I.I. Implementation of TMS320f28335 DSP code based on SVPWM Technique for Driving VSI with Induction Motor. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 2022, vol. 13, no. 3, pp. 1895-1903. doi: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v13.i3.pp1895-1903>.
10. Yan X., Guan B., Du X. Multi-mode Hybrid Modulation Strategy for Three-level Converters based on Half-wave Symmetric SHEPWM. *2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition - Asia (ECCE-Asia)*, 2021, pp. 349-354. doi: <https://doi.org/10.1109/ECCE-Asia49820.2021.9479391>.

How to cite this article:

Djafer L., Taleb R., Mehedi F. Dspace implementation of real-time selective harmonics elimination technique using modified carrier on three phase inverter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 5, pp. 28-33. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.5.04>

11. Bouyakoub I., Taleb R., Mellah H., Zerglaine A. Implementation of space vector modulation for two level Three-phase inverter using dSPACE DS1104. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 2020, vol. 20, no. 2, pp. 744-751. doi: <https://doi.org/10.11591/ijeecs.v20.i2.pp744-751>.
12. Maamar A.E.T., Kermadi M., Helaimi M., Taleb R., Mekhilef S. An Improved Single-Phase Asymmetrical Multilevel Inverter Structure With Reduced Number of Switches and Higher Power Quality. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2021, vol. 68, no. 6, pp. 2092-2096. doi: <https://doi.org/10.1109/TCSII.2020.3046186>.
13. Ganesh Babu B., Surya Kalavathi M. Hardware Implementation of Multilevel Inverter using NR, GA, Bee Algorithms. *2021 International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation (SEFET)*, 2021, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/SeFet48154.2021.9375750>.
14. Guan B., Yan X. Hybrid low switching frequency modulation strategy with high dynamic response for high-power voltage source converter. *IET Electric Power Applications*, 2023, vol. 17, no. 7, pp. 906-917. doi: <https://doi.org/10.1049/elp2.12312>.
15. Chatterjee S., Das A. A review on technological aspects of different PWM techniques and its comparison based on different performance parameters. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2023, vol. 51, no. 5, pp. 2446-2498. doi: <https://doi.org/10.1002/cta.3513>.

Received 30.01.2024

Accepted 12.03.2024

Published 20.08.2024

L. Djafer¹, PhD Student,

R. Taleb², Professor,

F. Mehedi³, Associate Professor,

¹Electrical Engineering Department, Faculty of Technology,

Hassiba Benbouali University of Chlef,

Laboratoire Genie Electrique et Energies Renouvelables (LGEER),

Chlef, Algeria,

e-mail: lem.djafer@gmail.com (Corresponding Author)

²Electrical Engineering Department, Faculty of Technology,

Hassiba Benbouali University of Chlef,

Laboratoire Genie Electrique et Energies Renouvelables (LGEER),

and Unite de Recherche en Systemes Embarques de Chlef,

Centre de Recherche sur l'Information Scientifique et Technique

(CERIST), Chlef, Algeria,

e-mail: rac.taleb@gmail.com

³Faculty of Technology, Hassiba Benbouali University of Chlef,

Laboratoire Genie Electrique et Energies Renouvelables (LGEER),

Chlef, Algeria,

e-mail: f.mehedi@univ-chlef.dz

F. Ebrahimi, N.A. Windarko, A.I. Gunawan

Wild horse optimization algorithm implementation in 7-level packed U-cell multilevel inverter to mitigate total harmonic distortion

Introduction. Multilevel inverters (MLIs) are a popular industrial and, more especially, renewable energy application solution. This is because of its appetite for filters, low distortion class, and capacity to provide a multilayer output voltage that resembles a pure sine waveform. **The novelty** is in applying the wild horse optimization algorithm (WHOA) to adjust the sinusoidal pulse width modulation (SPWM) technique by producing the optimal reference signal parameters in a new multilevel inverter architecture known as the packed U-cell multilevel inverter (PUC-MLI). **Purpose.** This study helps with the idea of new inverter architecture and a modified pulse width modulation (MPWM) method to make the multilevel inverter smaller, cheaper, and with less total harmonic distortion (THD). **Methods.** We use the proposed approach to control a 7-level, single-phase PUC-MLI. The WHOA is used to discover the optimal parameters of the additional reference sine signal after being compared with SPWM to evaluate its performance in harmonic reduction. The simulation's outcome was validated by building a PUC-MLI prototype. **Results.** Experimental results and simulations validate the effectiveness of the suggested approach. The WHOA-improved MPWM approach achieves a significant reduction in THD on the PUC-MLI output voltage, as indicated by the results. **Practical value.** THD in MLI output voltage will be reduced without spending any cost. The suggested solution works with many MLI topologies with varying output voltage levels. References 20, tables 6, figures 12.

Key words: packed U-cell multilevel inverter, total harmonic distortion, modified pulse width modulation, wild horse optimization algorithm.

Вступ. Багаторівневі інвертори (MLIs) є популярним рішенням для застосування у промисловості та, особливо, у відновлюваних джерелах енергії. Це пов'язано з його потребою у фільтрах, низьким класом спотворень та здатністю забезпечувати багатопилову вихідну напругу, що нагадує чистий синусоїдальний сигнал. **Новизна** полягає у застосуванні алгоритму оптимізації «дикого коня» (WHOA) для налаштування методу синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції (SPWM) шляхом створення оптимальних параметрів опорного сигналу в новій архітектурі, відомій як упакований багаторівневий інвертор U-подібного типу (PUC-MLI). **Мета.** Це дослідження допомагає реалізувати ідею нової архітектури інвертора та модифікованого методу широтно-імпульсної модуляції (MPWM), що дозволяє зробити багаторівневий інвертор меншим, дешевішим і з меншим загальним гармонічним спотворенням (THD). **Методи.** Ми використовуємо запропонований підхід для керування 7-рівневим однофазним PUC-MLI. WHOA використовується для визначення оптимальних параметрів додаткового еталонного синусоїдального сигналу після порівняння зі SPWM для оцінки його ефективності зниження гармонік. Результати моделювання були підтверджені створенням прототипу PUC-MLI. **Результати.** Експериментальні результати та моделювання підтверджують ефективність запропонованого підходу. Удосконалений WHOA підхід MPWM дозволяє досягти значного зниження THD вихідної напруги PUC-MLI, про що свідчать результати. **Практична цінність.** THD вихідної напруги MLI буде знижено без будь-яких витрат. Пропоноване рішення працює з багатьма топологіями MLI з різними рівнями вихідної напруги. Бібл. 20, табл. 6, рис. 12.

Ключові слова: упакований багаторівневий інвертор U-cell, повне гармонічне спотворення, модифікована широтно-імпульсна модуляція, алгоритм оптимізації «дикого коня».

Abbreviations

CHB	Cascaded H-bridge	PUC	Packed U-cell
FFT	Fast Fourier Transform	PUC-MLI	Packed U-cell Multilevel Inverter
FLC	Flying Capacitor	PWM	Pulse Width Modulation
MPWM	Modified Pulse Width Modulation	SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
MLI	Multilevel Inverter	THD	Total Harmonic Distortion
NPC	Neutral Point Clamped	WHOA	Wild Horse Optimization Algorithm

Introduction. Afghanistan, one of the least developed nations, has serious economic problems. Industry is essential to its growth, but the lack of power impedes development because of an imbalance between supply and demand. Afghanistan has a lot of solar potential, so the government is pursuing a 2000 MW renewable energy initiative as a solution to this. By allowing the establishment of factories in isolated locations without long transmission lines, solar energy may stimulate the local economy. The factory needs electricity in the AC range. Inverters are devices that change DC voltage into AC voltage. The application of inverters is wide; however, it can be used where DC power is a supplier and AC power is the consumer; for instance, it can be used for renewable energy applications. Grid-connected or standalone systems widely use MLIs as voltage converters to provide AC loads with power from renewable energy sources such as wind turbines and solar panels [1]. High-efficiency power conversion systems achieve exceptional performance by minimizing THD and reducing conduction losses during switching; these

systems can maximize their energy conversion capacities and achieve improved overall efficiency and performance by regulating these elements properly [2].

Because the MLI can generate output waveforms with lower THD and higher quality, they are becoming more and more popular. Electrical loads in the AC output voltage require a sinusoidal waveform. All the same, MLI may provide an output voltage that looks like a staircase and is almost exactly like a sine wave. The generation of switching patterns results in an output voltage from the staircase that is not a perfect sine wave. The staircase sine wave contains harmonics. Researchers have developed other MLI variants, including PUC-MLI, FLC MLI and CHB MLI to address this problem [3]. The complex structure of MLI circuits has led some academics to recommend reducing the number of components in them [4]. Even still, the PUC-MLI architecture necessitates a low quantity of devices in order to provide a high output voltage among MLIs [5] that will address the size and cost of construction of MLI issues.

© F. Ebrahimi, N.A. Windarko, A.I. Gunawan

The efficient control of switching patterns to reduce the THD of the output voltage is a major area of active study in MLIs, in addition to the exploration of topological solutions [6]. Space vector modulation [7], selective harmonic elimination, PWM [8] are some of the methods that have been suggested to reduce THD in MLI. Lower-order harmonic suppression in the straight-line output voltage of MLIs has been the explicit focus of several reported modulation techniques [9]. It is also standard practice to use injection techniques that include the modulated signal's integration of several reference signals [10].

In order to reduce THD in MLI, several studies have suggested novel injection techniques. The third harmonic injection space vector PWM [11], the third harmonic injection PWM [12], and the generalized discontinuous PWM [13] are a few instances of distinct PWM approaches. Each strategy significantly impacts the THD value of the output voltage.

Recently, researchers have optimized the THD of the output voltage in MLI by applying meta-heuristic methods in modulation approaches. Particle swarm optimization was used in [14] to improve the design of grid-connected photovoltaic systems. The whale optimization algorithm has been used in PUC-MLI to reduce the THD of the output voltage of MLI; the result is presented only in MATLAB simulation [15], and the researcher modified the switching pattern of MLI in order to reduce the THD in [16] focused on using evolutionary algorithms to get rid of harmonics in PUC-MLI. The result was presented through the simulation only as well; in another study, the researcher analyzed the THD of CHB MLI [17], and in another study, the grey wolf optimizer was used to improve the switching sequence of the NPC MLI in order to reduce the THD. They succeeded in reducing THD from 31.42 % to 26.44 % [18]. However, they used a grey wolf optimizer to optimize only 2 parameters of the injected signal, which are amplitude and phase shafted angle. Unfortunately, no studies have been done on the use of WHOA in PUC-MLI injection technique optimization, where the simulation result is confirmed by building a prototype PUC-MLI.

The goal of the paper. Utilizing the WHOA to optimize injection procedures in PUC-MLI has yet to be the subject of any study. This research aims to improve all parameters of the injected sine signal and lower THD in PUC-MLI by presenting a novel method that uses the WHOA. We will build and test a prototype PUC-MLI to verify the efficacy of the suggested approach. This will validate the simulation results and show how the WHOA will be used in practice to optimise switching patterns in PUC-MLI's switches.

Subject of investigations. The application of WHOA to optimize the injected signal parameters (amplitude, frequency and phase shifted angle) for a 7-level PUC-MLI is the focus of the study. Building a prototype, PUC-MLI will be used to validate the modelling outcome.

Methodology. Packed U-cell multilevel inverter. An electronic device or circuit that changes DC voltage into AC voltage is known as an inverter. Conventional inverters often offer 3 output voltage levels: zero, negative and positive states of output voltages ($-V_{dc}$ and $+V_{dc}$). An MLI is a type of special inverter that can simultaneously

produce different voltage and current levels. Table 1 shows the number of devices required by different types of inverters (NPC, FLC, CHB) and PUC-MLI to achieve 7 output voltage levels.

Table 1
The number of devices corresponding to various categories of MLIs

Components	FLC	NPC	CHB	PUC
IGBTs	24	24	12	6
Capacitors	30	6	3	2
Clamping diodes	0	20	0	0
Total component	54	50	15	8

The PUC-MLI architecture requires only 8 devices to generate 7 output levels. By comparison, the NPC needs 50 devices, the FLC needs 54 and the CHB needs 15. Because of the U-shaped architecture of each unit, the inverter is called a «packed U-cell». Depending on the number of voltage sources (capacitors) and switches utilized, the voltage levels in the packed U-cell design may change. First presented the recommended inverter in 2010, which was then improved upon in 2022 [19]. The PUC-MLI design, which produces 7 output voltage levels by using 2 DC voltage sources and 6 switches, is shown in Fig. 1.

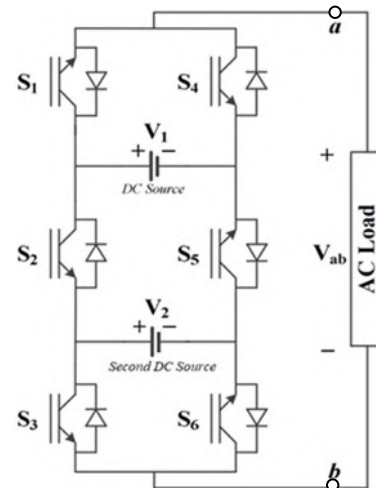


Fig. 1. PUC-MLI design

Table 2 states that this study suggests building a single-phase PUC-MLI structure with 8 output voltage states, which is constructed based on a sequence of connections between cells. As a precaution against DC bus short circuits, switches S4, S5 and S6 in Table 2 function in reverse relative to S1, S2 and S3. Even though the PUC may produce different voltage levels from different DC sources, in order to achieve maximum output voltage (V_{ab}), the second DC bus amplitude must be one-third of the first ($V_1 = 3V_2$). V_{ab} has 7 voltage levels as a result of this configuration: $0, \pm V_2, \pm 2V_2, \pm 3V_2$.

Table 2
PUC-MLI produces voltage levels

S1	S2	S3	S4	S5	S6	V_{ab}
1	0	0	0	1	1	V_1
1	0	1	0	1	0	$V_1 - V_2$
1	1	0	0	0	1	V_2
1	1	1	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	0
0	0	1	1	1	0	$-V_2$
0	1	0	1	0	1	$V_2 - V_1$
0	1	1	1	0	0	$-V_1$

Modified PWM technique. The presence of harmonic distortion in the output voltage of the PUC-MLI is a direct consequence of the switching process. As such, the use of a suitable modulation approach becomes imperative in order to reduce the negative impacts of harmonic distortion. A viable remedy is presented in this research paper – the MPWM approach. While the standard method of modulation is SPWM, it compares the triangle carrier signal with the sine reference signal. In the case of PUC-MLI only a few semiconductor components are required, specifically one reference signal and 6 carrier signals. Figure 2 demonstrates the MPWM techniques.

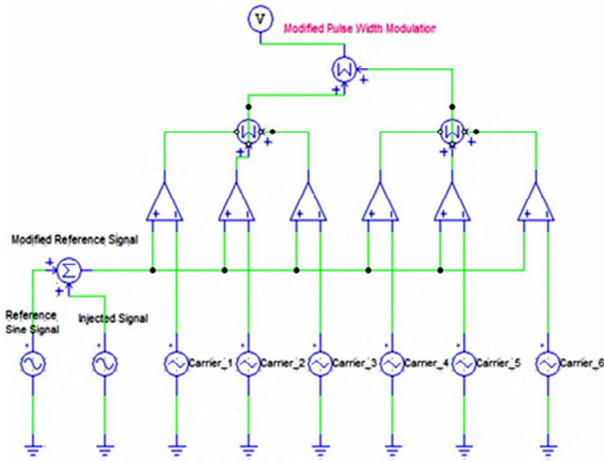


Fig. 2. The procedure for MPWM

The reference sine signal is altered when the injected sine signal and the reference sine signal are added together. The injected sine signal contains parameters for frequency, phase shift and amplitude, whereas the reference signal is a sinusoidal waveform with a fundamental frequency. The injected signal might be either a singular signal or numerous signals. The mathematical expressions representing these signals are as follows:

$$S_r(t) = A_1 \sin(2\pi f_1 t); \quad (1)$$

$$S_i(t) = \sum_{n=2}^{\infty} A_n \sin(2\pi f_n t + \theta_n), \quad (2)$$

where $S_r(t)$ is the reference signal; $S_i(t)$ is the injected signal.

Equation (1) represents a sinusoidal reference signal with amplitude A_1 of 3 and a fundamental frequency f_1 of 50 Hz. The signal in (2) represents the injected signal. The objective of the injected signal is to alter the reference waveform. The signal is characterized by its amplitude A_n , frequency f_n and phase shift θ_n . These parameters will be determined through the process of wild horse optimizer tracking to find their optimal values. Two signals are combined, yielding the mathematical expression in (3), as exemplified in (4):

$$S_M(t) = A_1 \sin(2\pi f_1 t) + \sum_{n=2}^{\infty} A_n \sin(2\pi f_n t + \theta_n); \quad (3)$$

$$S_M(t) = 3\sin(2\pi 50t) + \sum_{n=2}^{\infty} 0.35\sin(2\pi 999.72t + 4.80); \quad (4)$$

where $S_M(t)$ is the modified signal.

The process of generating MPWM is depicted in Fig. 3. Figure 3,a depicts a sine wave that serves as a

reference as stated in (1). The wave has amplitude of 3, a frequency of 50 Hz and a phase-shifted angle of 0. Figure 3,b shows a signal waveform that has been injected according to (2). This waveform has amplitude of 0.35 V, a frequency of 999.72 Hz and a phase shift of 271.37° (equivalent to 4.80 rad). Both signals are shown in Fig. 3,c. They are combined to make a new reference signal, which is shown in (3). This signal will be compared to the triangular carrier signal in the form of MPWM.

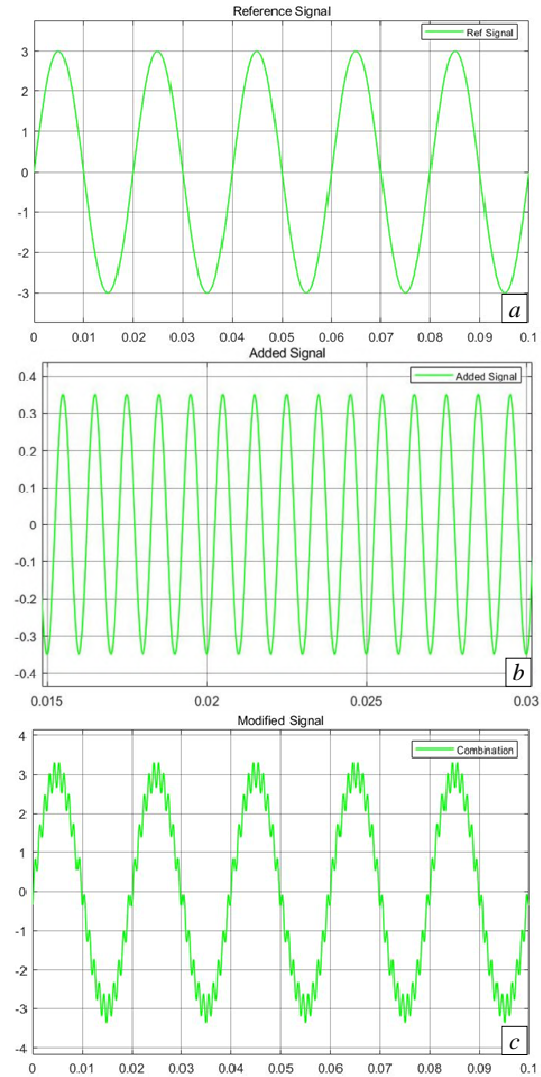


Fig. 3. MPWM signal generation process demonstrates: a – the reference sine signal; b – the injected signal; c – the modified reference signal

Wild horse optimization algorithm. The WHOA is a meta-heuristic optimization method that draws inspiration from wild horse behaviour. A dominant stallion leads a group of horses, and other horses (foals and mares) follow him. This social hierarchy and herd behaviour of wild horses are the basis for the algorithm [20]. A stallion is in charge of the herd of wild horses, which also includes mares and foals. The suggested method in this study is implemented as a flowchart (Fig. 4). According to this algorithm, like all meta-heuristic algorithms, starts with population initialization. This creates the first group of possible solutions, each represented by a set of values for the injected signal's amplitude, frequency and phase angle. Then, the fitness of each candidate solution is evaluated by

injecting its corresponding signal into the reference sinusoidal signal and measuring the performance of the modified switching pattern.

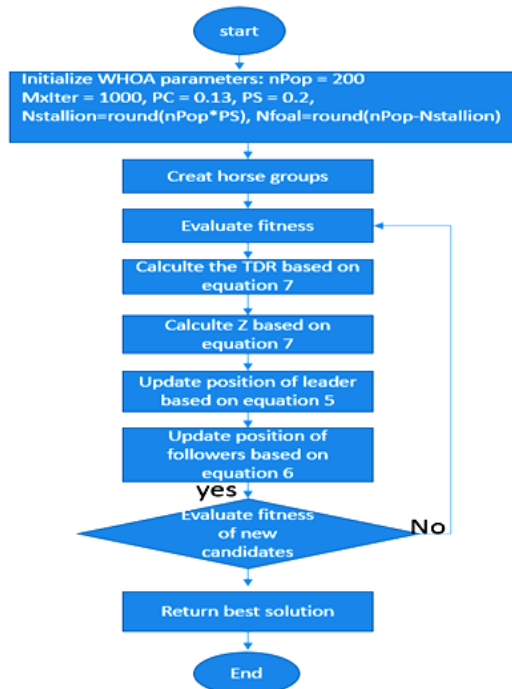


Fig. 4. Flowchart of the WHOA

After that, update the position of the leader, select the best candidate solution as the leader, and update its position using (5). Evaluate the fitness of the new candidate solutions generated using the following equations. Then repeat searching for a set number of iterations, updating the positions of the leader and followers using (6) at each iteration. Finally, return the best of the found solutions. After finding the modified value, evaluate the performance of the optimized switching pattern, add the modified signal to the reference sinusoidal signal, and measure the performance of the modified switching pattern using the MATLAB simulation FFT analyzer tool. The equations are:

$$\begin{aligned} \overrightarrow{Stallion}_{Gi} &= \\ &= \begin{cases} 2Z \cos(2\pi RZ) \cdot (WH - \overrightarrow{Stallion}_{Gi}) + WH; & \text{if } R3 > 0.5; \\ 2Z \cos(2\pi RZ) \cdot (WH - \overrightarrow{Stallion}_{Gi}) - WH; & \text{if } R3 \leq 0.5, \end{cases} \quad (5) \end{aligned}$$

where the subsequent location of the i group's leader, indicated as $\overrightarrow{Stallion}_{Gi}$, is established based on the present coordinates of the leader $\overrightarrow{Stallion}_{Gi}$, the location of the water hole (WH), a dynamically computed adaptive mechanism (Z) utilizing (7), a uniformly distributed random number (R) ranging from -2 to 2 .

Updating the positions of the followers can be done by comparing the positions of the remaining candidates based on their distance from the leader and a random term. The position of a follower is updated using (6):

$$\overrightarrow{X}_{i,G}^j = 2Z \cos(2\pi RZ) \cdot (\overrightarrow{Stallion}^j - \overrightarrow{X}_{i,G}^j) + \overrightarrow{Stallion}^j; \quad (6)$$

$$P = \overline{R1} < TDR; \quad IDX = P = 0; \quad Z = R2\theta IDX + \overline{R3}\theta(\sim IDX); \quad (7)$$

where the variable $\overrightarrow{X}_{i,G}^j$ signifies the current position of a group member, whether it's a foal or a mare. The notation

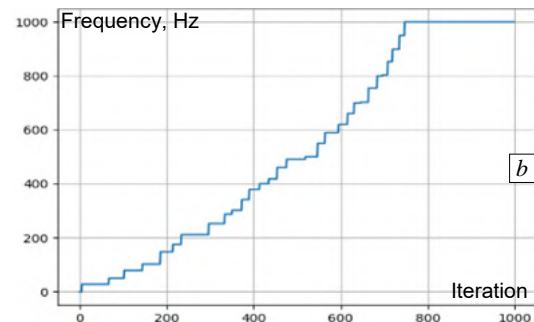
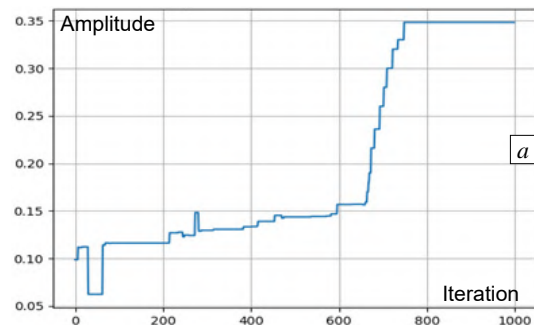
$\overrightarrow{Stallion}^j$ is employed to denote the location of the stallion, who serves as the group's leader. Z is a variable that dynamically changes depending on the size of the problem; it is not a continuous value. It is an essential component of the wild horse optimizer's scalability because of its function as a mechanism, which allows the algorithm to retain constant performance across various issue dimensions. It can be define as adaptive mechanism calculated through the use of (7). R is a randomly generated number with a uniform distribution within the range of $[-2, 2]$, determining the angles at which horses graze around the group leader in a 360° fashion. Lastly, $\overrightarrow{X}_{i,G}^j$ indicates the updated position of a group member during grazing, as elaborated in reference [20].

Simulation results. MATLAB program is utilized for simulating the improved MPWM approach using an algorithm. The simulation utilizes the PUC-MLI with settings specified in Table 3.

Table 3
Simulation parameters for PUC-MLI

Components	Value
V_{DC1}	180
V_{DC2}	60

The initial DC supply values are 180 V for the first supply and 60 V for the second supply. To streamline the optimization process, the injected signal was treated as a singular waveform. WHOA optimizes the injected signal's frequency, amplitude and phase shift. Figure 5 displays an illustration of the outcomes of the tracking procedure for the injected signal. Figure 5,a represents the WHOA tracking process to find the best amplitude; Fig. 5,b represents the tracking process for the frequency; Fig. 5,c represents the tracking process for the phase shift of the added signal; and Fig. 5,d illustrates the THD reduction over iterations. All parameters, such as amplitude, frequency and phase shift are searched starting from 0 and then approached to their best value.



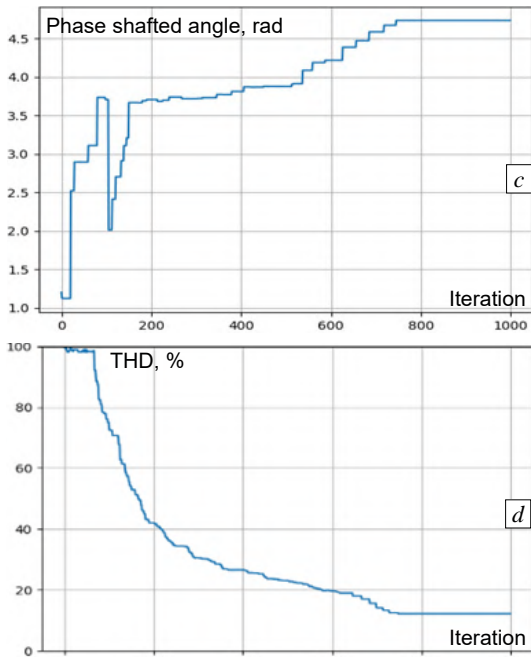


Fig. 5. Simulation results of the optimized injected signal

WHOA's performance was assessed against SPWM, resulting in a decrease in THD from 17.89 % to 12.25 %. To prevent getting trapped in local optima, WHOA was executed a hundred times, and the outcomes are presented in Fig. 6, where THD exceeds SPWM are marked as errors and highlighted with a chocolate colour bar chart. Conversely, lower THD values than SPWM signify success, but not the optimal solution, marked with a yellow colour bar chart, and the best solutions (global optima) are highlighted with a black colour bar chart. WHOA successfully attained the global optimum by reducing THD to 12.25 %. The values for amplitude, frequency, and phase-shift angle derived from WHOA were $A = 0.35$, $f = 999.72$, $\theta = 4.80$, detailed in Fig. 5, a–c.

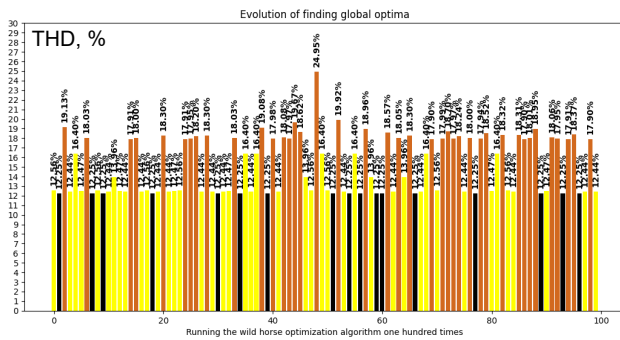


Fig. 6. The procedure for identifying global optima

The corresponding result is shown in Fig. 8, b. A comparison between the PUC-MLI output voltage waveform using SPWM and MPWM was conducted in MATLAB/Simulink. As both output voltages possess the same amplitude modulation, distinctions in the effects of the injected signal on MPWM can be identified by analyzing different patterns. Figure 7 demonstrates the inverter's output voltage – Fig. 7, a represents the inverter output in SPWM, while Fig. 7, b illustrates the output using MPWM.

Table 4 furnishes a comparison of THD levels in the PUC-MLI's output voltage, showing SPWM at 17.89 % and MPWM at 12.25 %.

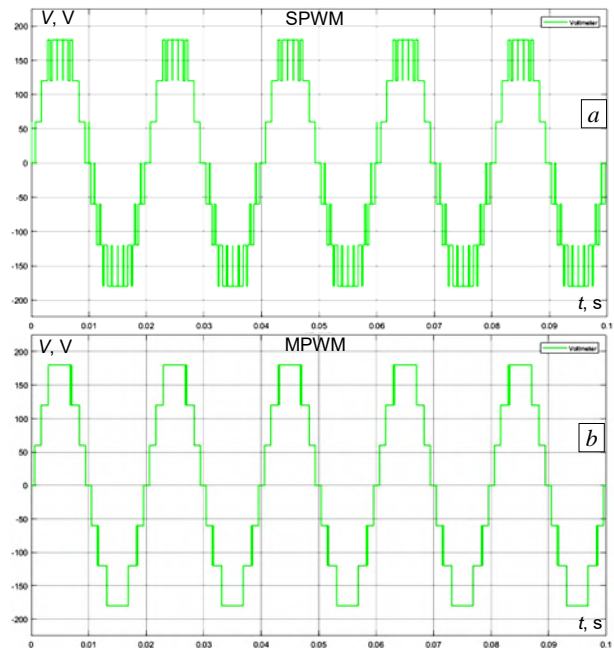


Fig. 7. Voltage output of PUC-ML

Table 4
Comparison of THD for the modulation technique

Modulation technique	THD, %
SPWM	17.89
MPWM	12.25

Furthermore, Fig. 8, a illustrates the harmonic spectrum of SPWM, while Fig. 8, b depicts the harmonic spectrum of the MPWM.

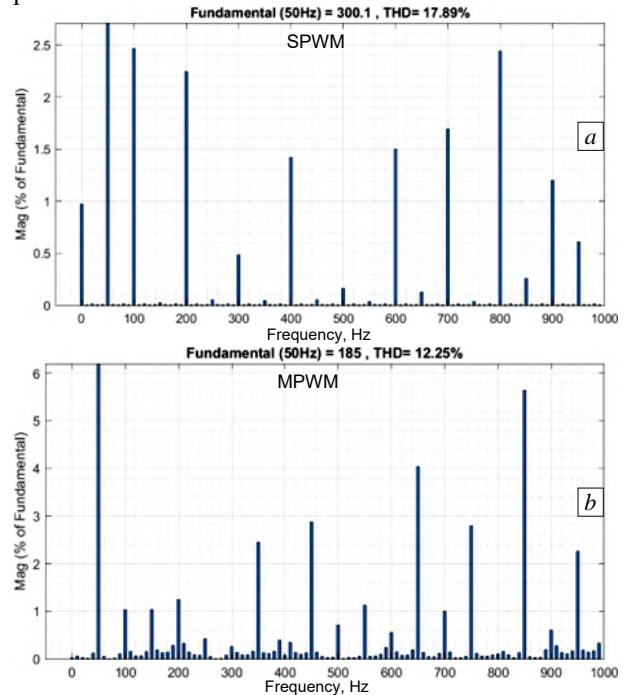


Fig. 8. Spectral analysis of harmonics

Experimental results. To confirm the WHOA's simulation findings and the recommended modulation strategy, a single-phase, 7-level PUC-MLI prototype was built. Software called AutoCAD Eagle was used to design the inverter. Table 5 lists the components that went into building PUC-MLI. Figure 9 shows the experimental system configuration and a close-up of PUC-MLI, shown in Fig. 10, respectively. For PUC-MLI switches, the

STM32F407G microcontroller on the Discovery board has generated switching pulses. This microcontroller is programmed using the C programming language and STM32CubeIDE version 1.1 software. The waveform and harmonic spectrum are measured and analyzed using a Rigol DS 1052E oscilloscope; the data from the oscilloscope is recorded, and then the amount of THD is measured using MATLAB software. Two programmable DC power sources that maintain a steady DC voltage (TDK-Lambda and GW Instek PSS-3203) supply the PUC-MLI. PUC MLI is tested with 2 DC input voltages, 20 V and 60 V, and a 500 W resistive load (see Fig. 9).

Table 5

Inventory of components utilized in the experiment

Components	Specifications
IGBT Switches	SGL160N60UFD (Faichild)
Microcontroller	Discovery STM32F407G
Optocoupler	FOD3182
Gate Drive Power Supply	DC 12V, HLK-PM12

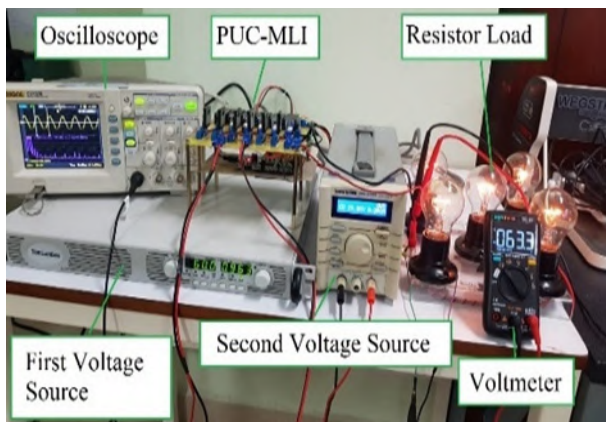


Fig. 9. Arrangement and configuration of the experimental setup

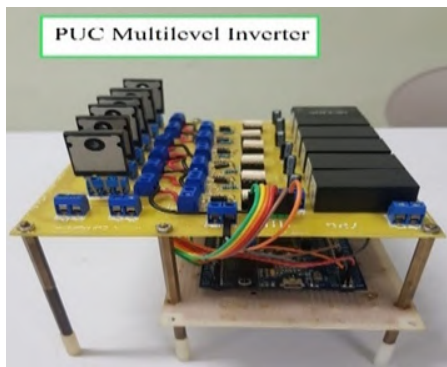


Fig. 10. PUC-MLI hardware

The prototype PUC-MLI is utilized to validate the modulation of both SPWM and MPWM techniques using the optimal parameters obtained from simulation results. Both SPWM and MPWM are applied with an amplitude modulation of 1. In addition, the MPWM incorporates a 999.72 Hz injected signal with amplitude of 0.35 V and a phase shift of 271.37°. Figures 11,a,b present the experimental comparison between the output voltage of SPWM and MPWM, which aligns with the simulation results (see Fig. 7). The THD is determined by recording the output voltage. Figure 12 illustrates the spectrum and THD results, indicating that both modulation techniques exhibit a low-level harmonic spectrum at high frequencies. This high-frequency harmonic content offers an advantage in distortion suppression by employing a compact LC filter.

Notably, the THD of the MPWM, as listed in Table 6, measures 16.84 %, demonstrating that the optimized WHOA-based switching of the MPWM achieves a lower THD compared to SPWM, which has a THD of 18.44 %, which is a great success.

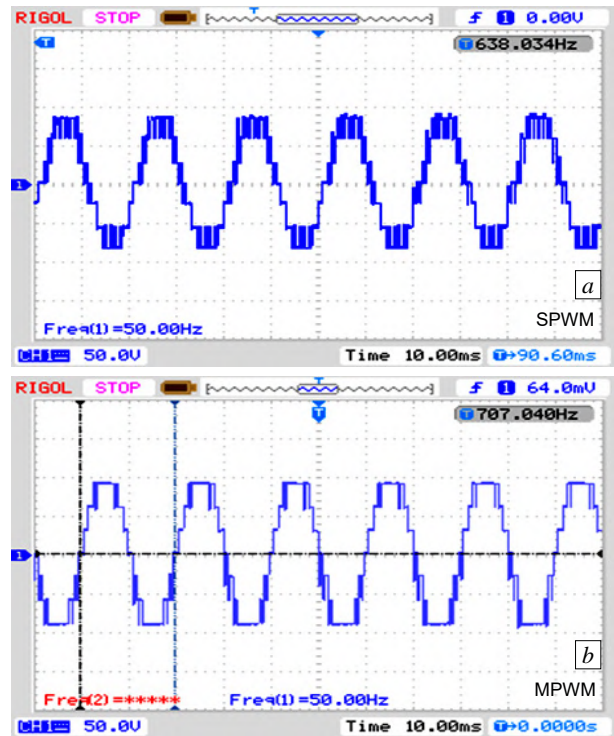


Fig. 11. The output voltage of PUC-MLI observed on the oscilloscope: a – SPWM; b – MPWM



Fig. 12. Measurement of THD using the oscilloscope's FFT tools: a – THD of SPWM; b – THD of MPWM

Table 6

Experimental results for THD measurements

Method	THD, %
SPWM	18.44
MPWM	16.84

Conclusions.

1. Based on the findings of this research, the PUC topology of MLI is the best topology against other topologies of MLI, namely CHB, FLC and NPC, in order to overcome the size and cost of construction issues.

2. The WHOA can effectively reduce the THD in a PUC-MLI by improving the switching pattern of the inverter's switches. To validate this conclusion, a prototype PUC-MLI was built, and the proposed method was implemented.

3. The performance of the WHOA algorithm was compared with the SPWM in terms of THD reduction. The results indicate that the WHOA algorithm outperformed SPWM in terms of THD reduction performance. Therefore, the WHOA algorithm is a promising approach for reducing THD in PUC-MLIs.

4. Moreover, the reduced THD of PUC-MLI can support the advancement of applications for electrical vehicles in industry as well as renewable energy.

Acknowledgments. Authors would like to thank the Ministry of Education, Culture, Research, and Technology of the Republic of Indonesia for providing us with the Kemitraan Negara Berkembang (KNB) scholarship and grant for this research.

Conflict of interest. The authors declare that they have no conflict of interest.

REFERENCES

1. Bughneda A., Salem M., Richelli A., Ishak D., Alatai S. Review of Multilevel Inverters for PV Energy System Applications. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 6, art. no. 1585. doi: <https://doi.org/10.3390/en14061585>.
2. Leon J.I., Vazquez S., Franquelo L.G. Multilevel Converters: Control and Modulation Techniques for Their Operation and Industrial Applications. *Proceedings of the IEEE*, 2017, vol. 105, no. 11, pp. 2066-2081. doi: <https://doi.org/10.1109/JPROC.2017.2726583>.
3. Harbi I., Rodriguez J., Liegmann E., Makhamreh H., Heldwein M.L., Novak M., Rossi M., Abdelrahman M., Trabelsi M., Ahmed M., Karamanakos P., Xu S., Dragičević T., Kennel R. Model-Predictive Control of Multilevel Inverters: Challenges, Recent Advances, and Trends. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, vol. 38, no. 9, pp. 10845-10868. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3288499>.
4. Omer P., Kumar J., Surjan B.S. A Review on Reduced Switch Count Multilevel Inverter Topologies. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 22281-22302. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2969551>.
5. Vahedi H., Al-Haddad K. *Method and system for operating a multilevel inverter*. US Patent, no. 20160126862, 2015.
6. Savitha M., Nagaraja Rao S. Switching angle optimization and fault analysis of a multistring-multilevel inverter for renewable-energy-source applications. *Clean Energy*, 2022, vol. 6, no. 6, pp. 907-930. doi: <https://doi.org/10.1093/ce/zkac055>.
7. Srinivas G., Durga Sukumar G., Subbarao M. Total harmonic distortion analysis of inverter fed induction motor drive using neuro fuzzy type-1 and neuro fuzzy type-2 controllers. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 1, pp. 10-16. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.1.02>.
8. Shanono I.H., Abdullah N.R.H., Daniyal H., Muhammad A. Selective harmonic elimination (SHE) based 3-phase multilevel voltage source inverter (VSI) for standalone applications. *SN Applied Sciences*, 2019, vol. 1, no. 12, art. no. 1670. doi: <https://doi.org/10.1007/s42452-019-1726-3>.
9. Muralikumar K., Ponnambalam P. Analysis of Cascaded Multilevel Inverter with a Reduced Number of Switches for Reduction of Total

Harmonic Distortion. *IETE Journal of Research*, 2023, vol. 69, no. 1, pp. 295-308. doi: <https://doi.org/10.1080/03772063.2020.1819450>.

10. Siddique M.D., Mekhilef S., Rawa M., Wahyudie A., Chokae B., Salamov I. Extended Multilevel Inverter Topology With Reduced Switch Count and Voltage Stress. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 201835-201846. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3026616>.

11. Nishizawa K., Itoh J., Odaka A., Toba A., Umida H. Input Current Harmonic Reduction based on Space Vector PWM for Three-level Inverter Operating over a Wide Range Power Factor. *IEEE Journal of Industry Applications*, 2020, vol. 9, no. 3, pp. 208-218. doi: <https://doi.org/10.1541/ieejia.9.208>.

12. Iqbal W., Qureshi I.M., Majeed H.B.A., Khan A. Performance Evaluation of Third Harmonic Injection PWM Technique for Three Phase Multilevel Inverter. *2021 International Conference on Frontiers of Information Technology (FIT)*, 2021, pp. 78-83. doi: <https://doi.org/10.1109/FIT53504.2021.00024>.

13. Xu J., Soeiro T.B., Gao F., Tang H., Bauer P. Carrier-Based Generalized Discontinuous PWM Strategy for Single-Phase Three-Legs Active Power Decoupling Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, vol. 68, no. 11, pp. 11609-11613. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3038099>.

14. Gireesh Kumar D., Venkata Sireesha N., Ganesh A., Kotb H., AboRas K.M., Zeinoddini-Meymand H., Kamel S. Design of an Optimized Asymmetric Multilevel Inverter with Reduced Components Using Newton-Raphson Method and Particle Swarm Optimization. *Mathematical Problems in Engineering*, 2023, pp. 1-18. doi: <https://doi.org/10.1155/2023/9966708>.

15. Ebrahimi F., Windarko N.A., Gunawan A.I. Minimizing Total Harmonic Distortion of 7-Level Packed U-Cell Multilevel Inverter Using Whale Optimization Algorithm. *Indonesian Journal of Computer Science*, 2023, vol. 12, no. 6, pp. 3217-3231. doi: <https://doi.org/10.33022/ijcs.v12i6.3507>.

16. Ebrahimi F., Windarko N.A., Gunawan A.I. Reducing THD of 7-Level Packed U-cell Multilevel Inverter Using Genetic Algorithm. *2023 International Electronics Symposium (IES)*, 2023, pp. 88-93. doi: <https://doi.org/10.1109/IES59143.2023.10242460>.

17. Ahamad I., Ansari A.J., Iqbal A. THD Analysis of 5-Level, 7-Level and 9-Level CHB-Multilevel Inverters Using SPWM Switching Approach. *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2021, vol. 723 LNEE, pp. 719-728. doi: https://doi.org/10.1007/978-981-33-4080-0_69.

18. Izzaqi F.A., Windarko N.A., Qudsi O.A. Minimization of total harmonic distortion in neutral point clamped multilevel inverter using grey wolf optimizer. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 2022, vol. 13, no. 3, pp. 1486-1497. doi: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v13.i3.pp1486-1497>.

19. Ait bellah F., Abouloifa A., Echalih S., Hekss Z., Naftahi K., Lachkar I. Control Design of a Seven-Level Packed U Cell Inverter. *IFAC-PapersOnLine*, 2022, vol. 55, no. 12, pp. 677-682. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2022.07.390>.

20. Naruei I., Keynia F. Wild horse optimizer: a new meta-heuristic algorithm for solving engineering optimization problems. *Engineering with Computers*, 2022, vol. 38, no. S4, pp. 3025-3056. doi: <https://doi.org/10.1007/s00366-021-01438-z>.

Received 11.02.2024

Accepted 25.04.2024

Published 20.08.2024

F. Ebrahimi¹, M. Eng.,

N.A. Windarko¹, PhD, Professor,

A.I. Gunawan¹, PhD, Doctor,

¹ Politeknik Elektronika Negeri Surabaya,

Raya ITS Str., Surabaya, 60111, Indonesia,

e-mail: faizuddin@pasca.student.pens.ac.id (Corresponding Author);

Ayub@pens.ac.id; Agus_ig@pens.ac.id

How to cite this article:

Ebrahimi F., Windarko N.A., Gunawan A.I. Wild horse optimization algorithm implementation in 7-level packed U-cell multilevel inverter to mitigate total harmonic distortion. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 5, pp. 34-40. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.5.05>

Enhancing off-grid wind energy systems with controlled inverter integration for improved power quality

Introduction. Off-grid wind energy systems play a pivotal role in providing clean and sustainable power to remote areas. However, the intermittent nature of wind and the absence of grid connectivity pose significant challenges to maintaining consistent power quality. The wind energy conversion system plays a central role in tapping renewable energy from wind sources. Operational parameters such as rotor and stator currents, output voltages of rectifiers and converters, and grid phase voltage variations are crucial for stable power generation and grid integration. Additionally, optimizing power conversion output through voltage gain analysis in boost converters is essential. Moreover, ensuring electricity quality via total harmonic distortion reduction in inverters is vital for grid compatibility. **Goal.** Enhancing the power quality of grid-integrated wind energy conversion systems. **Methods.** The proposed topology is implemented in MATLAB/Simulink with optimized control strategies for enhancing power quality in off-grid wind energy systems. **Results.** Control strategies with a grid-connected wind energy conversion system yields substantial improvements in power quality. This includes effectively mitigating voltage fluctuations and harmonics, resulting in smoother operation and reduced disturbances on the grid. **Practical value.** The proposed topology has proven to be extremely useful for off grid-integrated wind system. References 18, table 1, figures 11.

Key words: off-grid wind energy systems, power quality, optimized control strategies, voltage regulation, harmonic mitigation.

Вступ. Автономні вітроенергетичні системи грають ключову роль у забезпеченні екологічно чистої та сталої електроенергії віддалених районів. Однак переривчастий характер вітру та відсутність підключення до мережі створюють значні проблеми для підтримки сталої якості електроенергії. Система перетворення енергії вітру відіграє важливу роль у використанні відновлюваної енергії з джерел вітру. Робочі параметри, такі як струм ротора та статора, вихідна напруга випрямлячів і перетворювачів, а також коливання фазної напруги мережі, є вирішальними для стабільного виробництва електроенергії та інтеграції в мережу. Також важлива оптимізація вихідної потужності за допомогою аналізу посилення напруги в підвищувальних перетворювачах. Забезпечення якості електроенергії за рахунок зменшення повного гармонійного спотворення в інверторах є життєво важливим для сумісності з мережею. **Мета.** Підвищення якості електроенергії інтегрованих в мережу систем перетворення енергії вітру. **Методи.** Запропонована топологія реалізована в MATLAB/Simulink з оптимізованими стратегіями керування для підвищення якості електроенергії у автономних вітроенергетичних системах. **Результати.** Стратегії керування за допомогою підключеної до мережі системи перетворення енергії вітру дають суттєві покращення якості електроенергії. Це включає в себе ефективне послаблення коливань напруги та гармонік, що призводить до більш плавної роботи та зменшення завад у мережі. **Практична цінність.** Запропонована топологія виявилася надзвичайно корисною для автономної інтегрованої вітрової системи. Бібл. 18, табл. 1, рис. 11.

Ключові слова: автономні вітроенергетичні системи, якість електроенергії, оптимізовані стратегії управління, регулювання напруги, послаблення впливу гармонік.

Abbreviations

DFIG	Doubly Fed Induction Generator	THD	Total Harmonic Distortion
ESS	Energy Storage System	VSC	Voltage Source Converter
PWM	Pulse Width Modulation	WECS	Wind Energy Conversion System
STATCOM	Static Synchronous Compensator		

1. Introduction. Off-grid wind energy systems represent a promising avenue for providing clean and sustainable power to remote areas, islands, and regions where traditional grid infrastructure is absent or unreliable. These systems harness the abundant energy of the wind to generate electricity, offering a decentralized solution to meet local energy needs. However, despite their environmental benefits and potential to promote energy independence, off-grid wind energy systems face significant challenges in maintaining consistent power quality [1, 2].

The intermittent nature of wind, coupled with the absence of grid connectivity, poses unique obstacles to ensuring stable and reliable electricity supply [3]. Fluctuations in wind speed and direction can lead to variations in power output, causing voltage and frequency instabilities within the system. Moreover, the lack of a grid connection eliminates the buffering effect typically provided by centralized power distribution networks, amplifying the impact of these fluctuations on local power quality [4].

Ensuring adequate power quality in off-grid wind energy systems is crucial for their successful operation and integration into the broader energy landscape. Poor power quality can result in voltage sags, swells, and transients, as

well as harmonic distortions, which can damage equipment, disrupt operations, and compromise the performance of connected loads. Additionally, inconsistent power quality may limit the feasibility and reliability of critical applications, such as telecommunications, healthcare facilities, and industrial processes, which rely on stable electricity supply [5–7].

To address these challenges, advanced control strategies have emerged as a key solution for enhancing power quality in off-grid wind energy systems. By leveraging sophisticated control algorithms and innovative techniques, such as predictive control and adaptive filtering, these strategies aim to regulate voltage and frequency, mitigate harmonics, and improve the overall stability and reliability of the system. One of the fundamental challenges in off-grid wind power systems is the variability of wind speed and direction, which directly impacts the output power of wind turbines. To address this challenge, researchers have investigated predictive control techniques that utilize advanced algorithms to forecast wind conditions and adjust system parameters accordingly. Another area of focus in power quality enhancement is voltage regulation, which is crucial for ensuring the

stability and reliability of off-grid wind power systems. Several studies have explored the use of power electronic converters, such as VSCs and STATCOMs, to regulate voltage levels and mitigate voltage fluctuations. Harmonic mitigation is another important aspect of power quality enhancement in off-grid wind power systems. Harmonic distortions can arise from the nonlinear characteristics of power electronic converters and can degrade the performance of connected loads. To address this issue, researchers have proposed various filtering techniques, such as active filters and passive filters, to suppress harmonics and improve system reliability. In addition to predictive control, voltage regulation, and harmonic mitigation, researchers have also explored the integration of ESSs to enhance power quality in off-grid wind power systems. ESS can store surplus energy during periods of high wind availability and release it during periods of low wind, thereby smoothing out power fluctuations and improving system stability [8–15].

Off-grid wind power systems often incorporate multiple renewable energy sources, energy storage devices, and power electronics components, making system integration and coordination a complex task. Advanced control techniques have to be employed to effectively manage the interactions between different system components and optimize overall system performance while ensuring power quality and reliability [16–18].

The goal of the paper is to enhance the power quality of grid-integrated wind energy conversion systems:

- Investigate the efficacy of advanced control techniques, such as predictive control and adaptive algorithms, in enhancing power quality in off-grid wind energy systems.
- Evaluate methods to enhance power generation efficiency by analyzing rotor current, stator current, and voltage gain in the boost converter.
- Investigate the impact of grid phase voltage variations on stable power generation and assess techniques such as filter integration to reduce THD in the inverter output.
- Explore ways to maximize the utilization of wind resources by analyzing parameters such as rated power, wind speed, power coefficient, and technical specifications like the number of blades and tip speed ratio.
- Identify opportunities for further improvement and refinement of control strategies to optimize power quality enhancement in off-grid wind energy systems and promote their widespread adoption in diverse applications.

2. Off grid isolated wind turbine conversion system.

Operation of isolated WECS. The off-grid wind turbine conversion system comprises several interconnected components working synergistically to convert wind energy into usable electrical power. At its core lies a DFIG directly coupled to the wind turbine, harnessing wind energy to generate AC electricity. This AC output is then rectified by a diode rectifier to convert it into DC, suitable for further processing. The DC power undergoes voltage regulation and conditioning through a DC/DC converter. This converter ensures a stable and controlled DC output, crucial for maintaining the integrity of downstream components. Control of the DC power is

facilitated through PWM techniques, adjusting the duty cycle of the converter to optimize power flow and efficiency. The conditioned DC power is then fed into a three-phase inverter, where it undergoes conversion back into AC electricity. The inverter, controlled by PWM signals, ensures the quality and stability of the AC output, synchronizing it with the grid or local loads' requirements. Before the electricity is distributed, it passes through a transformer for voltage stepping to match the grid or load voltage levels. This transformer also provides isolation and impedance matching to improve system performance and reliability. Throughout the operation, various control systems play crucial roles. The wind turbine control system monitors and optimizes turbine performance, adjusting blade pitch and yaw angles to maximize energy capture efficiency. The grid operator control system oversees the integration of the wind power into the grid, managing power flow, frequency, and voltage to ensure stability and reliability. Overall, the operation of the off-grid wind turbine conversion system involves seamless coordination and control of multiple components, from the wind turbine itself to the grid connection point. Through advanced control strategies and efficient power conversion techniques, this system enables the reliable and sustainable harnessing of wind energy in remote or off-grid locations, contributing to the transition towards clean and renewable energy sources. Figure 1 illustrates the off-grid WECS.

The kinetic energy of a WECS is:

$$E = \frac{1}{2}mv^2, \quad (1)$$

where m is the mass; v is the velocity.

The power available in wind can be defined as:

$$P = \frac{1}{2}\rho Av^3, \quad (2)$$

where A is the cross-sectional area of the wind turbine; ρ is the air density.

The coefficient factor C_p for the wind turbine can be expressed as:

$$C_p = P_0 / P. \quad (3)$$

The power converted from the wind speed is expressed as:

$$P_0 = \frac{1}{2}C_p\rho Av^3. \quad (4)$$

Tip-speed ratio of wind turbine can be expressed as:

$$\lambda = R\omega/v, \quad (5)$$

where R is the radius of the wind turbine; ω is the angular speed of wind turbine.

DFIG d and q axis change in current, it can be expressed as:

$$\frac{dI_d}{dt} = -\left(\frac{R_a}{L_d}\right)I_d + \omega_s \frac{L_q}{L_d}I_q + \frac{1}{L_d}U_d; \quad (6)$$

$$\frac{dI_q}{dt} = -\frac{R_a}{L_q}I_d - \omega_s \left(\frac{L_d}{L_q}I_d + \frac{1}{L_q}\psi_p\right) + \frac{1}{L_q}U_q, \quad (7)$$

where R_a is the resistance; L_d is the d -axis inductance; L_q is the q -axis inductance; ω_s is the angular speed of rotor; ψ_p is the excitation flux; U_d is the d -axis voltage; U_q is the q -axis voltage.

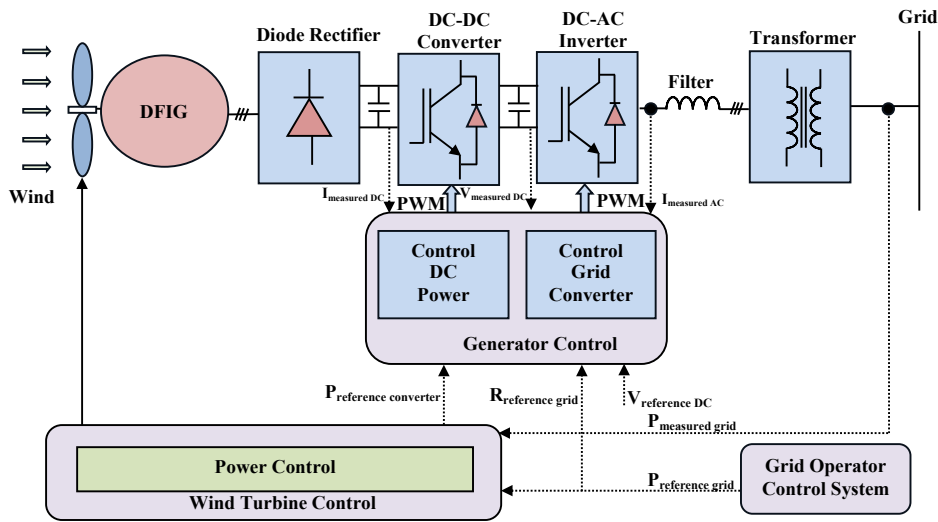


Fig. 1. Off grid WECS

The electromechanical torque produced by the wind turbine can be expressed as:

$$T_e = -1.5 \frac{P}{2} \left[(\psi_p I_q + I_d I_q (L_d - L_q)) \right]. \quad (8)$$

Three phase voltage transformation of three axis system can be expressed as:

$$U_{ga} = U_{Ia} - L \frac{dI_a}{dt} - IR_a; \quad (9)$$

$$U_{gb} = U_{Ib} - L \frac{dI_b}{dt} - IR_b; \quad (10)$$

$$U_{gc} = U_{Ic} - L \frac{dI_c}{dt} - IR_c. \quad (11)$$

Two axis voltage transformation system can be expressed as:

$$U_d = R_d I_d - \omega_s L_q I_q + \frac{dI_d}{dt} L_d; \quad (12)$$

$$U_q = R_q I_q + \omega_s L_d I_d + \frac{dI_q}{dt} L_q + E_s. \quad (13)$$

Transformed d and q axis controller can be expressed as:

$$U_d = e_d - RI_d + \omega LI_q - L \frac{dI_d}{dt}; \quad (14)$$

$$U_q = -R_q I_q - \omega LI_d - L \frac{dI_q}{dt}. \quad (15)$$

Simplifying the above two equations final simplified expression can be illustrated as:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta) \\ \sin(\omega t - \theta) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

where θ is the estimated angle in $a-b-c$ to $d-q$ transformation.

An extensive procedure was required to integrate renewable energy into the connectivity of a wind turbine generator. A three-phase full bridge diode rectifier was the first component, and its primary function was to change the alternating current produced by the wind turbine into direct current. This rectifier was essential in guaranteeing a reliable and constant DC output. The DC boost converter

came next, and it was in charge of increasing the DC voltage to a level appropriate for effective power transmission. This increase in voltage was required to reduce power losses during the energy transfer to the grid. The three-phase inverter, the last component of this complex system, was created to transform the amplified DC power back into grid-compatible AC. The inverter's function was crucial in ensuring that the electricity produced by the wind turbine could integrate easily into the current grid system. In the end, this networked system enabled the clean, renewable energy produced by the wind turbine to be effectively transmitted to the grid, supplying a dependable source of electricity to power homes and businesses while lowering carbon emissions and dependence on non-renewable energy sources.

Boost converter-fed diode rectifier and inverter system is a complex arrangement designed to efficiently manage power flow in renewable energy applications, particularly in off-grid or hybrid systems. At its core, the boost converter serves to regulate the voltage level of the DC link, ensuring that the system operates within specified voltage limits. The diode rectifier, connected to the DC link, converts AC power from the three-phase source into DC, which is then smoothed and regulated by the boost converter. The three-phase inverter, controlled by PWM techniques, converts the regulated DC power back into AC, suitable for grid or load connection. The PWM control adjusts the switching of the inverter devices to regulate output voltage and frequency, ensuring compatibility with the grid or load requirements. PI controller is typically employed to regulate the DC link voltage. It compares the actual DC voltage (actual V_{dc}) with a reference voltage (reference V_{dc}), adjusting the duty cycle of the boost converter to maintain the desired voltage level. In hybrid systems, a battery has been included in the DC link to store excess energy or provide backup power during periods of low renewable energy generation. The integration of the battery adds flexibility to the system, allowing for improved energy management and enhanced reliability.

Figure 2 illustrates the boost converter with diode and inverter connected system and Fig. 3 shows WECS to load system through diode rectifier and three phase inverter

system. In a grid operator control system, power control and wind turbine control are crucial components. Power control involves regulating the output of wind turbines to match grid demand, ensuring grid stability and reliability. This requires real-time monitoring and adjustment of power generation levels to maintain grid frequency and voltage within acceptable limits. Wind turbine control encompasses pitch control, yaw control, and rotor speed regulation to maximize energy capture and minimize mechanical stress. Integrating advanced control algorithms enables efficient coordination between power control and wind turbine control, optimizing energy production while ensuring grid compatibility and reliability.

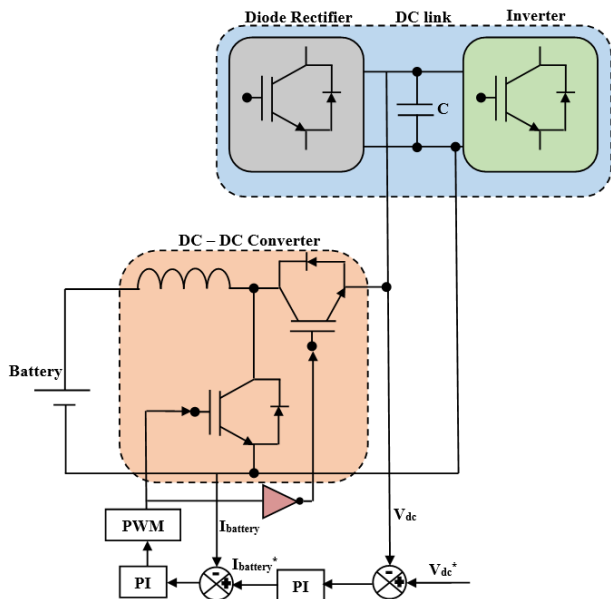


Fig. 2. Boost converter with diode and inverter connected system

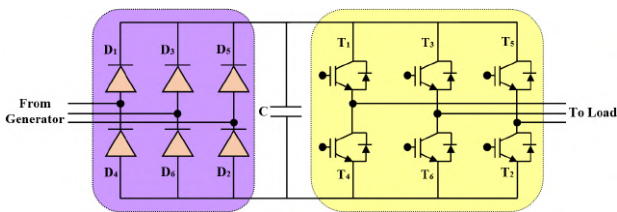


Fig. 3. WECS to load system

The performance of a wind turbine is essential for producing energy efficiently, and the incorporation of a PI controller within its DC-DC converter is a key to optimizing this procedure. A typical control technique called the PI controller modifies the duty cycle of the converter's switching components to control the output voltage. In order to ensure that the wind turbine runs at its peak power for optimum energy extraction, it strikes a balance between the trade-off between transient reaction and steady-state precision. A diode rectifier works with a DC-DC converter to change the changing AC output from the wind turbine generator into a steady DC voltage. As a device for unidirectional current flow, the diode rectifier only permits forward current to pass from the generator to the DC connection. The DC voltage is then converted into AC by the last component, an inverter system, making it eligible for grid connection. A seamless integration with the electrical grid is made possible by the PI controller in the inverter system, which makes sure the output voltage and

frequency precisely match the grid's needs. This system, which includes a wind turbine, a DC-DC converter with a PI controller, a diode rectifier, and an inverter, guarantees effective energy conversion, grid synchronization, and overall optimal performance, promoting the use of renewable energy sources and sustainable power generation.

Figure 4 illustrates the interconnection of three phase diode rectifier, boost converter, three phase inverter to load and generator.

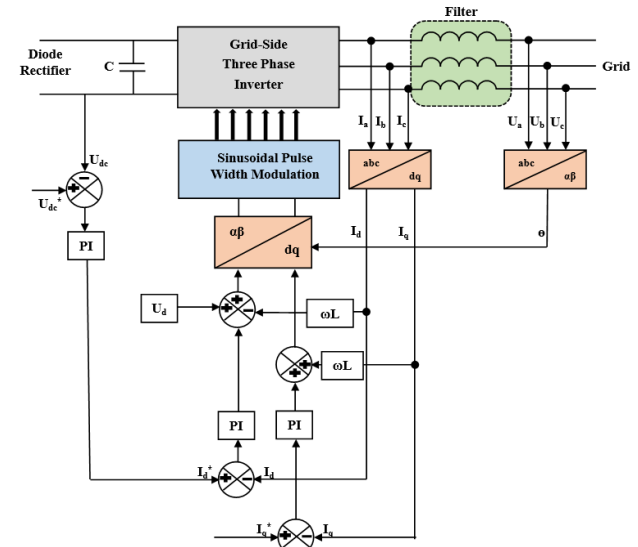


Fig. 4. Three to two axis transformation diode bridge rectifiers to grid integration

3. Results and discussion. WECS is a vital component in harnessing renewable energy from wind sources. Figure 5 displays the relationship between turbine mechanical power and rotor speed across various velocities ranging from 3 m/s to 13 m/s. The rotor current in a DFIG comes from the excitation of the coil, inducing a magnetic field that generates the current.

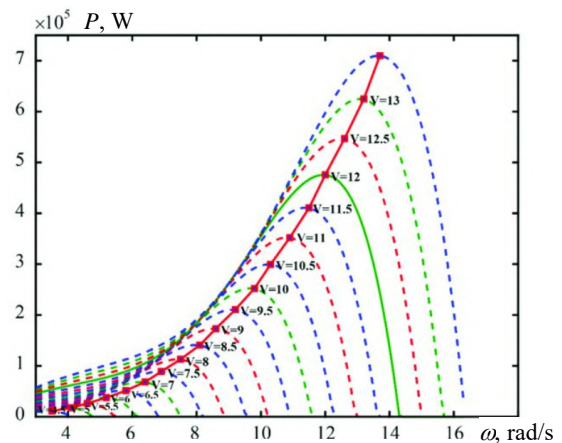


Fig. 5. Turbine mechanical power vs rotor speed at different velocities

Figure 6 provides key operational parameters at a cut-in speed of 1200 rpm, with rotor current at 1.7 A and stator current at 1.3 A.

Figures 7, 8 detail the output voltages of the diode bridge rectifier and DC link boost converter, respectively, crucial for maintaining stable power generation.

Figure 9 illustrates grid phase voltage variations during inductive filter and non-filter conditions, essential for grid integration.

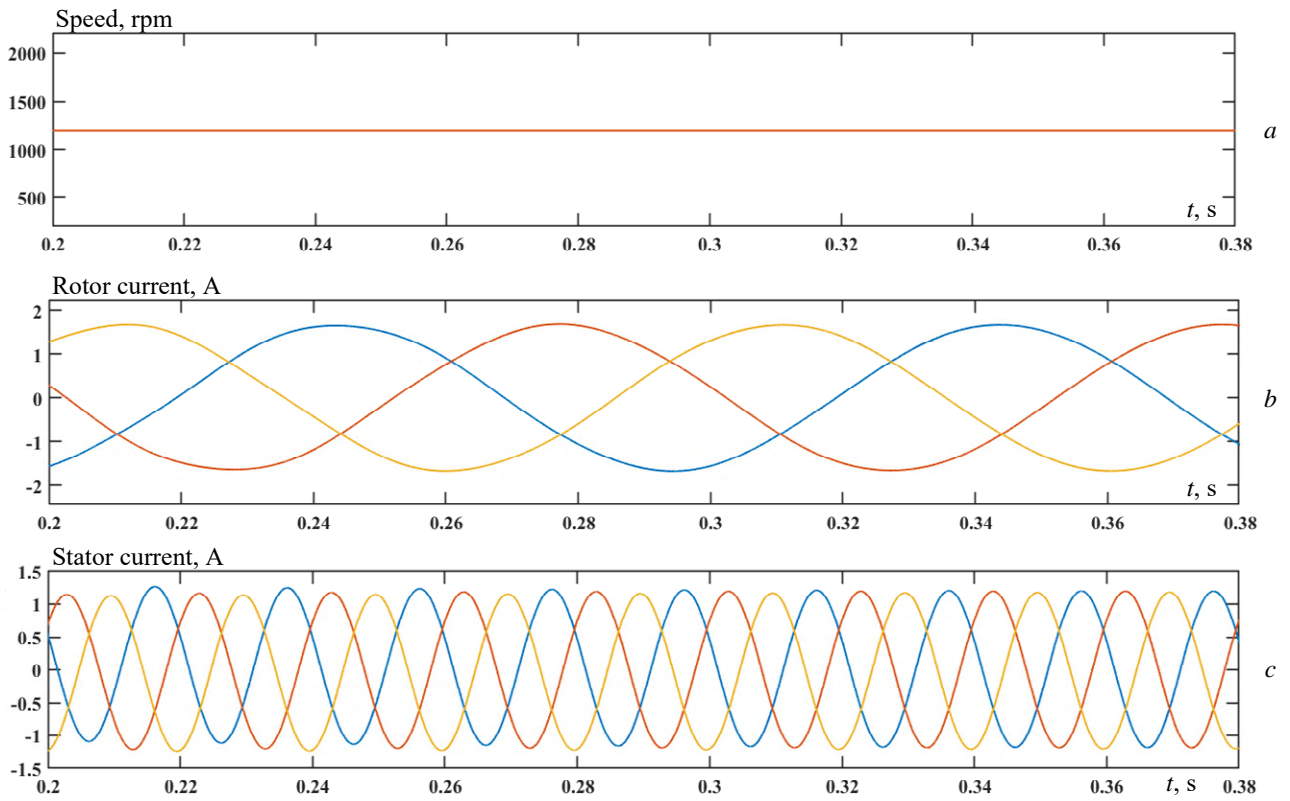


Fig. 6. WECS rotor speed (a), rotor current (b) and stator current (c)

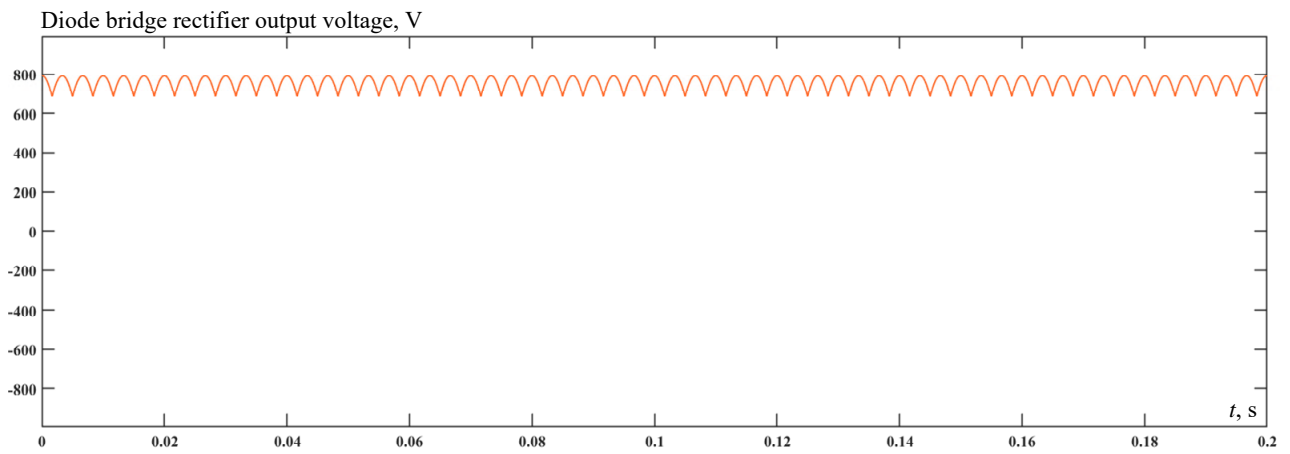


Fig. 7. Diode bridge rectifier output voltage

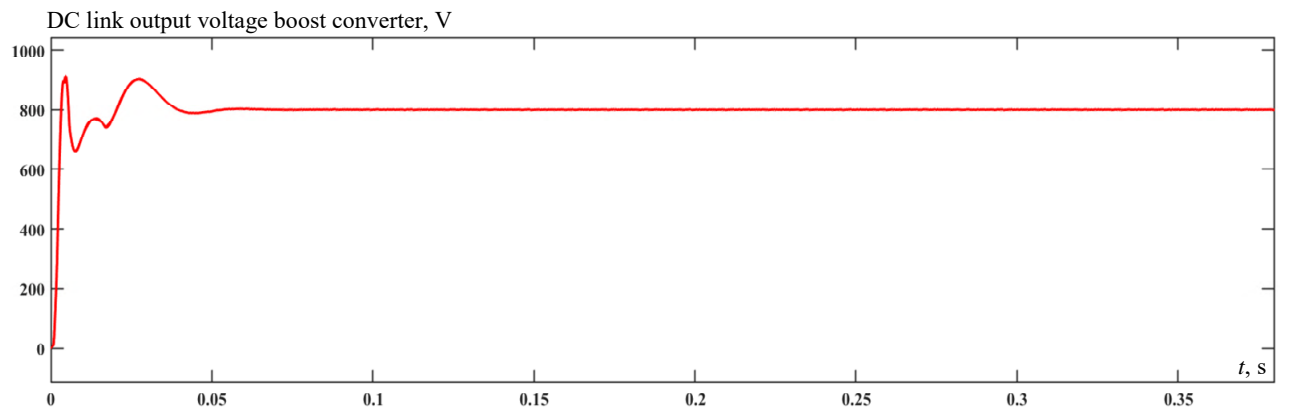


Fig. 8. DC link output voltage boost converter

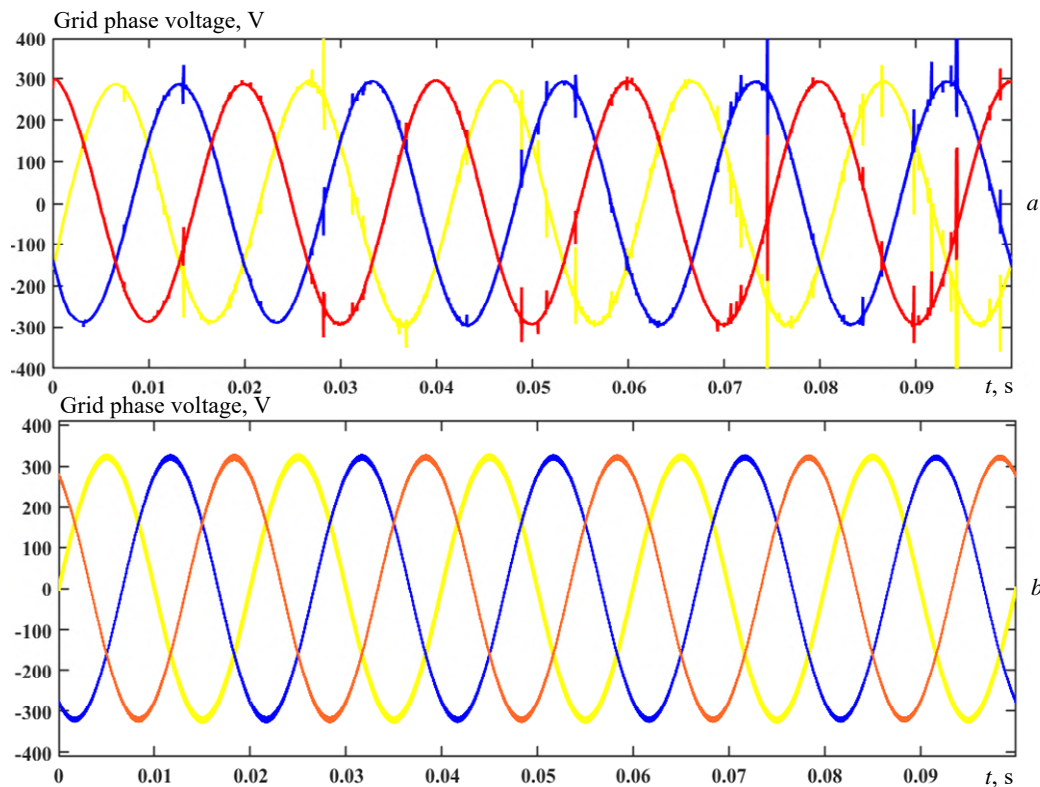


Fig. 9. Grid phase voltage during filter (a) and non-filter (b)

Figure 10 presents a comparative analysis of voltage gain in the boost converter, ranging from 0.1 to 0.8, crucial for optimizing power conversion efficiency. Meanwhile, while investigating electricity quality solely with a filter isn't groundbreaking, Fig. 11's depiction of THD in the inverter is noteworthy. It illustrates a substantial decrease from 18 % without a filter to 2.3 % with a filter, crucial for ensuring grid compatibility, validating the filter's effectiveness

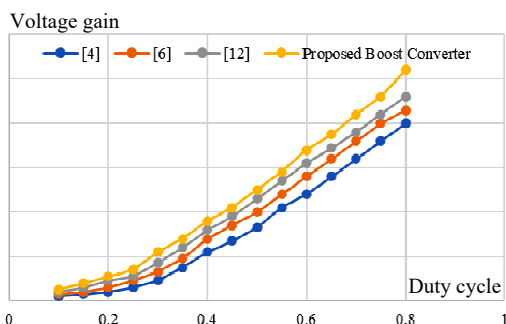


Fig. 10. Comparative analysis of voltage gain of boost converter

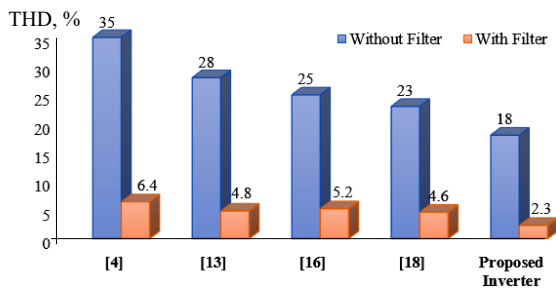


Fig. 11. Comparative analysis of THD in inverter

Table 1 encapsulates essential WECS parameters, including rated power, wind speed, power coefficient and

technical specifications like the number of blades, tip speed ratio and gear ratio. Notably, the listed parameters provide a comprehensive overview of the system's capabilities and operational characteristics.

Table 1

WECS parameters		
Name	Parameters	Value
DFIG	Rated power, kW	2
	Rated wind speed, m/s	8
	Power co-efficient	0.3
	Number of blades	2
	Tip speed ratio	6
	Cut-in speed, m/s	3
	Cut-in turbine speed, rpm	45
	Cut-in generator speed, rpm	1200
	Rotor winding resistance, mΩ	2.63
	Stator winding inductance, mH	5.6438
Rotor winding inductance, mH	5.6068	
Magnetizing inductance, mH	5.4749	
DC regulated converter	Output voltage, V	400
	Power device	MOSFET
	Switching frequency, kHz	50
	RMS inductor current, A	10.2
	Conduction loss	523.4
Three phase VSI	Power device	IGBT
	Number of devices	6
	On-off frequency, kHz	2.2

4. Conclusions. The integration of optimized control strategies in off-grid wind energy systems represents a significant advancement in addressing the challenges associated with intermittent wind resources and lack of grid connectivity. Through the implementation of advanced control techniques such as predictive control and adaptive algorithms, these systems can effectively enhance power quality by regulating voltage, frequency,

and mitigating harmonics. The results obtained from the proposed topology, implemented in MATLAB/Simulink, demonstrate substantial improvements in power quality metrics, including reduced voltage fluctuations and harmonics. This not only ensures smoother operation of off-grid wind energy systems but also minimizes disturbances on the grid, thereby enhancing overall system reliability and performance.

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

REFERENCES

- Hans F., Borowski P., Wendt J., Quistorf G., Jersch T. Opportunities and Challenges of Advanced Testing Approaches for Multi-Megawatt Wind Turbines. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 2024, vol. 5, pp. 323-335. doi: <https://doi.org/10.1109/OJPEL.2024.3364973>.
- Kazmi S.H.H., Viafora N., Sorensen T.S., Olesen T.H., Pal B.C., Holboll J. Offshore Windfarm Design Optimization Using Dynamic Rating for Transmission Components. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2022, vol. 37, no. 3, pp. 1820-1830. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2021.3118278>.
- Mehrabankhomartash M., Saeedifard M., Yazdani A. Adjustable Wind Farm Frequency Support Through Multi-Terminal HVDC Grids. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2021, vol. 12, no. 2, pp. 1461-1472. doi: <https://doi.org/10.1109/TSTE.2021.3049762>.
- Xing L., Wei Q., Li R. An Improved Current-Source-Converter-Based Series-Connected Wind Energy Conversion System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, vol. 71, no. 5, pp. 4818-4829. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2023.3283700>.
- Chen H., Xu D., Deng X. Control for Power Converter of Small-Scale Switched Reluctance Wind Power Generator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, vol. 68, no. 4, pp. 3148-3158. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.2978689>.
- Parimalasundar E., Jayanthi R., Suresh K., Sindhuja R. Investigation of efficient multilevel inverter for photovoltaic energy system and electric vehicle applications. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 47-51. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.07>.
- Sujatha M.S., Sreelakshmi S., Parimalasundar E., Suresh K. Mitigation of harmonics for five level multilevel inverter with fuzzy logic controller. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 52-56. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.08>.
- Zong H., Zhang C., Cai X., Molinas M. Oscillation Propagation Analysis of Hybrid AC/DC Grids With High Penetration Renewables. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2022, vol. 37, no. 6, pp. 4761-4772. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2022.3150413>.
- Kumar R., Singh B., Kant P. High Reliable Medium Voltage Drive With Reduced Component Count of Converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2023, vol. 59, no. 3, pp. 3627-3638. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2023.3251968>.
- Parimalasundar E., Senthil Kumar R., Chandrika V.S., Suresh K. Fault diagnosis in a five-level multilevel inverter using an artificial neural network approach. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 31-39. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.05>.

How to cite this article:

Muthukaruppasamy S., Dharmaparakash R., Sendilkumar S., Parimalasundar E. Enhancing off-grid wind energy systems with controlled inverter integration for improved power quality. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 5, pp. 41-47. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.5.06>

- Parimalasundar E., Kumar N.M.G., Geetha P., Suresh K. Performance investigation of modular multilevel inverter topologies for photovoltaic applications with minimal switches. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 28-34. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.05>.
- Hashimoto J., Ustun T.S., Suzuki M., Sugahara S., Hasegawa M., Otani K. Advanced Grid Integration Test Platform for Increased Distributed Renewable Energy Penetration in Smart Grids. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 34040-34053. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3061731>.
- Patil H., Nago Kalkhambkar V. Grid Integration of Electric Vehicles for Economic Benefits: A Review. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 2021, vol. 9, no. 1, pp. 13-26. doi: <https://doi.org/10.35833/MPCE.2019.000326>.
- Tang Z., Yang Y., Blaabjerg F. An Interlinking Converter for Renewable Energy Integration Into Hybrid Grids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, vol. 36, no. 3, pp. 2499-2504. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3018585>.
- Marinescu B., Gomis-Bellmunt O., Dorfler F., Schulte H., Sigrist L. Dynamic Virtual Power Plant: A New Concept for Grid Integration of Renewable Energy Sources. *IEEE Access*, 2022, vol. 10, pp. 104980-104995. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3205731>.
- Wen Y., Lu Y., Gou J., Liu F., Tang Q., Wang R. Robust Transmission Expansion Planning of Ultrahigh-Voltage AC-DC Hybrid Grids. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2022, vol. 58, no. 3, pp. 3294-3302. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2022.3160147>.
- Sekhar K.S.R., Chaudhari M.A., Khadkikar V. Enhanced Hybrid Converter Topology for PV-Grid-EV Integration. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2023, vol. 38, no. 4, pp. 2634-2646. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2023.3287890>.
- Yang R., Shi G., Zhang C., Li G., Cai X. Internal Energy Based Grid-Forming Control for MMC-HVDC Systems With Wind Farm Integration. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2023, vol. 59, no. 1, pp. 503-512. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2022.3205569>.

Received 10.02.2024

Accepted 15.04.2024

Published 20.08.2024

S. Muthukaruppasamy¹, Associate Professor,

R. Dharmaparakash², Professor,

S. Sendilkumar³, Professor,

E. Parimalasundar⁴, Professor,

¹ Department of Electrical and Electronics Engineering, Velammal Institute of Technology, Anna University, Panchetti, Chennai – 601204, India, e-mail: mksamy14@yahoo.com (Corresponding Author)

² Department of Electrical and Electronics Engineering, Panimalar Engineering College, Chennai – 600123, India e-mail: rdharmaparakash@yahoo.co.in

³ Department of Electrical and Electronics Engineering, S.A. Engineering College, Chennai – 641021, India, e-mail: sendilkumar2009@gmail.com

⁴ Department of Electrical & Electronics Engineering, Mohan Babu University (Erstwhile Sree Vidyanikethan Engineering College), Tirupati, AP – 517102, India, e-mail: parimalasundar.e@mbu.asia

В.Ю. Розов, С.Ю. Реуцький, Д.Є. Пелевін, К.Д. Кундіус

Магнітне поле кабельних систем електрообігріву підлог житлових приміщень

Проблема. Для ефективного захисту здоров'я населення від магнітного поля кабельних систем електрообігріву підлог, необхідно його зменшення до безпечного рівня. Однак це потребує ретельного вивчення магнітного поля. **Метою роботи** є розробка математичної моделі і верифікованої методики розрахунку магнітного поля кабельних систем електрообігріву підлог житлових приміщень, та оцінка відповідності магнітного поля нормативному рівню. **Методика.** Розроблено методику розрахунку магнітного поля кабельних систем електрообігріву підлог в житлових приміщеннях. **Наукова новизна.** На основі закону Біо-Савара та принципу суперпозиції створено аналітичну модель магнітного поля кабельних систем електрообігріву підлог та методику його розрахунку. Визначено магнітне поле коаксіального нагрівального кабелю з урахуванням величини його максимального ексцентриситету. Експериментально обґрунтована коректність отриманих теоретичних положень, яка підтверджена їх співпадінням із результатами експерименту з розкидом менше 7%. **Практична значимість.** Запропоновано верифіковану методику розрахунку магнітного поля кабельних систем електрообігріву підлог і виконано оцінку відповідності індукції їх магнітного поля нормативному рівню 0,5 мкТл. Рекомендовано прокласти сучасні двожилінні нагрівальні кабелі на глибині не менше 0,075-0,1 м від підлоги. При меншій глибині прокладання рекомендовано використовувати коаксіальні нагрівальні кабелі, що мають на порядок менше магнітне поле. Бібл. 51, табл. 1, рис. 11.

Ключові слова: кабельні системи електрообігріву підлог, магнітне поле, моделювання та вимірювання, оцінка відповідності нормативному рівню.

Вступ. Безпечне і комфортне проживання населення в житлових будинках неможливо без обмеження в них рівня техногенних фізичних полів [1-3], в тому числі і електромагнітного поля (ЕМП). Одними із найбільш потужних внутрішніх джерел ЕМП є кабельні системи електрообігріву (КСЕ) підлог [4, 5] які зараз інтенсивно розповсюджуються в світі. Також, як і зовнішні електромережі [6-8], КСЕ створюють в житлових приміщеннях квазістаціонарне ЕМП промислової частоти, що характеризується негативно діючими на людину електричною (ЕП) і магнітною (МП) складовими [6, 8-11]. За висновками Всесвітньої організації охорони здоров'я (ВООЗ), довготривала дія МП промислової частоти є більш небезпечною для здоров'я населення, ніж ЕП [12]. Основою для такого висновку стало виявлення наприкінці 20-го сторіччя канцерогенних властивостей МП електромереж при його слабкій, але довготривалій дії на населення, і особливо, на дітей [13-16]. Це обумовило розробку експертами ВООЗ рекомендацій щодо обмеження індукції МП промислової частоти для населення зі 100 мкТл [17] до рівня 0,2-0,3 мкТл для зменшення вірогідності виникнення ракових захворювань [18]. Комфортний для житлових будинків рівень індукції МП промислової частоти рекомендований також міжнародним стандартом [3] і знаходиться у діапазоні 0,02-0,5 мкТл. Реалізація вказаних рекомендацій призвела до введення більш жорстких національних санітарних норм з індукції МП частотою 50-60 Гц [19], стимулювала виконання комплексу робіт із розробки і впровадження нових методів визначення та нормалізації МП [3, 20-29].

В Україні вирішення наукових проблем санітарно-гігієнічного нормування МП для населення виконує Інститут громадського здоров'я ім. О.М. Марзєєва НАМН України (раніше – Інститут гігієни та медичної екології НАМН України ім. О.М. Марзєєва). У ньому, під науковим керівництвом відомих в світі українських вчених-гігієністів академіка Сердюка А.М. та професора Думанського Ю.Д., вже у 1975 р. була визначена необхідність введення гранично допустимого для населення рівня індукції МП [30]. Остаточою цей норматив для МП промислової частоти на рівні 0,5 мкТл був теоретично та експериментально (на тваринах) обґрунтований ними в [31]. Він відповідає сучасним рекомендаціям ВООЗ

і склав наукову основу прийнятого в 2017 р. нормативного документу [32], відповідно до якого (табл. 1) діюче значення індукції МП від кабельних ліній у кожній точці об'єму житлового приміщення, включаючи підлогу (за виключенням простору ближче 0,5 м від стін), не повинно перевищувати безпечний рівень 0,5 мкТл.

Таблиця 1
Тимчасові гранично допустимі (нормативні) рівні магнітного поля над трасою проходження кабельної лінії згідно з табл. 2.3.2 нормативного документу України «Правила улаштування електроустановок» [32]

Територія, на якій регламентують рівень МП промислової частоти	Індукція МП, мкТл
Усередині житлових приміщень	0,5
На відстані 50 см від стін житлових приміщень та побутових електроприладів	3,0* (*застосовується для кабелів і електропроводок, прокладених у стінах)
На території зони житлової забудови	10,0
Населена місцевість поза зоною житлової забудови	20,0
Ненаселена місцевість та сільськогосподарські угіддя	50,0

Основними елементами КСЕ (рис. 1) є резистивні нагрівальні кабелі (НК), які монтуються під поверхнею підлоги на глибині h_k від неї, та терморегулятор з вбудованим термодатчиком [5]. НК живляться від квартирної електромережі і розраховані на номінальний струм, який може досягати 15 А [4].

Аналіз конструктивного виконання НК [5, 33-42] показує, що вони розподіляються на одножилінні та двожилінні (рис. 2). Такі НК мають різні схеми підключення до електромережі (рис. 3), та створюють різний рівень МП. Так, відповідно до [1, 43], індукція МП одножилінних НК істотно (більш ніж на порядок) перевищує МП двожилінних НК. Це обмежує використання одножилінних НК нежитловими приміщеннями.

Для рівномірного прогріву підлоги НК укладаються у вигляді «змійки» із кроком 80-120 мм [5]. Це робить розподіл МП КСЕ відмінним від МП одиночних НК, що обумовлює його окремий аналіз. При аналізі «змійку» представимо у вигляді меандру (рис. 3).

© В.Ю. Розов, С.Ю. Реуцький, Д.Є. Пелевін, К.Д. Кундіус

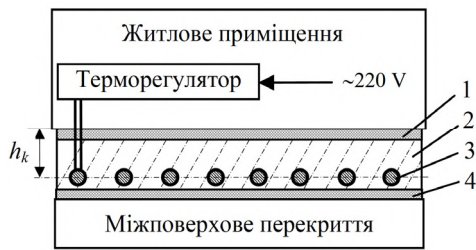


Рис. 1. Типова конструкція КСЕ:
1 – покриття підлоги, 2 – бетонна (клеєва) стяжка,
3 – НК, 4 – теплоізоляція

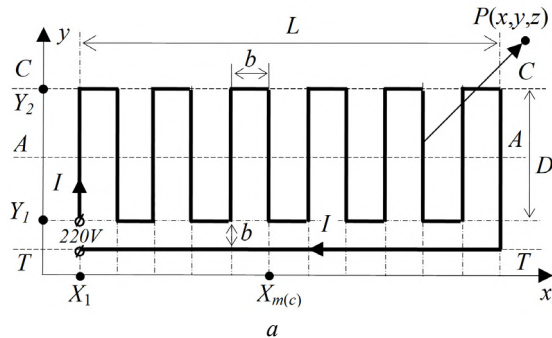


Рис. 3. Геометрія прокладання одножильного (а) та дво жильного (б) НК КСЕ в горизонтальній площині XY під підлогою та схеми підключення до квартирної електромережі

Відомо, що індукція МП дво жильних НК, як і будь-якої електричної мережі, залежить від відстані d між осями проводів, та струму I в них [6, 8, 43]. Тому дво жильні плоскі (планарні) НК (рис. 2,б) виробляються з технологічно мінімально можливо відстанню між його жилами d (1,4 – 2,5 мм). Однак, як буде показано нижче, використання таких НК при стандартній глибині їх прокладання $h_k = 0,03\text{--}0,05$ м (рис. 1) і струмі живлення 10 А, призводить до суттєвого перевищення індукції МП над нормативним рівнем 0,5 мкТл.

Нормалізація МП можлива при використанні коаксіальних [40] НК (рис. 2,в), але їх МП на сьогодні досліджено недостатньо. Також у відомих публікаціях, наприклад [4, 42–45], недостатньо розглянуте МП саме КСЕ з різними НК, відсутні верифіковані методики розрахунку МП КСЕ, не виконана коректна оцінка відповідності індукції їх МП діючим нормативам України та авторитетним міжнародним рекомендаціям.

Метою роботи є розробка математичної моделі і верифікованої методики розрахунку магнітного поля кабельних систем електрообігріву підлог житлових приміщень, та оцінка його відповідності нормативному рівню.

Математичні моделі МП прямолінійних НК. При побудові моделі приймемо наступні припущення, які дозволяють спростити моделювання, але істотно не впливають на його результат:

- довжина L НК суттєво (на порядок) більша від відстані r до точки спостереження P , а також від відстані d між осями жил дво жильних кабелів, що дозволяє розглядати НК як нескінченні;
- НК моделюються паралельними прямолінійними провідниками у вигляді струмових ниток, розташованих у горизонтальній площині;
- МП НК є потенційним і плоскопаралельним;
- впливом зовнішніх феромагнітних (електропровідних) елементів та джерел МП житлового приміщення, а також електропровідного екрану 3 (рис. 2) НК нехтуємо;
- напруга мережі живлення НК синусоїдална.

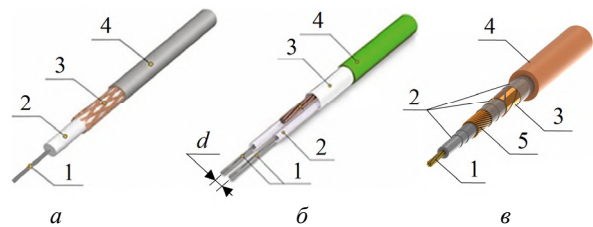
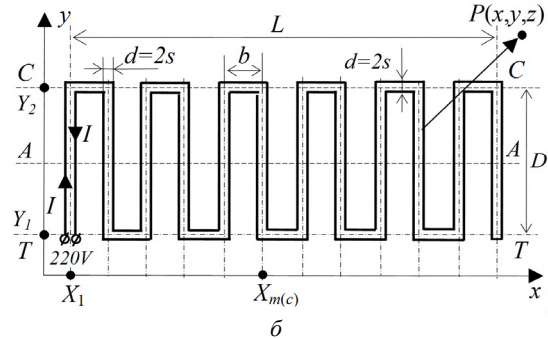


Рис. 2. Конструктивне виконання НК різних типів: одножильний (а), дво жильний планарний (б), дво жильний коаксіальний (в); (1, 5 – нагрівальні (струмопровідні) жили, 2 – електроізоляція, 3 – електропровідний заземлювальний екран; 4 – зовнішня електроізоляція)



Одножильний НК. Відповідно до закону повного струму в інтегральній формі [46], лінійний інтеграл напруженості \mathbf{H} МП уздовж замкнутого контуру дорівнює електричному струму I крізь поверхню, обмежену цим контуром:

$$\oint_L (\mathbf{H}, d\mathbf{l}) = I. \quad (1)$$

Застосовуючи (1) до кола, що лежить на площині з радіусом r і центром у точці, через яку проходить нескінченний провідник, отримаємо:

$$2\pi r H = I. \quad (2)$$

За допомогою (2) виявимо залежність напруженості МП одиночного нескінченного провідника від його струму, координат осі провідника (x_c, y_c) та координат точки спостереження $P(x, y)$:

$$H(r) = \frac{I}{2\pi r^*}, \quad r^* = \sqrt{(x-x_c)^2 + (y-y_c)^2}. \quad (3)$$

Із (3) за умов $x = r, y = 0$ отримаємо відоме [9, 46] співвідношення, що визначає індукцію МП на відстані r від одиночного одножильного НК:

$$B_{OK} = \frac{\mu_0 I}{2\pi r}, \quad \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}. \quad (4)$$

Дво жильний планарний НК. Очевидно, що максимальне значення індукції МП дво жильного планарного кабелю, розташованого в горизонтальній площині XY із відстанню між паралельними жилами d і струмами в них $\pm I$, розподілено по вертикальній осі Z . В загальному випадку задача визначення МП такого НК може бути вирішена виключно чисельними методами. Однак, якщо розглядати МП тільки вздовж осі Z , на висоті r від НК, то задача в силу симетрії суттєво спрощується. Виконуючи закон Біо-Савара та елементарні геометричні побудови, аналогічно [8] отримуємо наступну формулу для розрахунку модуля індукції МП дво жильного планарного НК:

$$B_{DPK \max} = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{I \cdot d}{\left\{ r^2 + (0,5d)^2 \right\}} \quad (5)$$

Двожилльний коаксіальний НК. Відомо, що МП нескінченного циліндричного провідника еквівалентно МП нитки з тим самим струмом, що проходить через вісь симетрії такого провідника [10, 47]. Відповідно, в ідеальному коаксіальному НК осі обох його провідників (рис. 2,б) збігаються, а їх струми різноспрямовані. Тому МП цих струмів взаємно компенсуються і для ідеального коаксіального НК його результуюче МП за межами провідників буде відсутнє. Але при промисловому виробництві НК виникають технологічні відхилення від симетричної форми. При цьому геометрична вісь внутрішньої жили НК може зміщуватися на величину ексцентриситету e [48, 49], що характеризує величину її відхилення від осі симетрії НК. Величина технологічного розкиду ексцентриситету коаксіальних кабелів при серійному виробництві може складати 5-15 % (0,1-0,3 мм) від ідеальної відстані d між віссю його центральної жили і поверхнею циліндричної струмопровідної жили. Тому зовнішнє МП реального коаксіального НК буде збігатися з МП умовного двожилльного планарного НК (5), в якому відстань між його жилами дорівнює величині ексцентриситету ($d = e$). З урахуванням викладеного, індукція МП реального коаксіального НК на основі (5) може бути визначена співвідношенням:

$$B_{DKK \max} = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{Ie}{\left\{ r^2 + (0,5e)^2 \right\}} \quad (6)$$

Дослідження МП різних типів НК. Використаємо отримані співвідношення (4-6) для інженерного розрахунку індукції МП НК в функції від відстані r до точки спостереження. Тут величина r відповідає глибині h_k прокладання НК (рис. 1), що визначає відстань від поверхні підлоги до осі жил НК. Результати розрахунку представлені на рис. 4. Так, індукція МП одножилльного НК при рекомендованій виробниками глибині прокладання 0,03-0,05 м складає 40-65 мкТл. Це в 80-130 разів перевищує нормативний рівень 0,5 мкТл, що виключає використання одножилльних НК в житлових приміщеннях.

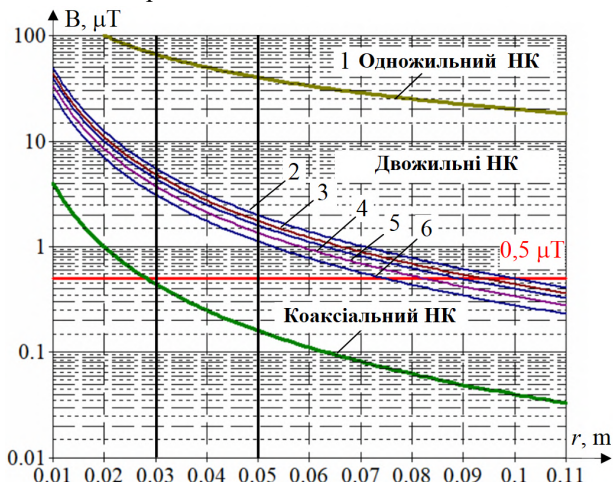


Рис. 4. Розрахункові значення індукції МП різних типів прямолинійних НК при віддаленні на відстань r по осі Z (двожилльні НК з d : 2 – 2,5 мм; 3 – 2,2 мм; 4 – 2 мм; 5 – 1,7 мм; 6 – 1,4 мм; коаксіальний НК з $e = 0,2$ мм); $I = 10$ А

Індукція МП двожилльних НК при глибині прокладання 0,03-0,05 м в залежності від відстані між їх жилами d (рис. 4) складає від 2 до 5,5 мкТл, що перевищує нормативний рівень 0,5 мкТл у 4-11 разів.

Індукція МП коаксіального НК при $e = 0,2$ мм і стандартній глибині прокладання 0,03-0,05 м складає (рис. 4) від 0,16 до 0,45 мкТл, що відповідає нормативному рівню 0,5 мкТл. Тому коаксіальні НК при обмеженні їх ексцентриситету на рівні 0,1 d (приблизно 0,2 мм) можуть безпечно експлуатуватися у житлових приміщеннях при стандартній глибині прокладання.

Результати розрахунку індукції МП реальних НК наведені на рис. 5. Вони представлені планарним двожилльним НК типу «Arnold Rak 6101-20 EC» та коаксіальним НК типу «Volterm» при $e = 0,2$ мм і 0,05 мм (криві 2, 3), який був спеціально наданий фірмою «VOLTERM» [40] для випробування на магнітовимірювальному стенді інституту. Аналіз результатів розрахунку (рис. 5) показує, що вони відповідають даним рис. 4 та зробленим вище висновкам.

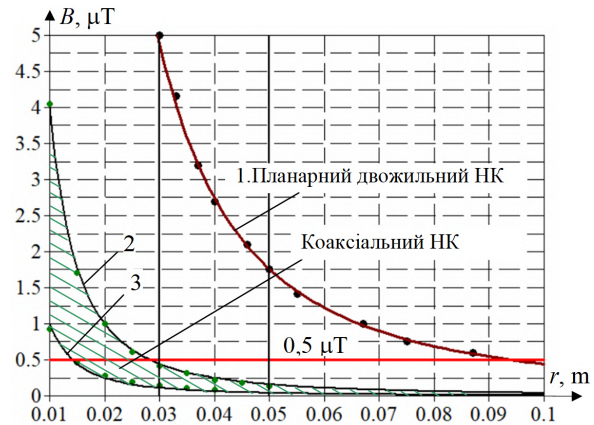


Рис. 5. Розрахункові — та експериментальні ●●● значення індукції МП прямолинійних двожилльного планарного НК типу «Arnold Rak 6101-20 EC», $d = 2,2$ мм (1), а також коаксіального НК типу «Volterm» (2, 3) з ексцентриситетом $e = 0,2-0,05$ мм, при віддаленні від них на відстань r по осі Z , $I = 10$ А

Виконаємо тепер дослідження розподілу індукції МП КСЕ з різними НК при схемі їх прокладання відповідно до рис. 3. Таке прокладання змінює просторовий розподіл МП КСЕ у порівнянні з МП одиночного прямолинійного НК завдяки взаємному впливу розташованих поблизу провідників зі струмом за МП.

Математична модель МП КСЕ. При побудові моделі МП приймаємо наступні припущення: НК КСЕ моделюються ламаною лінією (меандром, рис. 3) із прямолинійних паралельних струмових ниток, розташованих у горизонтальній площині; квазістационарне МП КСЕ є тривимірним; впливом зовнішніх феромагнітних (електропровідних) елементів та джерел МП нехтуємо; напруга мережі живлення синусоїдальна.

Моделювання виконаємо аналітичним методом на основі закону Біо-Савара та принципу суперпозиції [9, 10, 46, 47] шляхом визначення результату у вигляді векторної суми індукції МП в точці спостереження $P(x, y, z)$ від окремих провідників зі струмом.

В точці з радіус-вектором \mathbf{R} елемент контуру $d\mathbf{r}$ зі струмом I генерує МП з індукцією:

$$d\mathbf{B}(t) = \frac{\mu_0 I}{4\pi R^3} [d\mathbf{r} \times \mathbf{R}], \quad (7)$$

де вектор \mathbf{R} направлений з точки розташування елемента контуру $d\mathbf{r}$ у точку спостереження $P(x, y, z)$. Повне МП контуру C має індукцію:

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_C \frac{[d\mathbf{r} \times \mathbf{R}]}{R^3}. \quad (8)$$

Розглянемо МП (рис. 6,а), створюване струмом I , який проходить прямолінійною ділянкою між точками $A_n(X_0, Y_1, 0)$ і $A_k(X_0, Y_2, 0)$, тобто, відрізок зі струмом розташований у площині $z = 0$ паралельно осі y на відстані X від осі x (рис. 6,а). У цьому випадку елемент контуру дорівнює:

$$d\mathbf{r} = d\eta \mathbf{e}_y, \quad Y_1 \leq \eta \leq Y_2, \quad (9)$$

а його координати:

$$(X_0, \eta, 0), \quad Y_1 \leq \eta \leq Y_2. \quad (10)$$

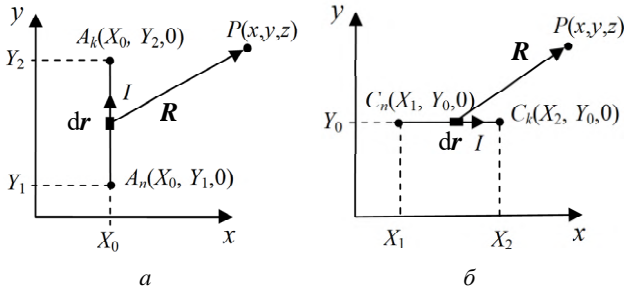


Рис. 6. До визначення індукції МП відрізків зі струмом, розташованих паралельно осям y (а) та x (б)

Тоді вектор, спрямований із точки, в якій розташований елемент струму $d\mathbf{r}$, у точку спостереження $P(x, y, z)$ дорівнює:

$$\mathbf{R} = (x - X_0, y - \eta, z).$$

Куб відстані між елементом контуру та точкою спостереження:

$$R^3 = [(x - X_0)^2 + z^2 + (y - \eta)^2]^{3/2}. \quad (11)$$

Векторний добуток:

$$[d\mathbf{l} \times \mathbf{R}] = \begin{vmatrix} \mathbf{e}_x & \mathbf{e}_y & \mathbf{e}_z \\ 0 & d\eta & 0 \\ x - X_0 & y - \eta & z \end{vmatrix} = z d\eta \mathbf{e}_x - (x - X_0) d\eta \mathbf{e}_z. \quad (12)$$

Компоненти індукції прямолінійного відрізка зі струмом запишуться як:

$$B_x = \frac{\mu_0 I}{4\pi} z \int_{Y_1}^{Y_2} \frac{d\eta}{R^3}; \quad B_y = 0; \quad B_z = -\frac{\mu_0 I}{4\pi} (x - X_0) \int_{Y_1}^{Y_2} \frac{d\eta}{R^3}. \quad (13)$$

У [50] міститься формула для невизначеного інтегралу:

$$\int \frac{dt}{T(t)^{3/2}} = \frac{4at + 2b}{(4ac - b^2)T(t)^{1/2}}; \quad T(t)^{1/2} = [c + bt + at^2]^{1/2}. \quad (14)$$

Використовуючи її, обчислимо інтеграл у (13):

$$\begin{aligned} \int_{Y_1}^{Y_2} \frac{d\eta}{R^3} &= \int_{Y_1}^{Y_2} \frac{d\eta}{[(x - X_0)^2 + z^2 + (y - \eta)^2]^{3/2}} = \\ &= \int_{Y_1}^{Y_2} \frac{d\eta}{[c + (y - \eta)^2]^{3/2}} = \int_{Y_1}^{Y_2} \frac{d\eta}{[c + (\eta - y)^2]^{3/2}} = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \int_{Y_1-y}^{Y_2-y} \frac{dt}{[c + t^2]^{3/2}} = \left[\frac{1}{c} \frac{t}{[c + t^2]^{1/2}} \right]_{Y_1-y}^{Y_2-y} = \\ &= \frac{1}{(x - X_0)^2 + z^2} \left[\frac{Y_2 - y}{[(x - X_0)^2 + z^2 + (Y_2 - y)^2]^{1/2}} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{Y_1 - y}{[(x - X_0)^2 + z^2 + (Y_1 - y)^2]^{1/2}} \right]. \quad (15) \end{aligned}$$

Позначимо:

$$F(X_0, Y) = \frac{Y - y}{[(x - X_0)^2 + z^2][(x - X_0)^2 + z^2 + (Y - y)^2]^{1/2}}.$$

Тоді компоненти МП запишуться у вигляді:

$$BY_x(X_0, Y_1, Y_2) = \frac{\mu_0 I}{4\pi} z [F(X_0, Y_2) - F(X_0, Y_1)];$$

$$BY_z(X_0, Y_1, Y_2) = -\frac{\mu_0 I}{4\pi} (x - X_0) [F(X_0, Y_2) - F(X_0, Y_1)];$$

$$BY_y(X_0, Y_1, Y_2) = 0. \quad (16)$$

Функції $BY_x(X_0, Y_1, Y_2)$, $BY_y(X_0, Y_1, Y_2)$, $BY_z(X_0, Y_1, Y_2)$ дають компоненти індукції МП відрізка провідника, паралельного осі y зі струмом I на відстані X_0 від осі.

Розглянемо МП у напрямку осі x від струму I , що проходить по відрітку між точками $C_n(X_1, Y_0, 0)$ і $C_k(X_2, Y_0, 0)$ (рис. 6,б). Відрізок зі струмом розташований у площині $z = 0$, проходить паралельно осі x на відстані Y_0 від осі y . Виконуючи аналогічні (9–14) обчислення, отримаємо:

$$BX_y(Y_0, X_1, X_2) = -\frac{\mu_0 I}{4\pi} z [G(X_2, Y_0) - G(X_1, Y_0)];$$

$$BX_z(Y_0, X_1, X_2) = \frac{\mu_0 I}{4\pi} (y - Y_0) [G(X_2, Y_0) - G(X_1, Y_0)];$$

$$BX_x(Y_0, X_1, X_2) = 0, \quad (17)$$

де

$$G(X, Y_0) = \frac{X - x}{[(y - Y_0)^2 + z^2][(y - Y_0)^2 + z^2 + (X - x)^2]^{3/2}}.$$

Функції $BX_x(Y_0, X_1, X_2)$, $BX_y(Y_0, X_1, X_2)$, $BX_z(Y_0, X_1, X_2)$ дають просторові компоненти індукції МП відрізка провідника, паралельного осі x зі струмом I на відстані Y_0 від осі.

Використаємо (16, 17) для визначення розрахункових співвідношень МП реальних КСЕ підлог, схеми укладки кабелів для яких представлені на рис. 3.

Розрахункові співвідношення для МП КСЕ з одножильним НК. Індукція МП у точці P від системи одножильних провідників (рис. 3,а) у площині $z = \text{const}$, які паралельні осям координат x і y , визначається векторною сумою індукцій МП від їх прямолінійних відрізків. Тоді, відповідно до (16, 17), компоненти індукції МП КСЕ можуть бути представлені у вигляді:

$$\begin{aligned} B_x &= \sum_{m=1}^{m=K/2} [BY_x(X_{2m-1}, Y_1, Y_2) + BY_x(X_{2m}, Y_2, Y_1)] + \\ &\quad + BY_x(X_K, Y_1, Y_1 - b); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
B_y &= \sum_{c=1}^{c=K/2-1} [BX_y(Y_2, X_{2c-1}, X_{2c}) + BX_y(Y_1, X_{2c}, X_{2c+1})] + \\
&+ BX_y(Y_2, X_{K-1}, X_K) + BX_y(Y_1 - b, X_K, X_1); \\
B_z &= \sum_{m=1}^{m=K/2} [BY_z(X_{2m-1}, Y_1, Y_2) + BY_z(X_{2m}, Y_2, Y_1)] + \\
&+ BY_z(X_K, Y_1, Y_1 - b) + \\
&+ \sum_{c=1}^{c=K/2-1} [BX_z(Y_2, X_{2c-1}, X_{2c}) + BX_z(Y_1, X_{2c}, X_{2c+1})] + \\
&+ BX_z(Y_2, X_{K-1}, X_K) + BX_z(Y_1 - b, X_K, X_1), \quad (18)
\end{aligned}$$

де $X_m, Y_{1,2}, K$ – координати кінців та кількість відрізків паралельних осі y ; $X_c, Y_{1,2}$ – координати кінців відрізків паралельних осі x .

Діюче значення індукції МП КСЕ у точці $P(x, y, z)$ визначається як:

$$\tilde{B}(P) = \sqrt{B_x^2 + B_y^2 + B_z^2}, \quad (19)$$

де просторові компоненти B_x, B_y, B_z отримані відповідно до (18).

Розрахункові співвідношення для МП КСЕ з дво-жилльним НК. Індукція МП у точці $P(x, y, z)$ від системи двожилльних провідників (рис. 3,б) з відстанню між осями жил $d = 2s$, розкладених у площині $z = \text{const}$ паралельно осям координат x і y , визначається сумою МП від їх прямолінійних відрізків. Тоді, відповідно до (16, 17), компоненти індукції МП КСЕ з двожилльним НК можуть бути представлені у вигляді:

$$\begin{aligned}
B_x &= \sum_{m=1}^{m=K/2} [BY_x(X_{2m-1} - s, Y_1 + s, Y_2 + s) + \\
&+ BY_x(X_{2m} + s, Y_2 + s, Y_1 + s) + \\
&+ BY_x(X_{2m-1} + s, Y_2 - s, Y_1 - s) + \\
&+ BY_x(X_{2m} - s, Y_1 - s, Y_2 - s)] + \\
&+ BY_x(X_K + s, Y_1 + s, Y_1 - s_1); \\
B_y &= \sum_{c=1}^{c=K/2-1} [BX_y(Y_2 + s, X_{2c-1} - s, X_{2c} + s) + \\
&+ BX_y(Y_1 + s, X_{2c} + s, X_{2c+1} - s) + \\
&+ BX_y(Y_2 - s, X_{2c} - s, X_{2c-1} + s) + \\
&+ BX_y(Y_1 - s, X_{2c+1} + s, X_{2c} - s)] + \\
&+ BX_y(Y_2 + s, X_{K-1} - s, X_K + s) + \\
&+ BX_y(Y_2 - s, X_K - s, X_{K-1} + s) + \\
&+ BX_y(Y_1 - s, X_K + s, X_K - s); \\
B_z &= \sum_{m=1}^{m=K/2} [BY_z(X_{2m-1} - s, Y_1 + s, Y_2 + s) + \\
&+ BY_z(X_{2m} + s, Y_2 + s, Y_1 + s) + \\
&+ BY_z(X_{2m-1} + s, Y_2 - s, Y_1 - s) + \\
&+ BY_z(X_{2m} - s, Y_1 - s, Y_2 - s)] + \\
&+ BY_z(X_K + s, Y_1 + s, Y_1 - s_1) + \\
&+ \sum_{c=1}^{c=K/2-1} [BX_z(Y_2 + s, X_{2c-1} - s, X_{2c} + s) +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&+ BX_z(Y_1 + s, X_{2c} + s, X_{2c+1} - s) + \\
&+ BX_z(Y_2 - s, X_{2c} - s, X_{2c-1} + s) + \\
&+ BX_z(Y_1 - s, X_{2c+1} + s, X_{2c} - s)] + \\
&+ BX_y(Y_2 + s, X_{K-1} - s, X_K + s) + \\
&+ BX_y(Y_2 - s, X_K - s, X_{K-1} + s) + \\
&+ BX_y(Y_1 - s, X_K + s, X_K - s). \quad (20)
\end{aligned}$$

Діюче значення індукції МП визначається з (19).

Отримані співвідношення (18–20) дозволяють розраховувати розподіл індукції МП КСЕ у разі виконання їх НК із прямолінійних відрізків – у вигляді прямокутного меандру (рис. 3). Однак фактична форма розкладання НК може виконуватися як із практично прямолінійних відрізків [33], так і у вигляді «змійки» [35] із радіусом вигину НК на рівні $0,5b$ (рис. 10), або меншим. За рамками цієї статті авторами вивчено вплив форми розкладання вершини НК на рівень МП КСЕ, та показано, що розкладання у вигляді прямокутного меандру (рис. 3) дає максимальні значення МП. Підтвердженням цього є верифіковані криві 1, 3 на рис. 8, 9. Це дозволяє використовувати запропоновані співвідношення (18–20) як універсальні, без урахування форми вершин розкладки, для визначення індукції МП КСЕ в найгіршому випадку.

Дослідження МП КСЕ з НК різних типів. Використаємо співвідношення (18–20) для визначення індукції МП КСЕ з одножилльними та двожилльними НК. При цьому маємо на увазі, що максимальні значення індукції потенційного МП КСЕ у всьомі об'ємі приміщення зосереджені на його підлозі.

На рис. 7 представлена карта розподілу МП над КСЕ з одножилльним НК, виконаного з розмірами $1,2 \times 0,8$ м та кроком $0,1$ м (рис. 3,а). Максимальний рівень індукції МП (42 мкТл) має місце на вершині меандру (рис. 3,а) – на лінії СС, та над зворотнім провідом (лінія ТТ). Ці значення практично співпадають з МП від одиночного прямолінійного НК (рис. 4), що дозволяє оцінювати максимальні значення МП цієї КСЕ за співвідношенням (4). У зв'язку із істотним перевищенням нормативного рівня МП, КСЕ з одножилльним НК в подальшому не розглядаються.

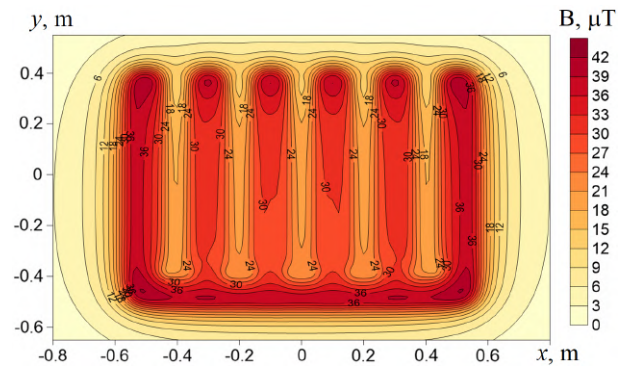
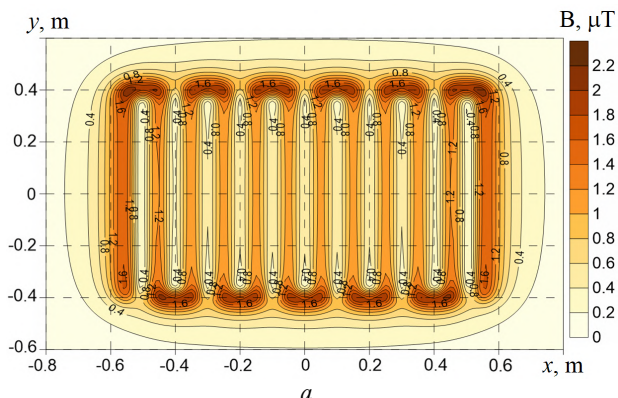


Рис. 7. Розрахункові значення розподілу індукції МП від КСЕ з одножилльним НК типу Fenix ASL1P 18 на поверхні підлоги при $h_k = 0,05$ м, $I = 10$ А

Розрахована карта розподілу МП КСЕ з промисловим зразком двожилльного планарного НК (рис. 3,б) при $h_k = 0,05$ м з $d = 2,2$ мм, представлена на рис. 8,а. На рис. 8,б наведені характерні графічні залежності. Як видно з рис. 8, максимальні значення індукції КСЕ складають $2,16$ мкТл. Вони мають місце на вершинах розкладання –

по лініях ТТ та СС (рис. 3,б). Ці значення є більшими від МП одиночного НК (рис. 4) приблизно на 15 %.

Розрахована карта розподілу МП КСЕ з промисловим зразком коаксіального НК з $e = 0,2$ мм при $h_k = 0,05$ м, виконаного відповідно до рис. 3,б,



представлена на рис. 9,а. На рис. 9,б наведені розраховані графічні залежності. Як видно з рис. 9, максимальні значення індукції КСЕ складають 0,196 мкТл, що істотно менше нормативного рівня 0,5 мкТл.

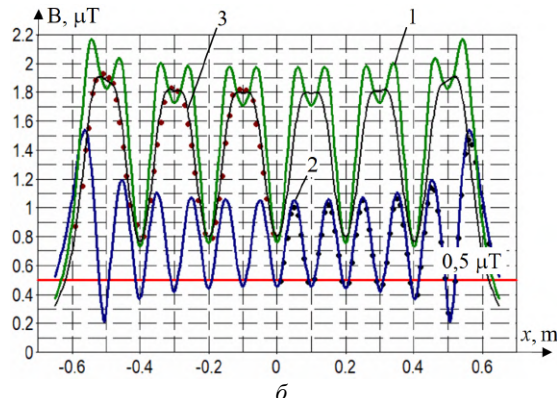


Рис. 8. Розподіл МП від КСЕ з двожилиним планарним НК типу Arnold Rak 6101-20 ЕС ($I = 10$ А, $d = 2,2$ мм), на поверхні підлоги при $h_k = 0,05$ м (КСЕ з прямокутним розкладанням НК (рис. 3,б): 1 – по лінії СС; 2 – по лінії АА); 3 – КСЕ з розкладанням НК «змієюю» (рис. 10) по лінії СС (рис. 3,б), (— розрахунок ••• експеримент)

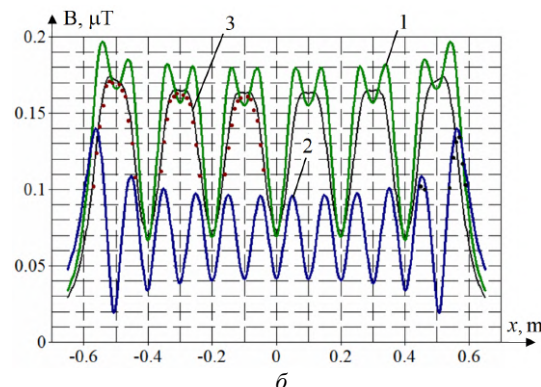
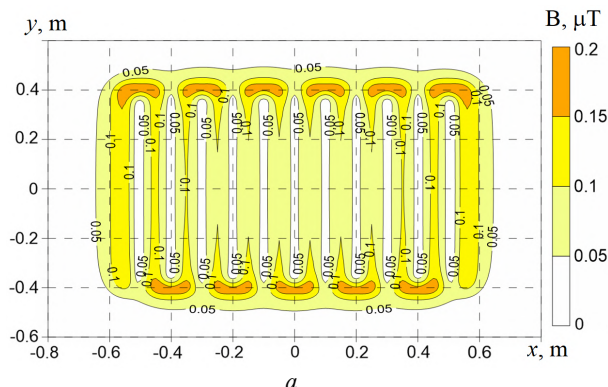


Рис. 9. Розподіл МП від КСЕ з коаксіальним НК типу «Volterm HR18» ($I = 10$ А, $e = 0,2$ мм), на поверхні підлоги при $h_k = 0,05$ м (КСЕ з прямокутним розкладанням НК (рис. 3,б): 1 – по лінії СС; 2 – по лінії АА); 3 – КСЕ з розкладанням НК «змієюю» (рис. 10) по лінії СС (рис. 3,б), (— розрахунок ••• експеримент)

Експериментальні дослідження МП різних типів НК та КСЕ на їх основі. Дослідження виконувались на промислових зразках НК і лабораторних макетах КСЕ на їх основі на унікальному магнітовимірному стенді ІПМаш НАН України [26, 27]. Досліджувались промислові зразки планарного двожиливого НК типу «Arnold Rak 6101-20 ЕС» і коаксіального НК типу «Volterm HR18», а також лабораторні макети КСЕ на їх основі, виконані відповідно до рис. 3 з розмірами $1,2 \times 0,8$ м та розкладанням НК з кроком $0,1$ м змієюю (рис. 10). Вимірювання індукції МП проводились сертифікованим векторним магнітометром типу Magnetoscor 1.069 фірми Foerster (діапазон вимірювань індукції МП 1 нТл-600 мТл, похибка 2,5 %).

Вимірювання МП окремих НК. Результати вимірювань індукції МП представлені на рис. 5.

Для планарного НК розкид результатів розрахунку та експерименту не перевищує 5 %, що підтверджує коректність розроблених математичних моделей і розрахункових співвідношень (18–20).

В процесі експериментальних досліджень коаксіального НК типу «Volterm HR18», виявлена неоднорідність розподілу індукції МП за його довжиною, яка при $r = 0,03$ м змінюється від $0,16$ мкТл до $0,44$ мкТл. При цьому максимальні значення індукції МП згідно

(6) відповідають величині ексцентриситету e на рівні $0,2$ мм, а мінімальні значення e на рівні $0,05$ мм. Розкид експериментальних значень індукції МП за довжиною цього НК представлений на рис. 5 у вигляді заштрихованої зони між кривими 2 і 3. Він є значним і свідчить про нестабільність ексцентриситету цього НК, що указує на необхідність удосконалення технології виробництва коаксіального НК фірми «Volterm».

Вимірювання МП КСЕ. Вимірювання індукції МП КСЕ виконувались на їх лабораторних макетах (рис. 10) з вказаними типами НК. Результати вимірювань представлені на рис. 8, 9. Розкид результатів розрахунку та експерименту не перевищує 7 %.

Найбільший розкид має місце на вершинах КСЕ (лінії СС, рис 3,б), що пов'язаний із відмінністю форми вершин макету (напівколо, рис. 10) і розрахункової моделі (прямокутник, рис. 3). Однак, розкид результатів експерименту в порівнянні із додатково виконаними авторами розрахунком індукції МП КСЕ для випадку розкладання вершин КСЕ відповідно до рис. 10 у формі напівкола із радіусом 50 мм (крива 3 на рис. 8, 9), також не перевищує 7 %. Тому результати експерименту цілком підтверджують коректність розроблених математичних моделей МП КСЕ (7–17) і отриманих на їх основі співвідношень (18–20).



Рис. 10. Дослідження розподілу індукції МП лабораторного макету КСЕ з коаксialними НК типу «VOLTERM» на магнітовимірювальному стенді ІПМаш НАН України

Оцінка відповідності МП КСЕ нормативному рівню. На основі верифікованих розрахункових співвідношень (18–20), виконаний розрахунок максимальних значень індукції МП, що створюються КСЕ з сучасними двожильними планарними НК з d від 1,4 до 2,5 мм, та коаксialними НК з ексцентриситетом $e = 0,2$ мм і $e = 0,1$ мм. Розрахунок виконаний на поверхні підлоги житлового приміщення при різній глибині h_k прокладання НК і струмі 10 А. Результати розрахунку у вигляді графіків представлені на рис. 11.

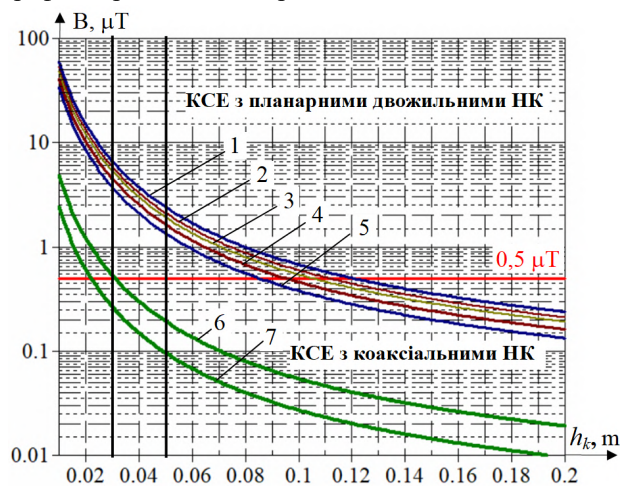


Рис. 11. Розраховані за верифікованими співвідношеннями (19, 20) максимальні значення індукції МП КСЕ, що створюються на поверхні підлоги з двожильними планарними НК (d : 1 – 2,5 мм; 2 – 2,2 мм; 3 – 2 мм; 4 – 1,7 мм; 5 – 1,4 мм) та коаксialними НК (6 – $e = 0,2$ мм; 7 – $e = 0,1$ мм) при різній глибині їх прокладання h_k , $I = 10$ А

Аналіз рис. 11 дозволяє констатувати наступне. При виконанні КСЕ на основі сучасних двожильних НК з мінімальною відстанню між жилами 1,4 мм, максимальне значення індукції МП на підлозі житлових приміщень складає 3,75–1,3 мкТл при глибині прокладання 0,03–0,05 м та струмі 10 А. Це в 7,5–2,6 разів перевищує гранично допустимий рівень індукції МП 0,5 мкТл. Тому безпечно використання КСЕ на основі

сучасних двожильних НК досягається тільки при глибині їх прокладання більш 0,085–0,1 м, або в разі обмеження їх струму і, відповідно, теплової потужності.

Зменшення МП КСЕ також можливо шляхом встановлення між КСЕ і підлогою приміщення суцільного електромагнітного екрану, наприклад, із зварних електропровідних алюмінієвих листів завтовшки 1,5–2 мм. Але при очікуваному коефіцієнті екранування МП на рівні 1,5–2,5 одиниць [51], вартість такого екрану буде перевищувати вартість КСЕ.

Виконання КСЕ на основі коаксialних НК з ексцентриситетом $e \leq 0,2$ мм при глибині прокладання 0,03–0,05 м дозволяє зменшити індукцію їх МП до нормативного рівня 0,5 мкТл. Тому широке запровадження коаксialних НК є ефективним методом вирішення проблеми зменшення можливих ризиків для здоров'я населення та забезпечення його комфортного проживання в житлових приміщеннях.

Доцільним також є подальше удосконалення конструкції та технології виробництва коаксialних НК для обмеження їх максимального ексцентриситету на рівні 0,1 мм та забезпечення його стабільності в умовах експлуатації.

Висновки.

1. На основі закону Біо-Савара та принципу суперпозиції розроблено аналітичну модель магнітного поля кабельних систем електрообігріву підлог житлових приміщень та методику розрахунку індукції магнітного поля на її основі.

2. Здійснено верифікацію розроблених математичної моделі та методики розрахунку магнітного поля шляхом експериментальних досліджень лабораторних макетів кабельних систем електрообігріву з промисловими зразками різних типів нагрівальних кабелів. Вимірювання підтвердили співпадіння результатів розрахунку та експерименту з розкидом не більше 7 %.

3. Досліджено магнітне поле коаксialного нагрівального кабелю та запропоновано методику його розрахунку з урахуванням максимальної величини ексцентриситету його центральної жили.

4. Виконано оцінку відповідності магнітного поля в житловому приміщенні нормативному рівню 0,5 мкТл при використанні кабельних систем електрообігріву з різними нагрівальними кабелями, на основі якої:

а) виявлено перевищення гранично допустимого рівня індукції магнітного поля на підлозі житлових приміщень в 2,6–7,5 разів при використанні сучасних планарних двожильних нагрівальних кабелів які мають мінімальну відстань між жилами 1,4 мм при глибині їх прокладання 0,05–0,03 м і струмі 10 А;

б) показано, що безпечно використання в житлових приміщеннях сучасних планарних двожильних нагрівальних кабелів при струмі 10 А потребує збільшення глибини їх прокладання до 0,085–0,1 м.

в) для зменшення можливих ризиків для здоров'я населення та забезпечення його комфортного проживання рекомендується використання в житлових приміщеннях коаксialних нагрівальних кабелів, які створюють на порядок менше магнітне поле, ніж сучасні планарні двожильні нагрівальні кабелі.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Brune D., Hellborg R., Persson B.R.R., Pääkkönen R. Radiation at home, outdoors and in the workplace. *Scandinavian Science Publisher*, 2001, 547 p.
2. *Non-Ionizing Radiation, Part 1: Static and Extremely Low-Frequency (ELF) Electric and Magnetic Fields*. IARC Monographs on the Evaluation of Carcinogenic Risks to Humans, 2002, no. 80, p. 395.
3. *Standard of Building Biology Testing Methods: SBM-2015*. Germany: Institut für Baubiologie + Ekologie IBN, 2015, 5 p. Режим доступу: <https://buildingbiology.com/building-biology-standard> (Дата звернення: 01.02.2024).
4. Milutinov M., Juhas A., Pekarić-Nad N. Magnetic field of electrical radiant heating system. *Safety Engineering*, 2017, vol. 7, no. 2, pp. 61-65. doi: <https://doi.org/10.7562/SE2017.7.02.03>.
5. ДБН В.2.5-24:2012: Державні будівельні норми України. Електрична кабельна система опалення. Київ: Мінрегіонбуд України, 2012. 81 с.
6. COV-Н ЕЕ 20.179: 2008 Розрахунок електричного і магнітного полів ліній електропередавання. Методика (зі змінами) (у редакції наказу Міненерго вугілля від 01 липня 2016 р. №423). К.: Міненергвугілля України, 2016. 37 с.
7. Conti R., Giorgi A., Rendina R., Sartore L., Sena E.A. Technical solutions to reduce 50 hz magnetic fields from power lines. *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, 2003, vol. 2, pp. 1016-1021. doi: <https://doi.org/10.1109/PTC.2003.1304685>.
8. COV-Н МЕВ 40.1-37471933-49:2011 Проектування кабельних ліній напружено до 330 кВ. Настапова (у ред. наказу Міненерговугілля від 26.01.2017 № 82). К.: Міненергвугілля України, 2017. 168 с.
9. Нестеренко А.Д. Введение в теоретическую электротехнику. Київ: Наукова думка, 1969. 351 с.
10. Шимони К. Теоретическая электротехника (пер. с нем.). М.: Мир, 1964. 774 с.
11. ДСНІП 3.3.6.096-2002. Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів (затв. наказом МОЗ України від 18.12.2002 р. № 476). К.: МОЗ, 2003. 16 с.
12. World Health Organization. *Electromagnetic fields and public health. Exposure to extremely low frequency fields*. Режим доступу: <https://www.who.int/teams/environment-climate-change-and-health/radiation-and-health/non-ionizing/exposure-to-extremely-low-frequency-field> (Дата звернення: 01.02.2024).
13. Tognola G., Chiaramello E., Bonato M., Magne I., Souques M., Fiocchi S., Parazzini M., Ravazzani P. Cluster Analysis of Residential Personal Exposure to ELF Magnetic Field in Children: Effect of Environmental Variables. *International Journal of Environmental Research and Public Health*, 2019, vol. 16, no. 22, art. no. 4363. doi: <https://doi.org/10.3390/ijerph16224363>.
14. Wertheimer N., Leeper E. Electrical wiring configurations and childhood cancer. *American Journal of Epidemiology*, 1979, vol. 109, no. 3, pp. 273-284. doi: <https://doi.org/10.1093/oxfordjournals.aje.a112681>.
15. Kheifets L., Ahlbom A., Crespi C.M., Draper G., Hagihara J., Lowenthal R.M., Mezei G., Oksuzyan S., Schütz J., Swanson J., Tittarelli A., Vinceti M., Wunsch Filho V. Pooled analysis of recent studies on magnetic fields and childhood leukaemia. *British Journal of Cancer*, 2010, vol. 103, no. 7, pp. 1128-1135. doi: <https://doi.org/10.1038/sj.bjc.6605838>.
16. Green L.M., Miller A.B., Villeneuve P.J., Agnew D.A., Greenberg M.L., Li J., Donnelly K.E. A case-control study of childhood leukemia in Southern Ontario, Canada, and exposure to magnetic fields in residences. *International Journal of Cancer*, 1999, vol. 82, no. 2, pp. 161-170. doi: [https://doi.org/10.1002/\(SICI\)1097-0215\(19990719\)82:2<161::AID-IJC2>3.0.CO;2-X](https://doi.org/10.1002/(SICI)1097-0215(19990719)82:2<161::AID-IJC2>3.0.CO;2-X).
17. Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric and Magnetic Fields (1 Hz to 100 kHz). *Health Physics*, 2010, vol. 99, no. 6, pp. 818-836. doi: <https://doi.org/10.1097/HP.0b013e3181f06c86>.
18. Sage C., Carpenter D.O. *BioInitiative Report: A Rationale for Biologically-based Exposure Standards for Low-Intensity Electromagnetic Radiation*. BioInitiative Working Group. 2012. 1479 p. Режим доступу: https://www.infrastructure.gov.au/sites/default/files/submissions/BioInitiative_Working_Group.pdf (Дата звернення: 01.02.2024).
19. World Health Organization. *Exposure limits for low-frequency fields (public). Data by country*. Режим доступу: <https://apps.who.int/gho/data/node.main.EMFLIMITSPUBLICLOW?lang=en> (Дата звернення: 01.02.2024).
20. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Voloshko O.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Synthesis of an effective system of active shielding of the magnetic field of a power transmission line with a horizontal arrangement of wires using a single compensation winding. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 15-21. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.03>.
21. Kuznetsov B.I., Kutsenko A.S., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Method for design of two-level system of active shielding of power frequency magnetic field based on a quasi-static model. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 31-39. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.05>.
22. Rozov V.Y., Reutskiy S.Y., Kundius K.D. Protection of workers against the magnetic field of 330-750 kV overhead power lines when performing work without removing the voltage under load. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 4, pp. 70-78. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.4.09>.
23. Rozov V.Y., Reutskiy S.Y., Pelevin D.Y., Kundius K.D. Approximate method for calculating the magnetic field of 330-750 kV high-voltage power line in maintenance area under voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 71-77. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.12>.
24. Rozov V.Y., Pelevin D.Y., Kundius K.D. Simulation of the magnetic field in residential buildings with built-in substations based on a two-phase multi-dipole model of a three-phase current conductor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 87-93. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.13>.
25. Розов В.Ю., Резинкина М.М., Думанский Ю.Д., Гвозденко Л.А. Исследование техногенных искажений геомагнитного поля в жилых и производственных помещениях и определение путей их снижения до безопасного уровня. *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки»*, 2008, Ч. 2, С. 3-8.
26. Розов В.Ю. К 40-летию Научно-технического центра магнетизма технических объектов НАН Украины. История, достижения, перспективы. *Технічна електродинаміка*, 2010, № 3, С. 74-80.
27. Баранов М.І., Розов В.Ю., Сокол Є.І. До 100-річчя Національної академії наук України – колись вітчизняної науки і техніки. *Електротехніка і Електромеханіка*, 2018, № 5, С. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.5.01>.
28. Розов В.Ю., Гетьман А.В., Петров С.В. Магнетизм космических аппаратов. *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки»*, 2010, Ч. 2, С. 144-147.
29. Rozov V., Grinchenko V., Tkachenko O., Yerisov A. Analytical Calculation of Magnetic Field Shielding Factor for Cable Line with Two-Point Bonded Shields. *2018 IEEE 17th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET)*, 2018, pp. 358-361. doi: <https://doi.org/10.1109/MMET.2018.8460425>.
30. Думанський Ю.Д., Сердюк А.М., Лось І.П. Влияние электромагнитных излучений на человека. К: Здоровье, 1975. 180 с.
31. Сердюк А.М., Думанський В.Ю., Біткін С.В., Дідик Н.В., Думанський Ю.Д., Нікітіна Н.Г., Мізюк М.І., Безверха А.П., Зотов С.В., Томашевська Л.А., Семашко П.В., Ляшенко В.І., Галак С.С., Медведєв С.В. Гігієнічне обґрунтування вимог до розміщення та експлуатації кабельних ліній електропередачі та їх обладнання в умовах сучасної міської забудови. *Гігієна населених місць*, 2015, № 66, С. 20-29.
32. *Правила улаштування електроустановок*. Видання офіційне. Міненерговугілля України. Х.: Видавництво «Форт», 2017. 760 с.
33. *SunTouch Heating Mat Kits*. Режим доступу: <https://www.flooringsupplyshop.com/category/suntouch-heating-mats-kits-119> (Дата звернення: 01.02.2024).
34. Arnold Rak. Режим доступу: www.rak-waermetechnik.de (Дата звернення: 01.02.2024).
35. Hemstedt. Режим доступу: <https://www.hemstedt.de> (Дата звернення: 01.02.2024).
36. *Handbook for Comfortable Warm Floors. nVent Raychem*. 2022. 48 p. Режим доступу: https://www.nvent.com/sites/default/files/acquidam_assets/2022-08/RAYCHEM-TH-EU1001-Floorheating-EN.pdf (Дата звернення: 01.02.2024).
37. *ELEKTRA Heating Cables. Installation manual*. 72 p. Режим доступу: https://elektra.pl/download/ru/electrical-heating-systems/floor-heating/heating-cables-VCD/vcd7_vcd10_vcd17_heating_cables_manual.pdf (Дата звернення: 01.02.2024).
38. Woks. ПАТ «Одескабель». Режим доступу: <https://woks.ua/ua> (Дата звернення: 01.06.2024).
39. *Indoor Cable Floor Heating Systems. Application manual*. 2016. 52 p. Режим доступу:

<https://assets.danfoss.com/documents/89845/AB213486470188en-010101.pdf> (Дата звернення: 01.02.2024).

40. VOLTERM Coaxial Heating system. Режим доступу: <https://volterm.com.ua> (Дата звернення: 01.02.2024).

41. 3HeatTech. Radiant Floor Heating Cable. Режим доступу: <https://www.heattechproducts.com/electric-radiant-floor-heating-cable-kits> (Дата звернення: 01.02.2024).

42. Амбарцумянц К. Нагревательные кабели: конструкция и применение. Режим доступу: <https://aw-therm.com.ua/hagrevatelnye-kabeli-konstrukciya-i-primeneniye/>. (Дата звернення: 01.06.2024).

43. Манілов А.М., Красножон А.В., Товстюк С.О. Оцінювання величини магнітного поля кабельного обігріву житлових та промислових приміщень з точки зору його безпеки для людини. *Промелектро*, 2022, № 3-6, С. 32-36. Режим доступу: <https://pdf.lib.vntu.edu.ua/books/2022/EP/Promelektro-3-6-2022.pdf> (Дата звернення: 01.06.2024).

44. Thieblemont H., Haghighat F., Moreau A. Thermal Energy Storage for Building Load Management: Application to Electrically Heated Floor. *Applied Sciences*, 2016, vol. 6, no. 7, art. no. 194. doi: <https://doi.org/10.3390/app6070194>.

45. Gołębiowski J., Forenc J. The influence of side thermal insulation on distribution of the temperature field in an electrical floor heater. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2016, no. 12, pp. 271-277. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2016.12.68>.

46. Стреттон Дж.А. *Теория электромагнетизма*. М.: Гостехиздат, 1948. 520 с.

47. Smythe W.R. *Static and Dynamic Electricity*. McGraw-Hill, New York, 1968. 623 p.

48. Кессаев О.Г. Вплив на параметри передачі ексцентриситету та еліптичності коаксіальних радіочастотних кабелів. *Вісник НТУ «ХПИ». Серія: Енергетика: надійність та енергоефективність*, 2013, № 59, С. 62-69.

49. Безпрозванних Г.В., Бойко А.М., Кессаев О.Г. Вплив конструктивних та технологічних неоднорідностей на хвильовий опір коаксіальних радіочастотних кабелів. *Електротехніка і Електромеханіка*, 2013, № 2, С. 57-61.

50. Dwight H.B. *Tables of Integrals and Other Mathematical Data*. 4th ed. The Macmillan Company, 1972. 336 p.

51. Del Pino López J.C., Cruz Romero P., Dular P. Parametric analysis of magnetic field mitigation shielding for underground power cables. *Renewable Energy and Power Quality Journal*, 2007, vol. 1, no. 5, pp. 519-526. doi: <https://doi.org/10.24084/repqj05.326>.

REFERENCES

1. Brune D., Hellborg R., Persson B.R.R., Pääkkönen R. Radiation at home, outdoors and in the workplace. *Scandinavian Science Publisher*, 2001, 547 p.
2. *Non-Ionizing Radiation, Part 1: Static and Extremely Low-Frequency (ELF) Electric and Magnetic Fields*. IARC Monographs on the Evaluation of Carcinogenic Risks to Humans, 2002, no. 80, p. 395.
3. *Standard of Building Biology Testing Methods: SBM-2015*. Germany: Institut für Baubiologie + Ökologie IBN, 2015, 5 p. Available at: <https://buildingbiology.com/building-biology-standard> (Accessed 01 February 2024).
4. Milutinov M., Juhas A., Pekarić-Nad N. Magnetic field of electrical radiant heating system. *Safety Engineering*, 2017, vol. 7, no. 2, pp. 61-65. doi: <https://doi.org/10.7562/SE2017.7.02.03>.
5. *DBN V.2.5-24:2012. State building regulations of Ukraine. Electrical cable scorching system*. Kyiv, Minrehionbud Publ., 2012. 81 p. (Ukr).
6. *SOU-N EE 20.179:2008. Calculation of electric and magnetic fields of power lines. Methodology (with changes) (in the edition of the order of the Minenergvugillya dated July 1, 2016, no. 423)*. Kyiv, Minenergvugillya Ukraine Publ., 2016. 37 p. (Ukr).
7. Conti R., Giorgi A., Rendina R., Sartore L., Sena E.A. Technical solutions to reduce 50 hz magnetic fields from power lines. *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, 2003, vol. 2, pp. 1016-1021. doi: <https://doi.org/10.1109/PTC.2003.1304685>.
8. *SOU-N MEV 40.1-37471933-49:2011. Design of cable lines up to 330 kV. Guideline (in the edition of the order of the Minenergvugillya dated January 26, 2017 no. 82)*. Kyiv, Minenergvugillya Ukraine Publ., 2017. 168 p. (Ukr).
9. Nesterenko A.D. *Introduction to Theoretical Electrical Engineering*. Kyiv, Naukova Dumka Publ., 1969. 351 p. (Rus).
10. Shimoni K. *Theoretical Electrical Engineering (translation from German)*. Moscow, Mir Publ., 1964. 774 p. (Rus).

11. DSNiP 3.3.6.096-2002. *State sanitary standards and rules for working with sources of electromagnetic fields (order of the Ministry of Health (MoH) of Ukraine dated December 18, 2002 no. 476)*. Kyiv, MoH Publ., 2003. 16 p. (Ukr).

12. World Health Organization. *Electromagnetic fields and public health. Exposure to extremely low frequency fields*. Available at: <https://www.who.int/teams/environment-climate-change-and-health/radiation-and-health/non-ionizing/exposure-to-extremely-low-frequency-field> (Accessed 01 February 2024).

13. Tognola G., Chiaramello E., Bonato M., Magne I., Souques M., Fiocchi S., Parazzini M., Ravazzani P. Cluster Analysis of Residential Personal Exposure to ELF Magnetic Field in Children: Effect of Environmental Variables. *International Journal of Environmental Research and Public Health*, 2019, vol. 16, no. 22, art. no. 4363. doi: <https://doi.org/10.3390/ijerph16224363>.

14. Wertheimer N., Leeper E. Electrical wiring configurations and childhood cancer. *American Journal of Epidemiology*, 1979, vol. 109, no. 3, pp. 273-284. doi: <https://doi.org/10.1093/oxfordjournals.aje.a112681>.

15. Kheifets L., Ahlbom A., Crespi C.M., Draper G., Hagihara J., Lowenthal R.M., Mezei G., Oksuzyan S., Schüz J., Swanson J., Tittarelli A., Vinceti M., Wunsch Filho V. Pooled analysis of recent studies on magnetic fields and childhood leukaemia. *British Journal of Cancer*, 2010, vol. 103, no. 7, pp. 1128-1135. doi: <https://doi.org/10.1038/sj.bjc.6605838>.

16. Green L.M., Miller A.B., Villeneuve P.J., Agnew D.A., Greenberg M.L., Li J., Donnelly K.E. A case-control study of childhood leukemia in Southern Ontario, Canada, and exposure to magnetic fields in residences. *International Journal of Cancer*, 1999, vol. 82, no. 2, pp. 161-170. doi: [https://doi.org/10.1002/\(SICI\)1097-0215\(19990719\)82:2<161::AID-IJC2>3.0.CO;2-X](https://doi.org/10.1002/(SICI)1097-0215(19990719)82:2<161::AID-IJC2>3.0.CO;2-X).

17. Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric and Magnetic Fields (1 Hz to 100 kHz). *Health Physics*, 2010, vol. 99, no. 6, pp. 818-836. doi: <https://doi.org/10.1097/HP.0b013e3181f06c86>.

18. Sage C., Carpenter D.O. *BioInitiative Report: A Rationale for Biologically-based Exposure Standards for Low-Intensity Electromagnetic Radiation*. BioInitiative Working Group, 2012. 1479 p. Available at: https://www.infrastructure.gov.au/sites/default/files/submissions/BioInitiative_Working_Group.pdf (Accessed 01 February 2024).

19. World Health Organization. *Exposure limits for low-frequency fields (public). Data by country*. Available at: <https://apps.who.int/gho/data/node.main.EMFLIMITSPUBLICLOW?lang=en> (Accessed 01 February 2024).

20. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdii I.V., Voloshko O.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Synthesis of an effective system of active shielding of the magnetic field of a power transmission line with a horizontal arrangement of wires using a single compensation winding. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 15-21. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.03>.

21. Kuznetsov B.I., Kutsenko A.S., Nikitina T.B., Bovdii I.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Method for design of two-level system of active shielding of power frequency magnetic field based on a quasi-static model. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 31-39. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.05>.

22. Rozov V.Y., Reutskiy S.Y., Kundius K.D. Protection of workers against the magnetic field of 330-750 kV overhead power lines when performing work without removing the voltage under load. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 4, pp. 70-78. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.4.09>.

23. Rozov V.Y., Reutskiy S.Y., Pelevin D.Y., Kundius K.D. Approximate method for calculating the magnetic field of 330-750 kV high-voltage power line in maintenance area under voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 71-77. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.12>.

24. Rozov V.Y., Pelevin D.Y., Kundius K.D. Simulation of the magnetic field in residential buildings with built-in substations based on a two-phase multi-dipole model of a three-phase current conductor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 87-93. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.13>.

25. Rozov V.Yu., Rezinkina M.M., Dumanskiy Yu.D., Gvozdenko L.A. The study of man-caused distortions in the geomagnetic field of residential and industrial buildings and to identify ways to reduce them to a safe level. *Technical Electrodynamics. Thematic Issue «Problems of Modern Electrical Engineering»*, 2008, chapter 2, pp. 3-8. (Rus).

26. Rozov V.Yu. To the 40th anniversary of the Science and Technology Center of Magnetism of Technical Objects of the NAS of Ukraine. *Technical Electrodynamics*, 2010, no. 3, pp. 74-80. (Rus).

27. 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>.
28. Rozov V.Yu., Getman A.V., Petrov S.V. Magnetism of space-craft. *Technical Electrodynamics. Thematic Issue «Problems of Modern Electrical Engineering»*, 2010, chapter 2, pp. 144-147. (Rus).
29. Rozov V., Grinchenko V., Tkachenko O., Yerisov A. Analytical Calculation of Magnetic Field Shielding Factor for Cable Line with Two-Point Bonded Shields. *2018 IEEE 17th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET)*, 2018, pp. 358-361. doi: <https://doi.org/10.1109/MMET.2018.8460425>.
30. Dumanskiy V.Yu., Serdyuk A.M., Los' I.P. *The influence of electromagnetic radiation on humans*. Kyiv, Zdorovyie Publ., 1975. 180 p. (Rus).
31. Dumanskiy V., Bitkin S., Didyk N., Dumanskiy Yu., Nikitina N., Mizyuk M., Bezverkha A., Zotov S., Tomashevskaya L., Semashko P., Lyashenko V., Galak S., Medvedev S. Hygienical ground of requirements to placing and exploitation of cable busses of electricity transmission and their equipment in the conditions of modern municipal building. *Hygiene of populated places*, 2015, no. 66, pp. 20-29. (Ukr).
32. *Electrical installation regulations*. Kharkiv, Fort Publ., 2017. 760 p. (Ukr).
33. *SunTouch Heating Mat Kits*. Available at: <https://www.flooringsupplyshop.com/category/suntouch-heating-mats-kits-119> (Accessed 01 February 2024).
34. *Arnold Rak*. Available at: www.rak-waermetchnik.de (Accessed 01 February 2024).
35. *Hemstedt*. Available at: <https://www.hemstedt.de> (Accessed 01 February 2024).
36. *Handbook for Comfortable Warm Floors*. nVent Raychem. 2022. 48 p. Available at: https://www.nvent.com/sites/default/files/acquiadam_assets/2022-08/RAYCHEM-TH-EU1001-Floorheating-EN.pdf (Accessed 01 February 2024).
37. *ELEKTRA Heating Cables. Installation manual*. 72 p. Available at: https://elektra.pl/download/ru/electrical-heating-systems/floor-heating/heating-cables-VCD/vcd7_vcd10_vcd17_heating_cables_manual.pdf (Accessed 01 February 2024).
38. *Woks. PJSC «Odeskabel»*. Available at: <https://woks.ua/ua> (Accessed 01 February 2024).
39. *Indoor Cable Floor Heating Systems. Application manual*. 2016. 52 p. Available at: <https://assets.danfoss.com/documents/89845/AB213486470188en-010101.pdf> (Accessed 01 February 2024).
40. *VOLTERM Coaxial Heating system*. Available at: <https://volterm.com.ua> (Accessed 01 February 2024).
41. *3HeatTech. Radiant Floor Heating Cable*. Available at: <https://www.heattechproducts.com/electric-radiant-floor-heating-cable-kits> (Accessed 01 February 2024).
42. Ambartsumyants K. Heating cables: construction and applications. (Rus). Available at: <https://aw-therm.com.ua/nagrevatelnye-kabeli-konstrukciya-i-primenenie> (Accessed 01 June 2024).
43. Manilov A.M., Krasnozhon A.V., Tovstiyuk S.O. Assessment of the magnitude of the magnetic field of cable heating of residential and industrial premises from the point of view of its safety for people. *Promelektro*, 2022, no. 3-6, pp. 32-36. (Ukr). Available at: <https://pdf.lib.vntu.edu.ua/books/2022/EP/Promelektro-3-6-2022.pdf> (Accessed 01 February 2024).
44. Thieblemont H., Haghighat F., Moreau A. Thermal Energy Storage for Building Load Management: Application to Electrically Heated Floor. *Applied Sciences*, 2016, vol. 6, no. 7, art. no. 194. doi: <https://doi.org/10.3390/app6070194>.
45. Gołębiowski J., Forenc J. The influence of side thermal insulation on distribution of the temperature field in an electrical floor heater. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2016, no. 12, pp. 271-277. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2016.12.68>.
46. Stratton J.A. *The Theory of Electromagnetism*. Moscow, Gostehizdat Publ., 1948. 520 p. (Rus).
47. Smythe W.R. *Static and Dynamic Electricity*. McGraw-Hill, New York, 1968. 623 p.
48. Kyessayev A.G. Impact on the transmission parameters eccentricity and ellipticity RF coaxial cables. *Bulletin of the National Technical University «KhPI». Series: Energy: Reliability and Energy Efficiency*, 2013, no. 59, pp. 62-69. (Ukr).
49. Bezprozvannykh G.V., Boyko A.M., Kessaev O.G. Influence of constructive and technological defects on coaxial radio-frequency cable impedance. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2013, no. 2, pp. 57-61. (Ukr).
50. Dwight H.B. *Tables of Integrals and Other Mathematical Data*. 4th ed. The Macmillan Company, 1972. 336 p.
51. Del Pino López J.C., Cruz Romero P., Dular P. Parametric analysis of magnetic field mitigation shielding for underground power cables. *Renewable Energy and Power Quality Journal*, 2007, vol. 1, no. 5, pp. 519-526. doi: <https://doi.org/10.24084/repqj05.326>.

Надійшла (Received) 27.03.2024
 Прийнята (Accepted) 22.05.2024
 Опублікована (Published) 20.08.2024

Розов Володимир Юрійович¹, д.т.н., проф., чл.-кор. НАНУ,
 Реуцький Сергій Юрійович¹, к.т.н., с.н.с.,
 Пелевін Дмитро Євгенович¹, к.т.н., ст. досл.,
 Кундіус Катерина Дмитрівна¹, доктор філософії,
¹ Інститут проблем машинобудування ім. А.М. Підгорного
 НАН України,
 61046, Харків, вул. Пожарського, 2/10,
 e-mail: vyurozov@gmail.com (Corresponding Author);
 sergiyruetskiy@gmail.com; pelevindmitro@ukr.net;
 kundiuickateryna@ukr.net

V.Yu. Rozov¹, S.Yu. Reutskiy¹, D.Ye. Pelevin¹, K.D. Kundius¹
¹ Anatolii Pidhornyi Institute of Mechanical Engineering
 Problems of the National Academy of Sciences of Ukraine,
 2/10, Pozharskogo Str., Kharkiv, 61046, Ukraine.

Magnetic field of electrical heating cable systems of the floors for residential premises.

Problem. In order to effectively protect public health from the magnetic field of electric heating cable systems of the floors, it is necessary to reduce it to a safe level. However, this requires careful study of the magnetic field. **The purpose** of the work is to develop a mathematical model and a verified methodology for calculating the magnetic field of electric heating cable systems of the floors in residential premises, and assessment of compliance of the magnetic field with the normative level. **Method.** A methodology for calculating the magnetic field of electric heating cable systems of the floors in residential premises has been developed. **Scientific novelty.** Based on Bio-Savar's law and the principle of superposition, an analytical model of the magnetic field of electric heating cable systems of the floors and its calculation method was created. The magnetic field of the coaxial heating cable is determined, taking into account the value of its maximum eccentricity. The experimentally substantiated correctness of the obtained theoretical statements, which is confirmed by their coincidence with the results of the experiment with a spread of less than 7%. **Practical significance.** A verified methodology for calculating the magnetic field of electric heating cable systems of the floors was proposed and an assessment of compliance of their magnetic flux density with the normative level of 0.5 μT was performed. It is recommended to lay modern two-wire heating cables at a depth of at least 75–100 mm from the floor. With a smaller laying depth, it is recommended to use coaxial heating cables, which have an order of magnitude smaller magnetic field. References 51, tables 1, figures 11.

Key words: electric heating cable systems of the floors, magnetic field, modeling and measurement, assessment of compliance with the normative level.

How to cite this article:

Rozov V.Yu., Reutskiy S.Yu., Pelevin D.Ye., Kundius K.D. Magnetic field of electrical heating cable systems of the floors for residential premises. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 5, pp. 48-57. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.5.07>

M.I. Boiko, A.V. Makogon

Features of distribution of electric field strength and current density in the reactor during treatment of liquid media with high-voltage pulse discharges

Purpose. Development and use of a mathematical model of the stages of formation of high-voltage pulse discharges in gas bubbles in the discharge gap «rod-plane» to identify the features of the electric field intensity distribution in the reactor and determine the current density in the load during disinfection and purification of liquid media by high-voltage pulse discharges and find the most rational treatment. **Methodology.** To achieve this goal, we used computer modeling using the finite element method as a method of numerical analysis. An experimental reactor model was created that takes into account the dynamics of discharges in gas bubbles in water. The equations describing the system include the generalized Ampere equation, the Poisson equation and the electric displacement equation, taking into account the corresponding initial and boundary conditions, as well as the properties of materials. The dependence of the potential of a high-voltage electrode on time has the form of a damped sinusoid, and the specific electrical conductivity in a gas bubble is a function of time. Processes occurring at the front of the voltage pulse from 0 to 20 ns are considered. **Results.** It is shown that with an increase in conductivity and high-voltage potential to amplitude values in a gas bubble, the electric field strength in the water layer in the reactor reaches 70 kV/cm, and it is in the water layer that there is a strong electric field. The calculations show that already by 19th ns the density of conduction currents in water prevails over that of displacement currents. At the same time, additional inclusions in the water significantly affect the distribution of electric field strength and current density, creating a significant difference in their values at the boundaries of the interface between the bubble, conductive element and water. **Originality.** A simulation of the dynamics of transient discharge processes in a gas bubble and a layer of water with impurities was carried out, including an analysis of the distribution of the electric field strength and current density in a system with rod-plane electrodes in the phase transition section of a gas bubble-water. This approach allows us to reveal the features of processes in reactors and to investigate the influence of phase transitions on the distribution of electrophysical quantities. **Practical value.** Computer simulations confirm the prospect of using nanosecond discharges generated in gas bubbles within a volume of water for widespread industrial use and are of great interest for further experimental and theoretical research. References 25, figures 9.

Key words: reactor, electric field strength, conductivity current density, displacement current density, discharge in a gas bubble in water, inclusion in water.

Мета. Розробка та використання математичної моделі стадій формування високовольтних імпульсних розрядів у газових бульбках в розрядному проміжку «стрижень-площина» для виявлення особливостей розподілу напруженості електричного поля в реакторі і визначення густини струму в навантаженні при незаражуючій обробці і очищенні рідких середовищ високовольтними імпульсними розрядами та знаходження найбільш раціональних режимів обробки. **Методика.** Для досягнення поставленої мети ми використовували комп'ютерне моделювання за допомогою методу скінченних елементів як методу чисельного аналізу. Створено модель експериментального реактора, що враховує динаміку розрядів у газових бульбках у воді. Рівняння, що описують систему, включають узагальнене рівняння Ампера, рівняння Пуассона і рівняння електричного зміщення, з урахуванням відповідних початкових і граничних умов, а також властивостей матеріалів. Залежність потенціалу високовольтного електрода від часу має форму затухаючої синусоїди, а питома електропровідність у газовій бульбці є функція часу. Розглянуто процеси, що протікають на фронті імпульсу напруги від 0 до 20 нс. **Результати.** Показано, що зі зростанням провідності та високовольтного потенціалу до амплітудних значень у газовій бульбці, напруженість електричного поля в шарі води в реакторі досягає значень 70 кВ/см, і саме в шарі води існує сильне електричне поле. З розрахунків випливає, що біля 19-ої нс, густина струмів провідності у воді вже перевершує гуστину струмів зміщення. При цьому додаткові включення в воді істотно впливають на розподіл напруженості електричного поля та густини струму, створюючи значне збільшення в їх значеннях на границях розділу середовищ між бульбашкою, провідним елементом та водою. **Наукова новизна.** Проведено моделювання динаміки швидкоплинних процесів розряду в газовій бульбці та шарі води з домішками, включно з аналізом розподілу напруженості електричного поля і густини струму в системі з електродами «стрижень-площина» в ділянці фазового переходу газова бульба-вода. Цей підхід дозволяє розкрити особливості процесів в реакторах і дослідити вплив фазових переходів на розподіл електрофізичних величин. **Практична цінність.** Комп'ютерне моделювання підтверджує перспективу застосування наносекундних розрядів, що генеруються в газових бульбках усередині об'єму води, для широкого промислового використання і становлять великий інтерес для подальших експериментальних і теоретичних досліджень. Бібл. 25, рис. 9.

Ключові слова: реактор, напруженість електричного поля, густина струмів провідності, густина струмів зміщення, розряд у газовій бульбці у воді, включення у воді.

Introduction. Modern requirements for wastewater treatment require the development of effective means of destruction of organic substances that are resistant to the action of traditional oxidizers. Another component of the problem is the general requirements of decarbonization of the economy, and the success of their solution also applies to wastewater treatment [1-3]. It is especially important here to avoid long processes of biochemical decomposition of organic substances, accompanied by the formation of CH₄, as a gas that has a significantly higher coefficient of contribution to the greenhouse effect,

compared to CO₂. Among the technological alternatives to the traditional technologies of natural and reagent oxidation of compounds contained in wastewater, electrophysical technologies stand out, the tools of which are factors caused by the action of ionizing radiation [4], plasma flows [5], and high-voltage discharges [6]. Prospects for the successful practical implementation of each of the indicated directions, in that the resource for their optimization consists in establishing ways of more fully using the energy of the field effect on the object of

© M.I. Boiko, A.V. Makogon

destruction (bacteria, viruses, organic compounds) and establishing the role of concomitant factors generated as a result of high-voltage electric discharges in water (acoustic pulses, local temperature increases, secondary radiation). Thus, during the treatment of wastewater by methods based on high-voltage electric discharges, various physical and chemical processes occur: the formation of oxidants, including hydroxyl radicals, ozone, the occurrence of shock waves, ultraviolet radiation, strong electric fields [7-12]. The hydroxyl radical OH⁻ itself acts as a natural oxidant, exhibits high biocidal activity, is capable of effectively destroying pollutants, inactivating bacteria, viruses, yeast, and oxidizing organic and inorganic compounds [13-15].

The strong electric field in the discharge accelerates the electrons, increasing their ability to ionize atoms and molecules, which leads to an avalanche-like increase in the number of free charge carriers, increasing the current, causing more efficient gas ionization and the formation of more active particles. Under the influence of strong pulse electric fields, the breaking of chemical bonds in molecules can occur, as well as their dissociation, which leads to an increase in the number of free atoms and radicals that can participate in chemical reactions [16]. Also, electric fields, the action of which lasts from micro to nanoseconds with strength of the order of 10-100 kV/cm in the form of pulses of electric field strength of various shapes, effectively inactivate microorganisms, while the primary color, taste, and nutritional value of juices, wines, and dairy products are preserved after their processing [17-21]. In our works [21-23], it was substantiated that the effectiveness of the high-voltage discharge action significantly increases under the condition of injection into the discharge zone of a flow of air bubbles.

The complexity of rapid discharge processes makes it difficult to fully understand the dynamics of the discharge inside the bubble and the water layer, namely, how the electric field strength and current density are distributed in the reactor in the area of the phase transition between gas bubble and water using experimental studies.

The goal of the article is to develop and use a mathematical model of the stages of formation of high-voltage pulse discharges in gas bubbles in the "rod-plane" discharge gap to identify the features of the electric field strength distribution in the reactor and determine the current density in the load during disinfection and cleaning of liquid media with high-voltage pulse discharges and finding the most rational processing modes.

Description of the mathematical model of a reactor for wastewater treatment using high-voltage discharges in gas bubbles in it. Figure 1 shows a model of an experimental reactor for water treatment using discharges in gas bubbles in Cartesian coordinate systems (the dimensions along the axes are given in mm).

The boundary 7-8-9 and 5-11 is a system of copper electrodes ($\sigma = 6 \cdot 10^7$ S/m): high-voltage rod electrode with radius of curvature of 0.5 mm, low-voltage flat electrode. The gas is supplied to the area of the high-voltage electrode 1, where discharges occur directly. Electrode 1 is fixed in the dielectric housing 4 ($\varepsilon = 2.3$, $\sigma = 1 \cdot 10^{-12}$ S/m). The interelectrode space contains a gas

bubble 2 ($\varepsilon = 1$) and a model water solution 3 ($\varepsilon = 81$, $\sigma = 0.125$ S/m).

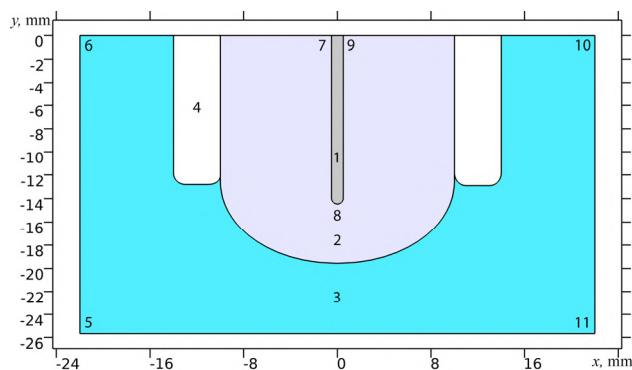


Fig. 1. Model of a reactor for wastewater treatment using high-voltage discharges in gas bubbles in water

The finite element method was used during computer modeling of the formation and development over time of a pulse electrical discharge in a gas bubble inside water.

The initial system of equations:

$$\begin{cases} \mathbf{J} = \sigma \cdot \mathbf{E} + \partial \mathbf{D} / \partial t; \\ \mathbf{E} = -\nabla V; \\ \mathbf{D} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mathbf{E}, \end{cases}, \quad (1)$$

where \mathbf{J} is the total current density, σ is the specific electrical conductivity of the material, \mathbf{E} is the electric field strength, ε_0 is the dielectric permittivity of the vacuum, ε is the relative dielectric permittivity of the material, \mathbf{D} is the electric displacement vector of the dielectric, and V is the electric scalar potential.

In the calculation domain, the condition of continuity of the current is fulfilled: $\nabla \mathbf{J} = 0$.

The superimposition of the spatial mesh in the domain of the high-voltage electrode and the gas bubble-water phase transition in the reactor is shown in Fig. 2. A triangular mesh with typical element sizes from $8.8 \cdot 10^{-4}$ mm to 0.44 mm is set in the entire domain.

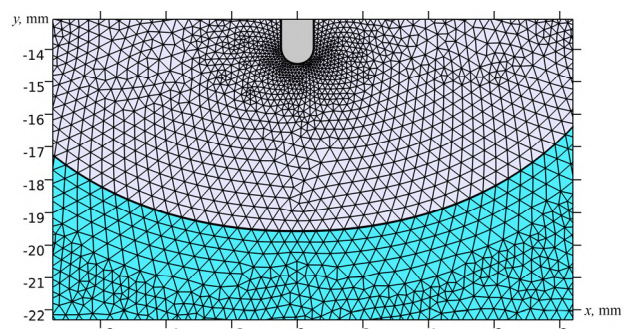


Fig. 2. Superimposition of a spatial mesh in the domain of the gas bubble-water phase transition

Dependence of the potential of the high-voltage electrode on time (boundary 7-8-9) in Fig. 3,a has the form of a decaying sinusoid, which is an approximation of the obtained experimental oscillograms of Fig. 3,b.

Figure 3,b shows experimental oscillograms of nanosecond discharges in gas bubbles in water [23]. The voltage amplitude (curve 1) reaches 30 kV, and the

current amplitude (curve 2) – 100 A, the scale along the time axis is 50 ns/div. The scale along the process axis for

current oscillograms is 32 A/div, and for voltage oscillograms – 7.9 kV/div.

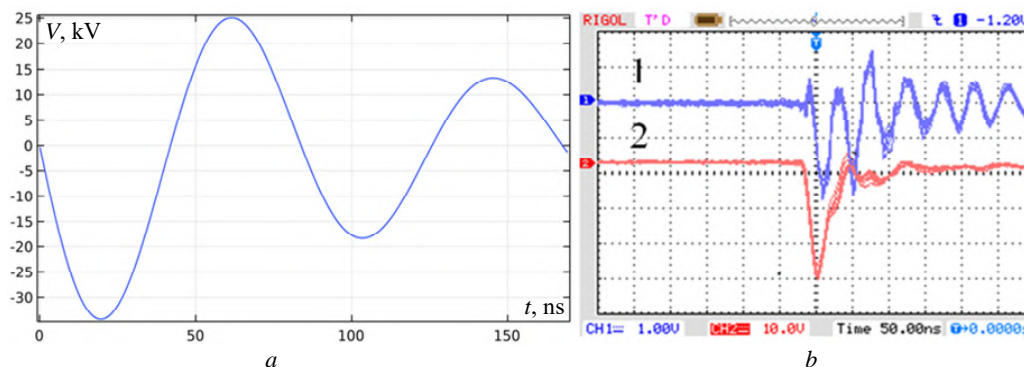


Fig. 3. Model and experimental pulses in the reactor: *a* – dependence of the potential of the high-voltage electrode on time; *b* – oscillograms of nanosecond pulses: 1 – voltage pulse, 2 – current pulse

The potential of the low-voltage electrode $V = 0$ (boundary 5-11).

The calculation was performed in the time domain from 0 to 170 ns, with a time step of 0.1 ns.

At zero time, the voltage at all points in the reactor is $V_0 = 0$.

At the boundary 5-6-7, 9-10-11 of the calculation domain, the boundary condition of electrical isolation is set:

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{J} = 0, \quad (2)$$

where \mathbf{n} is the vector normal to the surface through which the current passes, \mathbf{J} is the current density vector.

This boundary condition means that electric current does not flow across boundaries. The projection of the current density vector on the normal to the surface describes the current density flowing perpendicular to this surface. If the projection is equal to 0, then this indicates the absence of a current perpendicular to the surface. This state corresponds to the boundary conditions of isolation, where charge transfer does not occur at the interface of two media. The potential distribution must be continuous at the interface and the same on both sides of the interface.

Specific electrical conductivity was determined in the model as a function of time to illustrate the influence of ionization processes occurring in the gas bubble under the action of an electric field (Fig. 4).

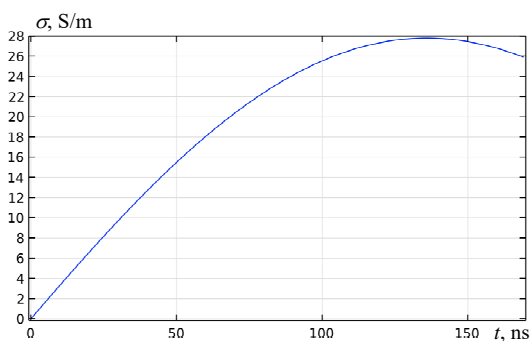


Fig. 4. Specific electrical conductivity in a gas bubble as a function of time

In Fig. 4, specific electrical conductivity changes as follows. At the zero moment of time, the specific

electrical conductivity of the gas bubble is 2 orders of magnitude lower than that of water. Gas is a dielectric and contains almost no free charges, so its conductivity is low. On the other hand, wastewater has conductivity due to various ions and minerals dissolved in it, which are carriers of electrical charge and can easily conduct current. As the potential of the high-voltage electrode increases, the electric field strength increases, which activates the movement of free electrons in the bubble. These electrons ionize neutral gas atoms, generating additional free charges. Thus, the number of free charges increases dramatically, which significantly increases gas conductivity. In the model, the conductivity of gas becomes greater than that of water by about 52 times.

Simulation results and their discussion. The processes taking place at the front of the voltage pulse from 0 to 20 ns, when the potential on the high-voltage electrode increases from 0 to the amplitude value, are considered.

In the model, the vector \mathbf{E} in two-dimensional space is represented as $\mathbf{E} = (E_x, E_y)$, where E_x is the component of the vector along the x -axis, and E_y is the component of the vector along the y -axis. Thus, to calculate the length of the vector \mathbf{E} , we take the square root of the sum of the squares of its components. After calculating the length of the vector, we get the modulus of the electric field strength.

Figure 5 shows the distribution of the y -component of the electric field strength in the reactor.

Figure 5 demonstrates that at the initial moments of time on the (front) of the pulse, the electric field strength near the rod reaches 22 kV/cm, and that with the growth of the bubble conductivity and high-voltage potential to amplitude values, the electric field strength on the water layer reaches 62 kV/cm.

In addition, impurities are introduced into the model water in the reactor, which may be present in the water being treated and contribute to the distribution of the electric field strength and current density, the intersection of which in the plane where the calculations are carried out has the shape, for example, of moist air bubbles in the form of circles with diameter of 1 mm ($\varepsilon = 1$, $\sigma = 0.01$ S/m), copper particles in the form of a square with side of 1 mm and specific electrical conductivity of $1 \cdot 10^7$ S/m.

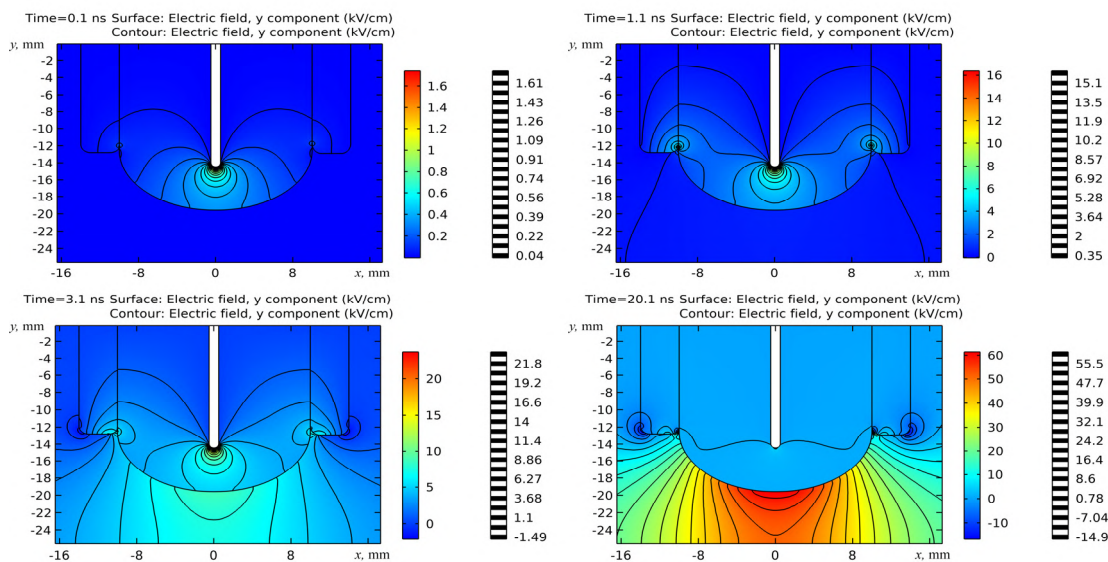


Fig. 5. Distribution of the y-component of the electric field strength in the reactor

Figure 6 shows the distribution of the electric field strength with additional impurities in water at the time of 20.1 ns.

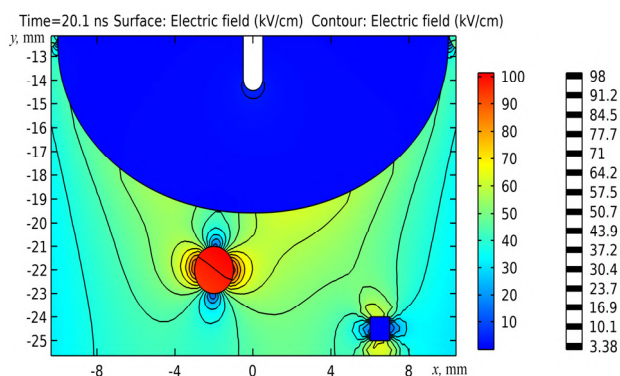


Fig. 6. Distribution of electric field strength in a reactor with impurities in water

Figure 6 demonstrates the distribution of the electric field strength in the Cartesian coordinate system. Here, at 20.1 ns, the electric field strength in the gas bubble of moist air in water reaches 102 kV/cm, in the water layer itself – up to 70 kV/cm. A gas bubble in water is a dielectric. At the interface with water, the electric field strength increases sharply, being distributed inversely proportional to the ratio of relative dielectric permittivities. At the time of 20.1 ns, it can be observed that the value of the electric field in the bubble and in the water at the interface of the media differs by a factor of 10 in some directions.

Modeling of the pre-breakdown distribution of the electric field strength at the specific conductivity of the bubble (in the domain of the high-voltage electrode) of $1 \cdot 10^{-5}$ S/m is shown in Fig. 7.

The process of forming a discharge in a gas bubble can be divided into two stages: *pre-breakdown*, when the gas bubble acts as a dielectric at the initial moments of the process, and *breakdown*, when the gas bubble goes into a conductive state. Due to the increase in the electric field strength, the ionization processes are started and the conductivity increases sharply. The breakdown moment

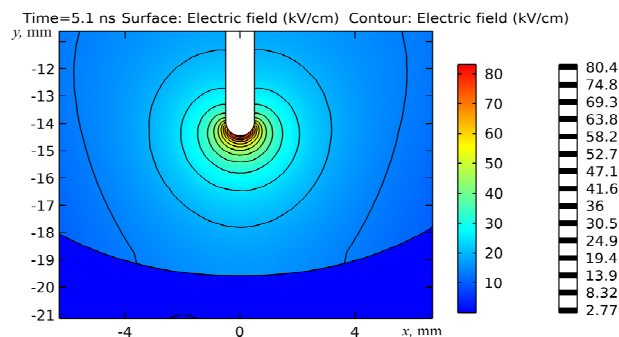


Fig. 7. Distribution of electric field strength in the domain of the high-voltage electrode according to the specific electrical conductivity of the gas bubble of $1 \cdot 10^{-5}$ S/m

strongly depends on the electric field strength amplitudes, which are affected by the radius of curvature of the rod electrode and the electrical strength of the medium in the discharge gap. During a nanosecond pulse in the gas bubble (Fig. 7), the following electric field strength values were obtained: near the rod – 82 kV/cm, in the bubble itself – up to 40 kV/cm at time of 5.1 ns. The picture of the processes during the breakthrough period itself is similar to the picture of the electric field strength distribution in Fig. 6 according to the specific electrical conductivity of the bubble of $1 \cdot 10^4$ S/m, where it is shown that a strong electric field exists precisely in the water layer. A copper particle also distorts the electric field in water (up to 60 kV/cm). Such a distortion can additionally lead to the development of high-intensity factors, microparticles in water.

When a strong electric field exists in water itself, various physicochemical phenomena occur there, such as ionization, dissociation of water molecules into hydroxyl radicals and hydrogen, as well as the formation of gas microbubbles with characteristic dimensions of $10^{-6} - 10^{-5}$ m as in water, as well as in the domain of its contact with the plasma and metal electrodes [24], where microdischarges such as partial discharges occur in gas inclusions in solid dielectrics. At the interface of two dielectrics with different dielectric permittivities, the electric field generates a mechanical force that is directed

perpendicular to the interface and directed toward the dielectric with a lower dielectric permittivity. This force acts regardless of the direction of the electric field strength [25]. We meant that viruses and the membranes of the cells of microorganisms in the treated water are also the dielectrics with a relative dielectric permittivity $\varepsilon = 2 - 4$. During contact of this membrane with water in strong electric field, its sharp increase occurs, which can reach 60 kV/mm. Such an increase in the electric field strength on inhomogeneities in the treated water triggers additional processes of impact ionization by electrons. Collectively, this ultimately leads to a higher degree of disinfection and purification of wastewater.

Figure 8 shows the distribution of conductivity current density.

Up to 20 ns, the conductivity current density near the rod reaches 320 A/cm², in the water itself 50-70 A/cm², the presence of additional inclusions leads to a 10 time increase in the current density values at the interface between the water medium and these inclusions.

Figure 9 shows the simulation of displacement currents in water.

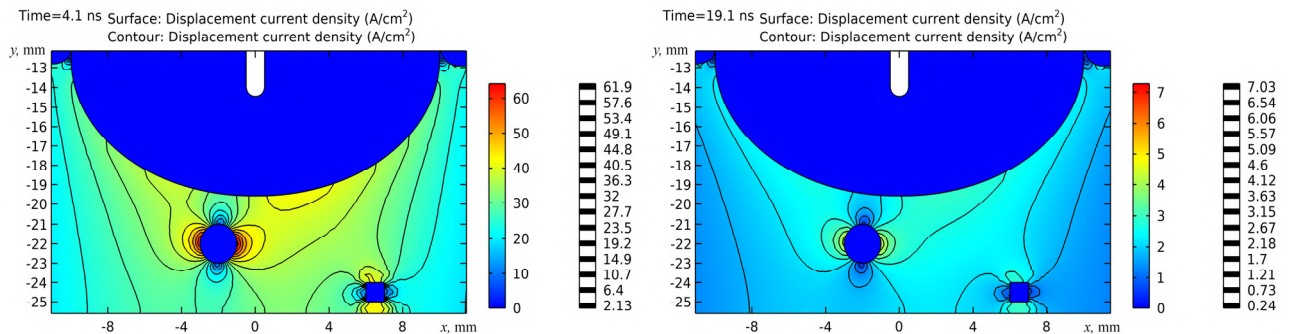


Fig. 9. Modeling of displacement currents in water in a reactor for wastewater treatment

Conclusions.

1. Calculations show that with the growth of conductivity and high potential in the gas bubble to amplitude values, a strong electric field (with strength of up to 70 kV/cm) is created in the water layer. At the same time, additional inclusions contribute to the distortion of the electric field. The values of the electric field strengths in the bubble, conductive inclusion, and water can differ by a factor of 10.

2. At the beginning of the discharge process in the reactor, when there is no gas discharge plasma in the gas bubble near the high-voltage electrode, and the bubble is a dielectric, the moment of breakdown start depends strongly on the amplitude of the electric field strength, which is affected by the radius of curvature of the rod electrode, and the electrical strength of the discharge gap. The higher the rate of voltage rise and the smaller the radius of curvature, the higher the breakdown strength in the nanosecond time range can be obtained (up to 82 kV/cm).

3. In the nanosecond time range, the conductivity current density near the rod exceeds the density in the water itself by 5 or more times, reaching values of 300 A/cm² or more. At the same time, additional inclusions also introduce a distortion of the current densities at the interface of the media with a 10-time increase. It follows from the calculations that already approximately by 19th ns

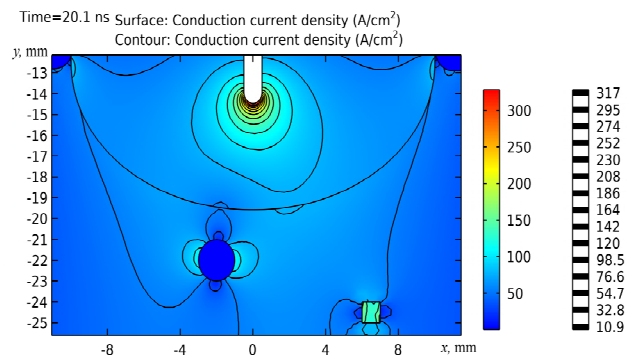


Fig. 8. Distribution of conductivity current density in a sewage treatment reactor

The displacement current density is estimated as a value directly proportional to the rate of change of electrical induction. In Fig. 9, the maximum density of displacement currents in water reaches 62 A/cm² at time of 4.1 ns. Further, it follows from the calculations that up to approximately 19 ns after the start of the discharge process, the conductivity currents in water become larger compared to the displacement currents.

after the start of the discharge process, the density of conductivity currents in water exceeds the density of displacement currents.

4. High-voltage nanosecond discharges, which are created in gas bubbles inside the volume of water or in a gas environment near the water surface, have good prospects for wide industrial use in disinfection, wastewater treatment, decarbonization of the economy and are of great interest for further experimental and theoretical research.

Conflict of interest. The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

1. Doorn M.R.J., Towprayoon S., Vieira S.M.M., Irving W., Palmer C., Pipatti R., Wang C. Wastewater treatment and discharge. *2006 IPCC Guidelines for National Greenhouse Gas Inventories*, 2006, 28 p.
2. He Y., Li Y., Li X., Liu Y., Wang Y., Guo H., Hou J., Zhu T., Liu Y. Net-zero greenhouse gas emission from wastewater treatment: Mechanisms, opportunities and perspectives. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2023, vol. 184, art. no. 113547. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2023.113547>.
3. Ranieri E., D'Onghia G., Lopopolo L., Gikas P., Ranieri F., Gika E., Spagnolo V., Ranieri A.C. Evaluation of greenhouse gas emissions from aerobic and anaerobic wastewater treatment plants in Southeast of Italy. *Journal of Environmental Management*, 2023, vol. 337, art. no. 117767. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jenvman.2023.117767>.

4. Bojanowska-Czajka A. Application of Radiation Technology in Removing Endocrine Micropollutants from Waters and Wastewaters – A Review. *Applied Sciences*, 2021, vol. 11, no. 24, art. no. 12032. doi: <https://doi.org/10.3390/app112412032>.
5. Yusuf A., Amusa H.K., Eniola J.O., Giwa A., Pikuda O., Dindi A., Bilad M.R. Hazardous and emerging contaminants removal from water by plasma-based treatment: A review of recent advances. *Chemical Engineering Journal Advances*, 2023, vol. 14, art. no. 100443. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ceja.2023.100443>.
6. Sato M. Environmental and biotechnological applications of high-voltage pulsed discharges in water. *Plasma Sources Science and Technology*, 2008, vol. 17, no. 2, art. no. 024021. doi: <https://doi.org/10.1088/0963-0252/17/2/024021>.
7. McQuaid H.N., Rutherford D., Mariotti D., Maguire P.D. Generation and delivery of free hydroxyl radicals using a remote plasma. *Plasma Sources Science and Technology*, 2023, vol. 32, no. 1, art. no. 015005. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-6595/acb07f>.
8. Gou X., Yuan D., Wang L., Xie L., Wei L., Zhang G. Enhancing ozone production in dielectric barrier discharge utilizing water as electrode. *Vacuum*, 2023, vol. 212, art. no. 112047. doi: <https://doi.org/10.1016/j.vacuum.2023.112047>.
9. Joubert V., Cheype C., Bonnet J., Packan D., Garnier J.-P., Teissié J., Blanckaert V. Inactivation of *Bacillus subtilis* var. niger of both spore and vegetative forms by means of corona discharges applied in water. *Water Research*, 2013, vol. 47, no. 3, pp. 1381-1389. doi: <https://doi.org/10.1016/j.watres.2012.12.011>.
10. Lukes P., Clupek M., Babicky V., Sunka P. Ultraviolet radiation from the pulsed corona discharge in water. *Plasma Sources Science and Technology*, 2008, vol. 17, no. 2, art. no. 024012. doi: <https://doi.org/10.1088/0963-0252/17/2/024012>.
11. Zeng M.J., Qu Z.G., Zhang J.F. Negative corona discharge and flow characteristics of a two-stage needle-to-ring configuration ionic wind pump for temperature and relative humidity. *International Journal of Heat and Mass Transfer*, 2023, vol. 201, art. no. 123561. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2022.123561>.
12. Boshko I., Kondratenko I., Zabolonov Y.L., Charnyi D.V., Onanko Y., Marynin A., Krasnoholovets V. The study of treatment of water with a high concentration of cod by pulse dielectric barrier discharge on the surface of the liquid. *Geochemistry of Technogenesis*, 2020, vol. 32, no. 4, pp. 65-70. doi: <https://doi.org/10.15407/geotech2020.32.065>.
13. Khan Z.U.H., Gul N.S., Sabahat S., Sun J., Tahir K., Shah N.S., Muhammad N., Rahim A., Imran M., Iqbal J., Khan T.M., Khasim S., Farooq U., Wu J. Removal of organic pollutants through hydroxyl radical-based advanced oxidation processes. *Ecotoxicology and Environmental Safety*, 2023, vol. 267, art. no. 115564. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ecoenv.2023.115564>.
14. Gershman S., Mozgina O., Belkind A., Becker K., Kunhardt E. Pulsed Electrical Discharge in Bubbled Water. *Contributions to Plasma Physics*, 2007, vol. 47, no. 1–2, pp. 19-25. doi: <https://doi.org/10.1002/ctpp.200710004>.
15. Yasuoka K., Sato K. Development of Repetitive Pulsed Plasmas in Gas Bubbles for Water Treatment. *International Journal of Plasma Environmental Science and Technology*, 2009, vol. 3, no. 1, pp. 22-27. doi: <https://doi.org/10.34343/ijpest.2009.03.01.022>.
16. Raizer Yu.P. *Gas Discharge Physics*. Berlin, Springer, 1991. 449 p.
17. Zare F., Ghasemi N., Bansal N., Hosano H. Advances in pulsed electric stimuli as a physical method for treating liquid foods. *Physics of Life Reviews*, 2023, vol. 44, pp. 207-266. doi: <https://doi.org/10.1016/j.plrev.2023.01.007>.
18. Mohamed M.E.A., Eissa A.H.A. Pulsed Electric Fields for Food Processing Technology. *Structure and Function of Food Engineering*, 2012, pp. 275-306. doi: <https://doi.org/10.5772/48678>.
19. Bahrami A., Moaddabdoost Baboli Z., Schimmel K., Jafari S.M., Williams L. Efficiency of novel processing technologies for the control of *Listeria monocytogenes* in food products. *Trends in Food Science & Technology*, 2020, vol. 96, pp. 61-78. doi: <https://doi.org/10.1016/j.tifs.2019.12.009>.
20. Martinez J.M., Delso C., Alvarez L., Raso J. Pulsed electric field-assisted extraction of valuable compounds from microorganisms. *Comprehensive Reviews in Food Science and Food Safety*, 2020, vol. 19, no. 2, pp. 530-552. doi: <https://doi.org/10.1111/1541-4337.12512>.
21. Boyko N.I., Makogon A.V. Generator of high-voltage nanosecond pulses with repetition rate more than 2000 pulses per second for water purification by the discharges in gas bubbles. *Technical Electrodynamics*, 2018, no. 4, pp. 37-40. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.037>.
22. Boyko N.I., Makogon A.V. High voltage plant with 3 MW pulse power for disinfection flow of water by nanosecond discharges in gas bubbles. *Technical Electrodynamics*, 2020, no. 5, pp. 80-83. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.080>.
23. Boyko N.I., Makogon A.V. The micro- and nanosecond discharges in gas bubbles for water disinfection and purification. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 3, pp. 50-54. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.3.08>.
24. Korobeinikov S.M. *Preliminary processes in rare dielectrics under the influence of pulsed voltage have been proven*. Candidate of Technical Sciences Thesis. Novosibirsk, 1983. 24 p. (Rus).
25. Poplavko Yu.M. *Physics of Dielectrics*. Kyiv, NTUU «KPI» Publ., 2015. 572 p. (Ukr).

Received 19.02.2024

Accepted 13.05.2024

Published 20.08.2024

M.I. Boiko¹, Doctor of Technical Sciences, Professor,
A.V. Makogon², PhD, Senior Researcher,

¹ National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine,
e-mail: qnaboyg@gmail.com

² Institute of Electrophysics & Radiation Technologies
National Academy of Sciences of Ukraine,
28, Chernyshevsky Str., Kharkiv, 61002, Ukraine,
e-mail: artemmak1991@gmail.com (Corresponding Author)

How to cite this article:

Boiko M.I., Makogon A.V. Features of distribution of electric field strength and current density in the reactor during treatment of liquid media with high-voltage pulse discharges. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 5, pp. 58-63. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.5.08>

J. Bendik, M. Cenky, J. Paulech, V. Goga

Analytical solution of conductor tensile force in asymmetrical spans used in overhead power lines and substations with influence of tension insulators

Introduction. Designing electrical substations involves analyzing the horizontal tensile force in flexible tension conductors under varying temperatures. These temperature changes affect the conductor's length and forces. **Problem.** Existing methods for calculating horizontal tensile force in conductors often focus on symmetric spans or require complex finite element modeling (FEM), which is impractical for routine substation design. Asymmetric spans with tension insulators present a more complex challenge that current solutions do not adequately address. **Purpose.** Universal analytical solution and algorithm for calculating the horizontal tensile forces in conductors in asymmetric spans with tension insulators used in power substations or short overhead power line spans. The solution is designed to be easily implementable in software without requiring complex tools or extensive FEM. **Methodology.** The methodology involves deriving an analytical solution based on the catenary curve formed by the conductor between attachment points at different heights. The analysis includes calculating the conductor's length for a given tensile force and using a state change equation to determine forces under new temperature conditions. Validation is performed using FEM calculations. **Results.** The proposed solution was validated against FEM models with varying height differences (5 m and 15 m) and conductor temperatures ($-30\text{ }^{\circ}\text{C}$, $-5\text{ }^{\circ}\text{C}$, $+80\text{ }^{\circ}\text{C}$). The results showed a minimal error (less than 0.15 %) between the analytical solution and FEM results, demonstrating high accuracy. **Originality.** This paper presents a novel analytical solution to the problem of calculating tensile forces in asymmetric spans with tension insulators. Unlike existing methods, our solution is straightforward and easily implementable in any programming language. **Practical value.** The solution is practical for routine design tasks in electrical substations or short overhead power lines. Especially in power substations, accurate tensile forces are needed not only for mechanical design and sag calculations but also for calculating the dynamic effects of short-circuit currents. References 23, tables 4, figures 3.

Key words: substation, asymmetrical span, tension section, state change.

Вступ. Проектування електричних підстанцій включає аналіз горизонтальної сили, що розтягує, в гнучких натяжних провідниках при різних температурах. Ці зміни температури впливають на довжину провідника та сили. **Проблема.** Існуючі методи розрахунку горизонтальної сили, що розтягує, у провідниках часто орієнтовані на симетричні прольоти або вимагають складного моделювання методом скінченних елементів (FEM), що непрактично для звичайного проектування підстанцій. Асиметричні прольоти з натяжними ізоляторами є складнішим завданням, яке існуючі рішення не вирішують належним чином. **Мета.** Універсальне аналітичне рішення та алгоритм розрахунку горизонтальних сил, що розтягують, у провадах несиметричних прольотів з натяжними ізоляторами, що застосовуються на силових підстанціях або коротких прольотах повітряних ліній електропередачі. Рішення розроблено таким чином, щоб його можна було легко реалізувати в програмному забезпеченні, не вимагаючи складних інструментів або моделювання методом FEM. **Методика** передбачає отримання аналітичного рішення на основі контактної кривої, утвореної провідником між точками кріплення на різних висотах. Аналіз включає розрахунок довжини провідника для заданої розтягуючої сили і використання рівняння зміни стану для визначення сил в нових температурних умовах. Перевірка здійснюється з використанням розрахунків методом FEM. **Результати.** Запропоноване рішення було перевірено на моделях FEM з різною різницею висот (5 м та 15 м) та температурою провідника ($-30\text{ }^{\circ}\text{C}$, $-5\text{ }^{\circ}\text{C}$, $+80\text{ }^{\circ}\text{C}$). Результати показали мінімальну помилку (менше 0,15 %) між аналітичним рішенням та результатами FEM, демонструючи високу точність. **Оригінальність.** У цій статті представлено нове аналітичне рішення задачі розрахунку зусиль, що розтягують, у несиметричних прольотах з натяжними ізоляторами. На відміну від існуючих методів, наше рішення є простим та легко реалізованим будь-якою мовою програмування. **Практична цінність.** Вирішення практично для рутинних завдань проектування електричних підстанцій або коротких повітряних ліній електропередачі. Точні сили, що розтягують, необхідні, особливо на силових підстанціях, не тільки для механічного проектування та розрахунку провисання, але і для розрахунку динамічних ефектів струмів короткого замикання. Бібл. 23, табл. 4, рис. 3.

Ключові слова: підстанція, несиметричний проліт, натяжна ділянка, зміна стану.

Introduction. One of the basic calculations in the design of overhead power lines (OPL) and electrical substations is the analysis of the horizontal tensile force acting on the tensioned current-carrying conductor in various temperature states [1, 2]. These temperature states result from the natural cooling and heating of the conductor due to ambient temperature, induced wind, irradiation, currents in the conductors, etc. [3]. As a result of a change in conductor temperature, the length of the conductor and the forces acting on the conductor also change. These forces need to be analyzed in the design phase to ensure long-term safe operation and prevent unwanted damage or breakage of the conductors [4]. For this purpose, a tensioned conductor's state change equation is used. The state change equation makes it possible to determine the forces acting in the conductor in any second state given the known value of force and temperature in the defined first state [5].

This article deals with a general problem of horizontal tensile force calculation in a stranded conductor connected at two points with rigid insulators at

both span ends, typically used for busbars in power substations. For spans where the weight of the conductor is much higher than the insulators' weight, the tension insulator's influence and the number of conductors in the bundle can be neglected for calculating the horizontal tensile force F_h acting on the conductor. These are typical tension sections of OPL and long spans [6, 7].

Long spans are typically characterized by the condition where the mass of the insulators is considerably less than that of the conductor, resulting in the formation of an almost ideal catenary shape when the span is observed. Solution for long span mechanics is well described in [8] or in [5] by state change equation for long spans and is widely used in power line design practice today [8]. Conversely, assessing the catenary curve for short spans is a more intricate task due to the substantial influence of insulator weights at the span ends [9]. Short spans are typical, for example:

- short tension sections of OPL (approx. less than 150 m);
- dead end of OPL and their connection to an electrical substation;
- tensioned sections in electrical substations, busbars, spans with termination on transformers (Fig. 1).

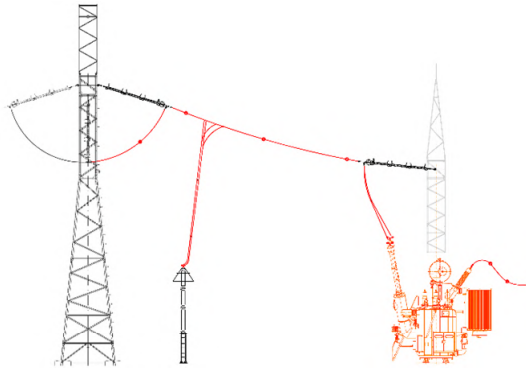


Fig. 1. Example of a short asymmetric span in an electric substation

The mentioned examples of short spans are, in most cases, asymmetrical, which mean that the heights of the suspension points of the insulators are different. Results of mechanical calculations of asymmetrical short spans are practically necessary for the following:

- design of tensioned spans [10, 11];
- control of deflections and permitted distances between conductive parts in electrical substation [12];
- calculation of dynamic effects of short-circuit currents in electrical substations [13–15];
- dynamic line rating implementation of OPL or electrical substations [16, 17];
- determination of the intensity of electric field [18];
- determination of magnetic flux density [19, 20].

A symmetric solution to the problem without considering bundle conductors was processed in [8]. An extended solution of the symmetrical span under the influence of bundle conductors is presented in [9].

Solution for asymmetric span with tension insulators using the Finite Element Method (FEM) is presented in [21]. The authors proposed an iterative process based on

the mutual calling of MATLAB and ANSYS software. Although it is a valid solution to the problem, it can only be rarely applied in substation design practice due to the need for complicated FEM modelling and complex software.

In another paper by the same group of authors from 2022, they presented a more general solution of the state change equation with the influence on non-uniform load. Authors presented the application of their solution on ultra-high voltage OPL sag calculations [22].

In [23] was presented software for sag-tension substation calculation. Their solution was again purely symmetric. These few studies represent the only relevant sources of information on the topic. We therefore consider it necessary to provide a straightforward solution to the mentioned problem.

The goal of the paper is to present a clear, comprehensible and universal analytical solution to the mechanics of unsymmetrical spans with consideration of tension insulators. The presented solution is easy software implementable in any programming language and does not require complex tools and programs. The solution was validated using FEM, and the results show a high agreement of the analytical results with the numerical model.

Methodology. Consider a stranded aluminum conductor steel reinforced (ACSR) conductor connected between attachment points (AP I and AP II) and sagged with a horizontal tensile force F_h , and ignoring the insulators. The conductor shapes itself in a catenary curve. If points AP I and AP II are at the same heights, the span is considered a symmetric span. Most spans are asymmetrical and have insulators on both ends, which cannot be omitted in the calculation in case of short spans, approximately under 150 m. Figure 2 shows a general short asymmetrical span with tension insulators. The investigated system consists of two attachment points for insulators (API I and API II) and two attachment points of conductors (APC I and APC II, Fig. 2), on the opposite sides of the span. We assume identical rigid insulators on both ends.

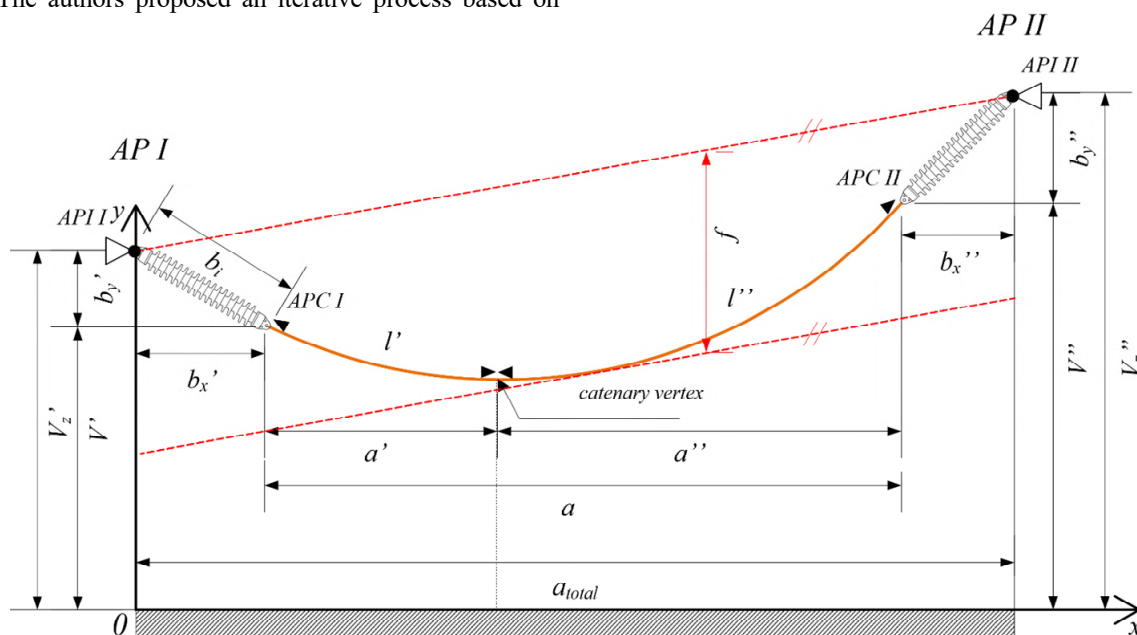


Fig. 2. General short asymmetrical span with tensile insulators

Typical conductor used for tensioned busbar in substations is ACSR conductor. The conductor is freely attached to the insulator on both sides, forming a natural cattery curve with a defined parameter c . Distance from the APC I to the vertex of the catenary is a' . Similarly, a'' equals the distance from the vertex to the APC II.

Total span length a_{total} is a known parameter and equals length from the API I to the API II. Table 1 shows the list of known parameters.

Table 1

Known parameters of the span	
Symbol	Description
V_z'	Height of insulator placement at APC I
V_z''	Height of insulator placement at APC II
b_i	Insulator length
W_i	Insulator weight
n_b	Number of conductors in a bundle
a_{total}	Span length with insulators
α	Thermal coefficient of conductor expansion
E	Young modulus of elasticity of the conductor
S	Cross-section of the conductor
w_c	Conductor unit weight
F_h	Horizontal tensile force in a single conductor

We assume that horizontal tensile force F_h acting in a conductor is a known defined parameter. From this, a catenary parameter c is given as:

$$c = \frac{F_h}{w_c n_b g}, \quad (1)$$

where g is the gravitational acceleration.

The analytical solution, state equations calculation, of the presented system, consists of two steps:

- calculation of the length of the conductor for a given F_h ;
- calculation of state change equation for a set of state quantities.

Length of the conductor. In general, without considering a specific attachment point, it applies that in a steady state, the sum of the torques of the given system, the insulator and the conductor equals zero (Fig. 3).

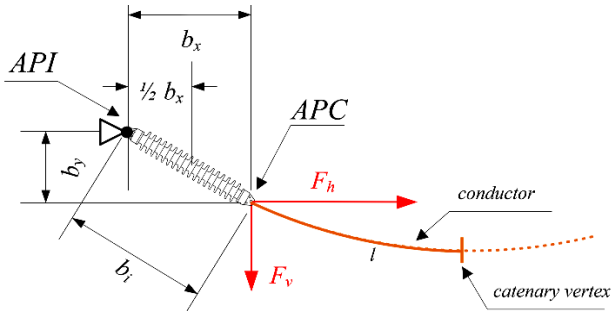


Fig. 3. Forces acting on the conductor on a one side of the span

In such a case, the insulator of length b_i and weight W_i settles in a position with horizontal deflection b_x and vertical deflection b_y . We can write the torque condition as follows:

$$F_v b_x - F_h n_b b_y = 0, \quad (2)$$

where F_v is the vertical force and F_h is the horizontal force acting on the conductor; n_b is the number of conductors in the bundle; F_v is the function of the length of the conductor l and insulator properties.

F_v equals the sum of the weight of the conductor acting on the length from the APC to the vertex of the catenary and the weight of the insulator acting on half the

length of the insulator projection b_x . The weight of the conductor is considered as the weight of the conductor per unit of length F_v , as a function of l equals:

$$F_v(l) = \frac{1}{2} W_i g + w_c n_b l g. \quad (3)$$

Torque condition now equals:

$$\left(\frac{1}{2} W_i + w_c l n_b \right) b_x g - F_h b_y = 0. \quad (4)$$

The length of the insulator b_i equals by Pythagorean theorem:

$$b_i^2 = b_x^2 + b_y^2. \quad (5)$$

The equations (4), (5) represent two equations with two unknown parameters. Their positive solutions for insulator deflections, b_x , b_y , as a function of F_v are given following equations:

$$b_x(F_v) = \frac{b_i F_h n_b}{\sqrt{(F_h n_b)^2 + F_v^2}}; \quad (6)$$

$$b_y(F_v) = \frac{b_i F_v}{\sqrt{(F_h n_b)^2 + F_v^2}}; \quad (7)$$

For clarification, all quantities related to AP I have a superscript «'» and all quantities related to AP II have a superscript «''». For the sake of simplicity, the relations for AP I will be presented in the following section. The vertical component of the conductor force F_v' at APC I is a sum weight force of the insulator and conductor at length l' (Fig. 2):

$$F_v'(l') = g \left(\frac{1}{2} W_i + w_c n_b l' \right). \quad (8)$$

Similarly, F_v'' at APC II. Solving the length of the conductor is an iterative calculation when in the first step, a random estimate is made for the deflection of the insulators b_x' , b_x'' and b_y' and b_y'' (e.g. $b_x' = b_x'' = b_i$ and $b_y' = b_y'' = 0$). The length of the conductor span is given as:

$$a(b_x', b_x'') = a_{total} - (b_x' + b_x''). \quad (9)$$

The heights of the suspension points of conductors V' in APC I and V'' in APC II are equal to the difference in the height of the AP I insulator and the vertical deflection of the insulator:

$$V'(b_y') = V_z' - b_y'. \quad (10)$$

Similarly, V'' at APC II. The horizontal distance from the APC I to the vertex of the catenary a' equals:

$$a'(V', V'', a) = a - c \cdot \left[\operatorname{arcsinh} \left(\frac{V'' - V'}{2c \cdot \sinh \left(\frac{a}{2c} \right)} \right) + \frac{a}{2c} \right]. \quad (11)$$

Horizontal distance from the APC II to the vertex of the catenary a'' equals:

$$a''(a') = a - a'. \quad (12)$$

Length of the catenary l_i' from the APC I to the vertex of the catenary equals:

$$l_i'(a') = c \sqrt{\sinh^2 \left(\frac{-a'}{c} \right) + 1} \cdot \operatorname{tgh} \left(\frac{a'}{c} \right). \quad (13)$$

Similarly, l_i'' at APC II. As a result of the force F_h , the length of the conductor will contract. The total

conductor lengths l' will be equal after this shortening:

$$l'(l'_t) = l'_t - \frac{F_{h1} l'_t}{E \cdot S}, \quad (14)$$

where E is the Young modulus of elasticity; S is the cross-section of the conductor.

Similarly, l'' at APC II. Now, it is possible to determine the vertical force acting in both attachment points $F'_{v1}(l')$ $F''_{v1}(l'')$ from (8). From the vertical forces, the new insulator deflections, b'_x b'_y equation (6) and b''_x and b''_y , equation (7) are determined.

The calculation is repeated until the difference between newly calculated deflection equals or exceeds user-defined precision ε . The length of the conductor is then calculated as follows:

$$l(a', a) = -c \sqrt{\sinh^2\left(\frac{a-a'}{c}\right) + 1} \cdot \operatorname{tgh}\left(\frac{a'-a}{c}\right) + c \sqrt{\sinh^2\left(\frac{a'}{c}\right) + 1} \cdot \operatorname{tgh}\left(\frac{a'}{c}\right). \quad (15)$$

General form of state-change equation. Subscript 0 defines the primary state, and subscript 1 defines a new state of the conductor. The calculation assumes that the span parameters are known (Table 1) together with the force F_{h0} at the conductor temperature ϑ_0 . The calculation aims to determine the horizontal tensile force in the new state of the conductor, which is characterized by a change in state variable ϑ_1 .

Change in conductor temperature from ϑ_0 to ϑ_1 causes change in the length of the conductor Δl_g :

$$\Delta l_g = l_0 \alpha (\vartheta_1 - \vartheta_0), \quad (16)$$

where l_0 is the length of the conductor at state 0 and α is thermal coefficient of expansion. Change of conductor length due to temperature, Δl_g , results in a change in conductor sag and, therefore, a change in horizontal tensile force in the conductor. This change of force causes the opposite change in the conductor length Δl_F :

$$\Delta l_F = \frac{l_0}{E \cdot S} (F_{h0} - F_{h1}). \quad (17)$$

The total change in conductor length is equal to:

$$\Delta l = l_1 - l_0; \quad (18)$$

$$\Delta l = \Delta l_g - \Delta l_F. \quad (19)$$

By combining (18), (19) with (16), (17) we get general state change equation of the conductor:

$$l_0 \left(\alpha (\vartheta_1 - \vartheta_0) + \frac{1}{E \cdot S} (F_{h1} - F_{h0}) \right) + l_0 - l_1 = 0. \quad (20)$$

Calculation. The following iterative algorithm is used to calculate the conductor length. Known parameters are listed in Table 1 together with the force F_{h0} at conductor temperature ϑ_0 . The iterative algorithm consists of the following steps:

- 1) calculate the length of the conductor l_0 in state 0;
- 2) make the initial guess of $F_{h1}^{(k)} = F_{h0}$, where k iteration step equals $k = 0$;
- 3) calculate the length of the conductor $l_1^{(k)}$ in state 1;
- 4) calculate the steady state equation error $U_\varepsilon^{(k)}$:

$$U_\varepsilon^{(k)} = l_0 \left(\alpha (\vartheta_1 - \vartheta_0) + \frac{1}{E \cdot S} (F_{h1}^{(k)} - F_{h0}) \right) + l_0 - l_1^{(k)}; \quad (21)$$

- 5) compare error results:

$$\left| U_\varepsilon^{(k)} \right| \leq \varepsilon. \quad (22)$$

• If (22) is True then $F_{h1}^{(k)}$ is the resulting force in state 1 and calculation is over.

• If (22) is False then continue to 6).

6) define new $F_{h1}^{(k+1)}$ according following rules:

• If $k = 0$ then $\Delta F_{h1} = 0.9 \cdot F_{h1}^{(0)}$;

• If $k \neq 1$ then $\Delta F_{h1} = 0.5 \cdot F_{h1}^{(k)}$;

• If $U_\varepsilon^{(k)} > 0$ then $F_{h1}^{(k+1)} = F_{h1}^{(k)} - \Delta F_{h1}$;

• If $U_\varepsilon^{(k)} < 0$ then $F_{h1}^{(k+1)} = F_{h1}^{(k)} + \Delta F_{h1}$.

7) increment k and repeat from step 3).

Validation and results. Presented analytical solution for the general state change equation of conductor with tensile insulators on both ends was validated by calculating identical problem using FEM. FEM model was prepared as a transient structural analysis representing the process of assembling and tensioning the conductors (or bundled conductors) for a defined span in the gravitational field, respecting all given material properties and boundary conditions of the model. The model consists of a fine mesh of link elements that can form ideal sag from the mathematical and physical point of view. In addition, the model involves the link elements for insulators and auxiliary damping elements that ensure a converged model state in time. Result comparison was made for the following models:

- two height differences, ΔV : 5 m and 15 m;
- three temperatures in state 1: -30 °C; -5 °C; $+80$ °C;
- single conductor and three conductor bundle arrangement.

ACSR conductor 758-AL1/43-ST1A was considered in the calculation. This is a typical, most common ACSR conductor used in a substation in Slovak and Czech Republic region. In all models and calculations, the span length a_{total} was 30 m and force in primary state F_{h0} was 4500 N. Temperature at state 0 was -5 °C. A summary of the model and conductor parameters are in Table 2.

Table 2

Conductor and span specification		
Quantity	Value	Unit
b_i	6.64	m
w_c	2.432	kg/m
W_i	425	kg
F_{h0}	4.5	kN
S	801.2	mm ²
a_{total}	30	m
ΔV	5; 15	m
n_b	1; 3	–
α	$2.11 \cdot 10^{-5}$	1/°C
E	62300	MPa
ϑ_0	-5	°C
ϑ_1	$-30; -5; +80$	°C

Tables 3, 4 show the results of calculated horizontal tensile force in state 1 for different ΔV , temperatures and number of conductors in the bundle. For all calculations, the error of the analytical solution to the FEM was determined as:

$$error = \left| \frac{F_{h1_{FEM}} - F_{h1_{an.}}}{F_{h1_{FEM}}} \cdot 100 \right|. \quad (23)$$

Table 3
Comparison of horizontal tensile forces in the conductor, $\Delta V = 15$ m, determined using FEM and analytical solution of the state equation

n_b	$\vartheta_1, ^\circ\text{C}$	F_{h1FEM}, N	F_{h1am}, N	error, %
1	-30	4524.89	4525.31	0.009
	-5	4499.23	4500.00	0.017
	80	4414.87	4416.79	0.043
3	-30	4632.08	4638.67	0.142
	-5	4497.11	4500.00	0.064
	80	4111.94	4106.47	0.133

Table 4
Comparison of horizontal tensile forces in the conductor, $\Delta V = 5$ m, determined using FEM and analytical solution of the state equation

n_b	$\vartheta_1, ^\circ\text{C}$	F_{h1FEM}, N	F_{h1am}, N	error, %
1	-30	4518.26	4518.13	0.003
	-5	4499.92	4500.00	0.002
	80	4438.90	4439.67	0.017
3	-30	4585.83	4586.12	0.006
	-5	4499.71	4500.00	0.006
	80	4238.50	4239.01	0.012

Discussion. FEM itself also contains a certain amount of error, because the conductor or bundle of conductors is not considered a continuous continuum, but a finite link of elements representing the conductor. This error can be seen in F_{h1FEM} for temperature in state 1–5 °C. The expected value is 4500 N because no actual change of conductor state happened. However, the resulting values of F_h in state 1 are approximately 0.002–0.06 %. We consider this error to be insignificant, but it is necessary to keep it in mind when comparing it with the analytical solution.

As can be seen from the results, the analytical solution achieves a minimal insignificant error compared to the solution of the problem using FEM. The error of the analytical solution is at the level of the internal error of the FEM calculation itself. Results also show that error rises with a higher difference of attachment points. Again, the value of this error is in the order of 0.1 %, which is considered highly tolerable.

The primary benefit of the analytical solution in practical applications is its speed. This solution can be readily integrated into the software tools that designers currently use. Conversely, addressing the issue of asymmetrical spans with tension insulators through the FEM method is time-consuming and inefficient for project planning in real-world scenarios.

Conclusions.

1. We have presented a comprehensive analytical solution to the mechanics of asymmetrical spans with the influence of rigid tension insulators on both ends which are typically. These are the typical tensioned spans used in electrical substations, short overhead power line sections or dead end of overhead power line and its connection to an electrical substation. Our analytical approach is valuable for a range of applications, including the project phase of tensioned spans, the control of deflections and permitted distances between conductive parts in electrical stations, the calculation of dynamic effects of short-circuit currents in electrical substations, and the implementation of dynamic line ratings in electrical substations.

2. The presented solution is easily implementable in any programming language and does not require complex tools or software.

3. We validated this solution by comparing it with finite element method calculations, and the results showed a high agreement between the analytical results and the numerical model.

4. Overall, this work contributes to a better understanding of the mechanics of overhead power lines and tensioned busbars in electrical substations, especially in cases involving non-uniform load distribution and the influence of tension insulators.

5. It offers a valuable tool for engineers and designers in power transmission and distribution, facilitating more accurate and reliable designs for these critical infrastructure components.

6. The motivation for publishing our solution is the lack of a solution to the problem that is understandable and easily implementable in software.

7. The presented work and issues can be expanded in the future by implementing insulator chains connected in series instead of single rigid ones.

In summary, this analytical solution provides engineers and designers with a practical and efficient method for calculating the horizontal tensile force in conductors equipped with tension insulators in overhead power lines and electrical substations.

Conflict of interest. The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

- Al-Qarni A.S., Ramdas S.K. Voltage Sag Assessment and Mitigation Techniques of a Solar PV Integrated 110 kV/13.8 kV Saudi Substation. *European Journal of Engineering and Technology Research*, 2022, vol. 7, no. 6, pp. 56-63. doi: <https://doi.org/10.24018/ejeng.2022.7.6.2902>.
- Santos G.R., Zancul E. A framework to assess the impacts of digital electrical substations. *Smart Energy*, 2023, vol. 12, art. no. 100125. doi: <https://doi.org/10.1016/j.segy.2023.100125>.
- Rác L., Németh B., Göcsei G., Zarchev D., Mladenov V. Performance Analysis of a Dynamic Line Rating System Based on Project Experiences. *Energies*, 2022, vol. 15, no. 3, art. no. 1003. doi: <https://doi.org/10.3390/en15031003>.
- Gaspar J., Cruz T., Lam C.-T., Simões P. Smart Substation Communications and Cybersecurity: A Comprehensive Survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2023, vol. 25, no. 4, pp. 2456-2493. doi: <https://doi.org/10.1109/COMST.2023.3305468>.
- CIGRE-B2.12.3. 324-Sag-Tension Calculation Methods for Overhead Lines. 2016. 91 p.
- Pavon W., Inga E., Simani S., Nonato M. A Review on Optimal Control for the Smart Grid Electrical Substation Enhancing Transition Stability. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 24, art. no. 8451. doi: <https://doi.org/10.3390/en14248451>.
- Krasnozhon A.V., Kvytsynskyi A.O., Buinyi R.O., Dihtyaruk I.V., Krasnozhon O.V. Study of the influence of the parameters of modern grounding wires on the value of power losses in them for overhead power lines of 330-750 kV. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 77-83. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.14>.
- Kiessling F., Nefzger P., Nolasco J.F., Kaintzyk U. *Overhead Power Lines: Planning, Design, Construction*. Springer Science & Business Media, 2003. 759 p.
- Bendik J., Cenky M., Eleschova Z., Belan A., Cintula B., Janiga P. Influence of Tension Insulators and Bundle Conductors on Sag of Conductors in Substations. 2022 22nd International Scientific Conference on Electric Power

Engineering (EPE), 2022, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/EPE54603.2022.9814112>.

10. Wang X., Hong Z., Min Q., Zou D., Zhao X., Xie Q. Seismic performance analysis of double electrical equipment system connected by flexible conductors. *E3S Web of Conferences*, 2024, vol. 522, art. no. 01024. doi: <https://doi.org/10.1051/e3sconf/202452201024>.

11. Redmond J. Revit 3D Modeling Optimizes Substation Design. *2022 IEEE Rural Electric Power Conference (REPC)*, 2022, pp. 84-87. doi: <https://doi.org/10.1109/REPEC55671.2022.00023>.

12. Musgrave D., Bellaschi P., Berry L., Brader D., Byron R., Crouch G., Dolan P., Fiero D., Finley G., Hertig G., Maneatis J., Shoun P., Supplee G., Taylor E., Zanzie C. Minimum Line-To-Ground Electrical Clearances for EHV Substations Based on Switching Surge Requirements. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1972, vol. PAS-91, no. 5, pp. 1924-1930. doi: <https://doi.org/10.1109/TPAS.1972.293520>.

13. *International Standard IEC 60865-1:2011 - Short-circuit currents - Calculation of effects - Part 1: Definitions and calculation methods*. Oct. 24, 2011. 102 p.

14. Stenzel D., Librandi M.D., Witzmann R., Schmidt J.M., Milic V. Substation Topology Planning: Impact on Voltage Stability and Short-circuit Current. *2023 IEEE Belgrade PowerTech*, 2023, pp. 01-06. doi: <https://doi.org/10.1109/PowerTech55446.2023.10202737>.

15. Piechocki P., Frackowiak R., Dombek G., Chmielewska I. Estimation of Short Circuit Duration for the Assessment of Dynamic Effects in Distribution Substations with Flexible Conductors. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 4, art. no. 970. doi: <https://doi.org/10.3390/en13040970>.

16. Verma A., Swarup K.S. Dynamic line rating considering short term reliability and convergence time. *Energy Systems*, 2023. Article in Press. doi: <https://doi.org/10.1007/s12667-023-00592-1>.

17. Reich K., Weissnar R., Puffer R. Investigation of the dynamic rating of tubular busbars in substations. *Elektrotechnik Und Informationstechnik*, 2020, vol. 137, no. 8, pp. 455-459. doi: <https://doi.org/10.1007/s00502-020-00847-0>.

18. Koliushko D.G., Rudenko S.S., Tyutyuma S.O., Vorobiov B.V. Determination of the electric field strength of high-voltage substations. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 63-68. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.09>.

19. Boumous S., Boumous Z., Anane Z., Nouri H. Comparative study of 220 kV overhead transmission lines models subjected

to lightning strike simulation by using electromagnetic and alternative transients program. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 4, pp. 68-74. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.10>.

20. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdii I.V., Voloshko O.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. The method of multi-objective parametric design of magnetic field active canceling robust system for residential multi-story buildings closed to double-circuit overhead power lines. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 2, pp. 27-36. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.2.05>.

21. Zhang R., Zhao X., Shen G., Yao J. Finite element simulation of wire's sag considering tension insulator string. *Energy Reports*, 2022, vol. 8, pp. 101-108. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2021.11.018>.

22. Zhang R., Li J., Zhao X., Yao C. Study on the sag of ultra high voltage conductor with large-tonnage tension insulator string. *Energy Reports*, 2022, vol. 8, pp. 394-404. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2022.05.091>.

23. Quintana J., Garza V., Zamudio C. Sag-tension calculation program for power substations. *2016 IEEE PES Transmission & Distribution Conference and Exposition-Latin America (PES T&D-LA)*, 2016, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/TDC-LA.2016.7805629>.

Received 25.02.2024

Accepted 19.04.2024

Published 20.08.2024

J. Bendik¹, PhD, Associate Professor,

M. Cenky¹, PhD,

J. Paulech², PhD,

V. Goga², PhD, Associate Professor,

¹ Slovak University of Technology in Bratislava,

Faculty of Electrical Engineering,

Institute of Power and Applied Electrical Engineering,

Ilkovicova 3, Bratislava, 84105, Slovakia,

e-mail: jozef.bendik@stuba.sk (Corresponding Author);

matej.cenky@stuba.sk

² Slovak University of Technology in Bratislava,

Faculty of Electrical Engineering,

Institute of Automotive Mechatronics,

Ilkovicova 3, Bratislava, 84105, Slovakia,

e-mail: juraj.paulech@stuba.sk; vladimir.goga@stuba.sk

How to cite this article:

Bendik J., Cenky M., Paulech J., Goga V. Analytical solution of conductor tensile force in asymmetrical spans used in overhead power lines and substations with influence of tension insulators. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 5, pp. 64-69. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.5.09>

Power fluctuation suppression for grid connected permanent magnet synchronous generator type wind power generation system

Introduction. Weather changes lead to create oscillations in values of power extracted from renewable energy resources (RERs). These power oscillations pose significant challenges in RERs integration process with the power grid systems, through its effects on power system stability. Many studies have been performed in various methods to mitigate the output power fluctuation of wind power generation system (WPGS). **Purpose.** This study focuses on increasing the mitigation rate of the output power fluctuation of WPGS caused by the rapid wind speed changes during wind gusts. Superconducting magnetic energy storage (SMES) system through its properties represents an effective solution for the WPGS power fluctuation issue. WPGS and SMES systems are linked to power grid system through the point of common coupling (PCC). **Methods.** This paper proposes two robust controllers for controlling the SMES system. The first controller is a Fuzzy Logic Controller (FLC), which has been utilized for controlling the power exchange between the SMES coil and the PCC of the utility grid. While the second controller is a PI controller, which have been utilized to regulate the voltages between the two sides of the PCC and the DC link capacitor in the SMES system. The proposed controllers have been constructed so that can make the SMES system absorb/deliver the real power instantaneously from/toward PCC according the wind speed changes. MATLAB/Simulink has been utilized to simulate the system under study and test the performance of proposed controllers. In addition, two different wind speed scenarios have been used in the simulation. **Practical value.** Results of simulation have proven the effectiveness of proposed controllers so that the active power fluctuation delivered to utility grid can be reduced by up to 89 %. References 31, tables 4, figures 9.

Key words: wind power generation system, power grid system, superconducting magnetic energy storage, fuzzy logic control.

Вступ. Зміни погоди призводять до коливань значень потужності, що надходять з відновлюваних джерел енергії (RERs). Ці коливання потужності створюють серйозні проблеми у процесі інтеграції RERs з енергосистемами через їх вплив на стабільність енергосистеми. Було проведено велику кількість досліджень різних методів пом'якшення коливань вихідної потужності системи вітрогенерації (WPGS). **Мета.** Це дослідження спрямоване на підвищення ступеня пом'якшення коливань вихідної потужності WPGS, викликаних швидкими змінами швидкості вітру під час поривів вітру. Система надпровідного накопичення магнітної енергії (SMES) завдяки своїм властивостям є ефективним вирішенням проблеми коливань потужності WPGS. Системи WPGS та SMES пов'язані з енергосистемою через точку загального підключення (PCC). **Методи.** У цій статті пропонуються два робастні контролери для управління системою SMES. Перший контролер є контролером нечіткої логіки (FLC), який використовувався для управління обміном енергії між котушкою SMES і PCC енергосистеми. У той час як другий контролер є ПІ-регулятором, який використовувався для регулювання напруг між двома сторонами PCC і конденсатором кола постійного струму в системі SMES. Пропоновані контролери були сконструйовані таким чином, щоб система SMES могла миттєво поглинати/передавати реальну потужність від/до PCC відповідно до змін швидкості вітру. MATLAB/Simulink використовувався для моделювання досліджуваної системи та перевірки продуктивності пропонованих контролерів. Крім того, при моделюванні використовувалися два різні сценарії швидкості вітру. **Практична цінність.** Результати моделювання довели ефективність пропонованих контролерів, що дозволяють знизити до 89 % коливання активної потужності, що подається до енергосистеми. Бібл. 31, табл. 4, рис. 9.

Ключові слова: вітроенергетична система, система електромережі, надпровідний магнітний накопичувач енергії, керування на нечіткій логіці.

Abbreviations

DFIG	Doubly Fed Induction Generator	PWM	Pulse-Width Modulation
ESS	Energy Storage System	RER	Renewable Energy Resource
FLC	Fuzzy Logic Controller	SMES	Superconducting Magnetic Energy Storage
MF	Membership Function	SC	Superconductor
PMSG	Permanent Magnet Synchronous Generator	VSC	Voltage Source Converter
PV	Photovoltaic	WPGS	Wind Power Generation System
PCC	Point Of Common Coupling		

Introduction. Nowadays, with climate changes and the appearance of global warming, RERs have become increasingly used, unlike solar energy [1, 2]. RERs are environmentally friendly because of their low carbon emissions, whereas conventional generation sources with high carbon emissions have serious environmental impacts. The most prevalent RERs are wind, biomass and PV solar [3, 4]. Due to its high efficiency, WPGS has the fastest growth rate among other forms of power generation. However, the major disadvantage of the WPGS is that the amount of generated power depends entirely on the wind speed, so the output power of the WPGS will fluctuated. Therefore, the stability of the power grid system will be influenced. In addition the output power fluctuations of the WPGS can affect directly the power transfer capability, voltage and frequency stability profiles at the power grid system's connection point, knowing that the voltage and

frequency deviation values are of major importance for measuring the level of the power grid stability [5]. In order to ensure a more reliable and economical energy to the customers, ESSs such as flywheels [6], batteries [7, 8], pumped hydro [9, 10], super capacitor [11], etc., are widely used in renewable power generation systems. ESSs are essential elements that have a significant role in solving the mentioned WPGS issues. This can be achieved through the charging and discharging features of the ESS, which ensure a more power balance between RER and loads. Nevertheless, battery and flywheel ESSs have some drawbacks, such as their very slow responses to compensate the power fluctuation as well as short lifetimes and low efficiency [12].

Currently, SMES system is considered one of the most optimal choices for solving the above-mentioned

issues by mitigating the output power fluctuation of the WPGS. SMES systems present many advantages such as high efficiency, long lifetime, short time delay during the charging/discharging processes, lower power losses especially at standby operation, very fast response time, and low maintenance requirements [13].

Several studies related to SMES applications in renewable power generation systems have been reported in the literature. Some of these works have focused on installing SMES systems at PCC to improve the performance of WPGS during voltage sag/swell on the power system side [14]. In [15] a SMES device has proposed to power fluctuation suppression and active filtering in PV microgrid. The application of high temperature superconducting devices in a distribution grid for mitigating issues associated with the large-scale penetration of renewable energy has been studied in [16]. In [17] a new effective technique has developed to improve the performance of DFIG-based WECS during wind gust using a high temperature SC. The performance of a battery/SMES hybrid ESS used in a hybrid power system with fuel cells and RERs under an unknown load profile was discussed in [18]. Authors in [19] have proposed the SMES units controlled by self-tuned algorithm in order to smooth out the output power of wind plants. For a more reliable grid connection of superconducting wind turbine generators, authors in [20] have suggested a cooperative strategy integrated with a SMES device and two modified wind turbine generator controls. On the other hand, a new hybrid PV SMES system controlled by a PID fuzzy controller has been studied in [21] in order to minimize the oscillation of the PV extracted power.

The goal of the paper is increasing the mitigation rate of the output power fluctuation of WPGS caused by the rapid wind speed changes during wind gusts.

This paper proposes two robust controllers for SMES systems in order to smooth out the power provided by a WPGS based on PMSG integrated with utility grid. The first controller is a FLC which operates with a DC-DC chopper circuit for controlling the power exchanged between the SMES coil and the PCC of the utility grid. The second controller is a PI controller whose role is to attempt to keep the voltages between both the PCC sides and DC link capacitor sides of the VSC according to the rated values of the SMES system. This is for giving a flexible and rapid exchange of real power as well as to satisfy requirements of coupling the SMES system with the PCC on the utility grid. The wind speed fluctuations are taken into consideration during the implementation of the proposed controllers. The purpose of these controllers is to make the SMES system capable of absorbing energy from WPGS during situations where wind speed is higher than its rated value, while it is delivering the stored energy in SMES coil during situations where wind speed is lower than its rated value. This strategy can help of smoothing out the power fluctuations of WPGS based on PMSG integrated with the utility grid and make the power steady.

Basic topology and dynamic models. In this work, the wind turbine based on PMSG is used as WPGS. The basic topology of the system under study and the SMES system is shown in Fig. 1, which contains of wind turbine,

PMSG, rectifier, boost converter, inverter, two-step up transformers, filter, SMES system (SC coil, DC-DC chopper, VSC, filter) and the utility grid.

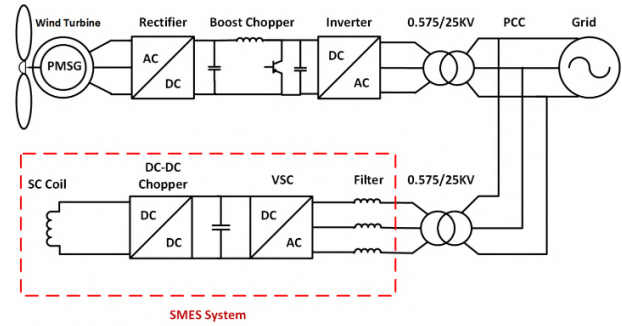


Fig. 1. Basic topology of the system under study and the SMES system

Modeling of wind turbine. The wind turbine is a mechanical machine, which has the ability of transforms the kinetic energy of the wind into mechanical rotational energy that can be exploited by the PMSG. The output power of a wind turbine can be expressed as follows [22]:

$$P_w = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V_w^3 C_p(\lambda, \beta), \quad (1)$$

where P_w is the mechanical power, which is generated by the wind turbine; ρ is the air density; R is the blade radius; V_w is the wind speed; C_p is the power coefficient, which is a function of both tip speed ratio λ and blade pitch angle β .

The tip speed ratio λ of the rotor can be defined as follow [22]:

$$\lambda = V_r R / V_w, \quad (2)$$

where V_r is the rotor speed.

The power coefficient C_p is given by [22]:

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.73 \left(\frac{151}{\lambda_i} - 0.58\beta - 0.002\beta^{2.14} - 13.2 \right) \cdot e^{-\frac{18.4}{\lambda_i}}, \quad (3)$$

where λ_i is calculated as [22]:

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda + 0.02\beta} - \frac{0.003}{\beta^3 + 1}}. \quad (4)$$

Modeling of PMSG. PMSG transforms the mechanical rotational energy to electrical energy that can be exploited for supplying the loads. Table 1 shows the used PMSG parameters in this work. The voltage of stator along the direct and quadrature ($d-q$) axes are written as follows [23]:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_e L_q i_{qs}; \quad (5)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e \lambda_m + \omega_e L_d i_{ds}; \quad (6)$$

$$\omega_e = p \omega_r. \quad (7)$$

The mechanical dynamic equations of the PMSG can be written as follows [23]:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + D \omega_r = T_m - T_e; \quad (8)$$

where the electromagnetic torque developed can be given by [23]:

$$T_e = \frac{3}{2} p \cdot \left[(L_d - L_q) \cdot i_{ds} i_{qs} - \lambda_m i_{qs} \right]. \quad (9)$$

Table 2

Parameters of the proposed SMES system

Parameter	Value
Chopper switching frequency, kHz	2
VSC switching frequency, kHz	4
SMES inductance, H	0.5
Filter inductance, mH	0.41
DC link capacitor, mF	15
DC link voltage, kV	1
SMES energy, MJ	0.422
SMES current, kA	1.3

The charged and discharged energy in [J] and the active power in [W], exchanged by the SC coil can be calculated as follows [25]:

$$E_{sc} = \frac{1}{2} \cdot L_{sc} I_{sc}^2; \quad (12)$$

$$P_{sc} = \left(L_{sc} \frac{dI_{sc}}{dt} \right) I_{sc} = V_{sc} I_{sc}, \quad (13)$$

where L_{sc} is the self-inductance of SC coil; I_{sc} , V_{sc} are the operating current and voltage of SC coil, respectively.

As shown in Fig. 2, the charge and discharge process of the SC coil is controlled by converting the duty cycle value D given by the FLC into pulse signals generated with the PWM block. These pulse signals feed directly to the IGBT switches gates of the DC-DC chopper. So that if the duty cycle is larger than 0.5, the SC coil is in charge mode, while if the duty cycle is less than 0.5 the SC coil is in discharge operation, and it is still in standby mode if the duty cycle is equal to 0.5. The relation between the voltage across the SC coil V_{sc} and the DC-link voltage V_{dc} can be expressed as follows [25]:

$$V_{sc} = (1 - 2D) \cdot V_{dc}; \quad (14)$$

$$I_{dc} = (1 - 2D) \cdot I_{sc}; \quad (15)$$

where I_{dc} is the DC current flowing between a two quadrant DC-DC chopper and VSC; I_{sc} is the DC current of the SC coil.

Bidirectional VSC. Figure 2 shows the connection of VSC circuit in SMES system. VSC is a high-power self-commutated converter, which can be established using 6 IGBT switches. In the VSC, the AC side is linked with a DC side with the ability to transmit power in both sides. Moreover, VSC can operate at a very high-frequency range (2–20 kHz), allowing it to control both real and reactive power whether independently or simultaneously. The DC-link voltage can be maintained at almost steady level of its reference value by the installed DC-link capacitor, that's in order to make the SMES system more effective in the real power exchange with the PCC.

The proposed SMES system controllers. In this paper, two controllers is used to controls the SMES system. The first is an FLC controller, which is designed to control the used type-D chopper, while the second is a PI controller for the VSC converter. The two controllers are represented in Fig. 2.

DC-DC chopper control operation. FLC is a progressing control technique used in several physical systems such as the electrical distribution systems. FLC is cheaper to develop, fast, does not need a mathematical model, robust and simple to use [26–28]. As represented in Fig. 2, the FLC comprises two inputs, as well as an output. The first input is the PMSG output power, while

The real and reactive power, respectively, are given in d - q frame by the following equations [24]:

$$P_{pmsg} = \frac{3}{2} \cdot [v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}]; \quad (10)$$

$$Q_{pmsg} = \frac{3}{2} \cdot [v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}], \quad (11)$$

where λ_m is the magnetic flux of the PMSG; ω_e is the electrical angular speed of PMSG; ω_r is the rotational rotor speed of the turbine's shaft; i_{sd} , i_{sq} are the d - and q - axis stator currents of PMSG; J is the moment of inertia of PMSG; L_s is the synchronous inductance of the PMSG; p is the pole pair number of the PMSG; P_{pmsg} , Q_{pmsg} are the real and reactive powers of PMSG; R_s is the stator resistance of PMSG; T_m , T_e are the mechanical and electromagnetic torque of PMSG; v_{ds} , v_{qs} are the d - and q -axis stator voltages of PMSG.

Parameters of the PMSG

Parameter	Value
Nominal power, MW	1.5
Nominal stator voltage, V	575
Nominal frequency, Hz	50
Number of pole pairs	48
Generator inductance in the d frame, p.u	0.85
Generator inductance in the q frame, p.u	0.85
Generator stator resistance, p.u	0.0012
Flux of the permanent magnets, p.u	0.65

Table 1

SMES system and proposed controllers.

SMES system. As depicted in Fig. 2, the proposed SMES system contains a coupling transformer, a filter, bidirectional VSC-based IGBT switches, a DC link capacitor, a DC-DC chopper-based IGBT switches and SC coil. To adapt and achieve an optimal power exchange between both of power grid and SMES coil sides, power electronic converters (bidirectional VSC, DC-DC chopper) must be linked between them. SMES system parameters are chosen in such a way that they can effectively address the power fluctuations of the WPGS-based PMSG. Table 2 shows the proposed SMES system parameters.

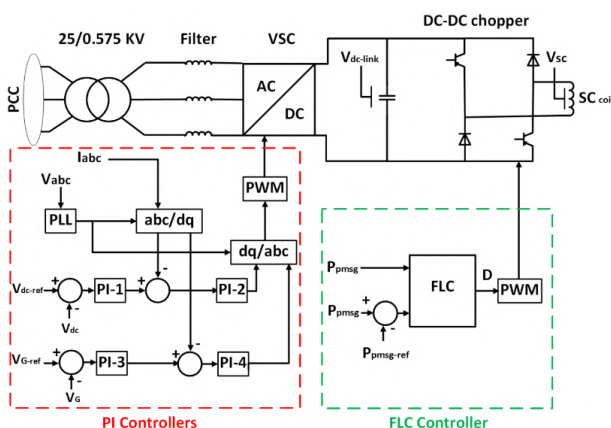


Fig. 2. The structure of the proposed SMES system with its controllers

Type-D chopper shown in Fig. 2 is a type of DC-DC converter that can controls the charge and discharge process of the SC coil. It works by rapidly switching the IGBTs on and off, which in turn controls the amount of exchanged energy between the SC coil and PCC.

the second input is taken from the result of subtraction between the output of PMSG and its reference value. The duty cycle is taken as an FLC output. MFs of the FLC are depicted in Fig. 3. The triangular MFs type has been used in both fuzzification and defuzzification processes.

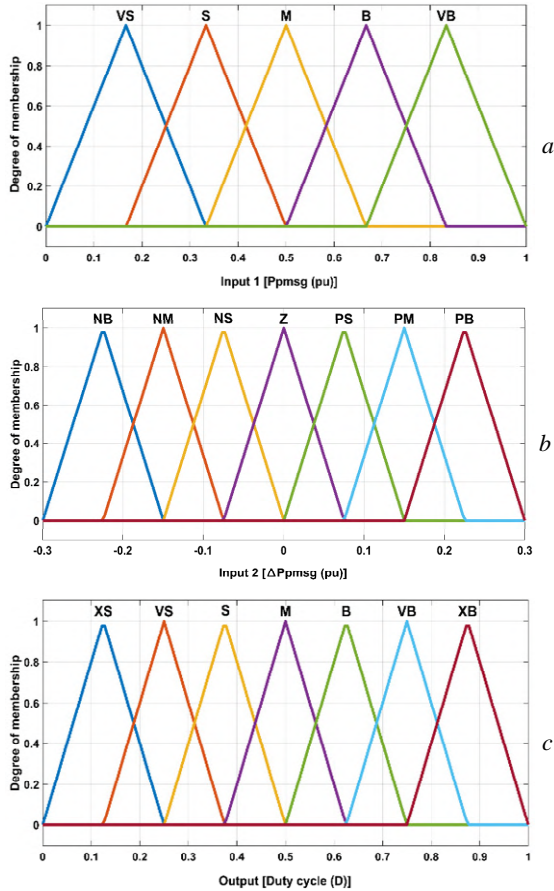


Fig. 3. MFs of inputs/output variables of FLC:
a – input № 1; b – input № 2; c – output

The triangular MFs can be evaluated as a function of vector x as follows [29]:

$$f(x, a, b, c) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-a}\right), 0\right), \quad (16)$$

with $a \leq b \leq c$, where a, c are the coordinates locations of feet of the triangle; b is the coordinate location of the peak; x is the value of the input or output variable.

The fuzzy inference system uses the Mamdani method to build the FLC rules. This strategy depends on IF/ THEN rule to construct the decision table for determining the FLC output values. The FLC output defuzzification process has been achieved using the center of gravity method.

The duty cycle values, which have been considered as the output of FLC in this study, can be evaluated according to the surface graph of Fig. 4.

VSC control operation. As shown in Fig. 3, the VSC control is performed using PI controllers in order to maintain the voltages of AC and DC sides in specified ranges according to predetermined values. The power flow direction between AC and DC sides is determined based on the actual voltages on the two sides of VSC. A phase-locked loop has been employed in PI controllers for coupling the SMES system with both the WPGS system

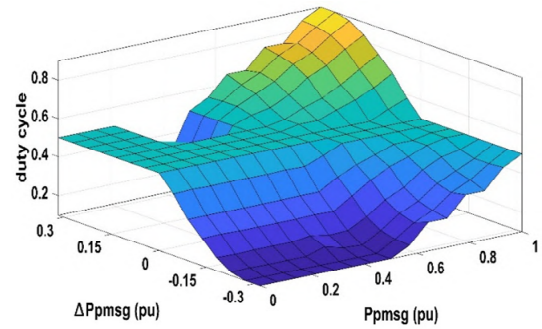


Fig. 4. Surface graph of FLC output variable

and the power grid, so that it has been used in the VSC voltages synchronization process with grid voltages. The reference currents of d - q axis can be taken from the subtraction result values of both DC link reference voltage/DC link actual voltage and AC reference voltage/AC actual voltage, respectively. The PI controllers convert the comparison results between the reference currents of d - q axis and their actual values obtained by the abc/dq block into controlled voltage signals in d - q axis. These voltage signals can be converted to three-phase sinusoidal signals by dq/abc block. These sinusoidal signals are taken as reference voltages, which are utilized by the PWM block to produce PWM pulse signals to feed IGBT switch initiation processes in the VSC converter. The gains of the PI controllers are given in Table 3.

Table 3

Parameters of the PI controller				
Gains	PI-1	PI-2	PI-3	PI-4
K_p	0.32	0.018	0.16	0.05
K_i	8	247	725	183

Simulation results and discussions. In this part, the proposed controllers for the SMES system were implemented using the MATLAB/Simulink software. As shown in Fig. 5, two wind speed scenarios were used in order to simulate the fluctuations of the power generated by WPGS. In order to verify the effectiveness of the proposed SMES system, significant and sudden changes were chosen for each scenario of wind speed.

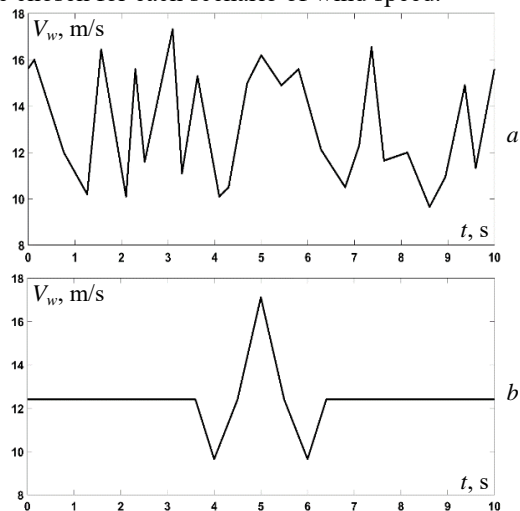


Fig. 5. Wind speed scenarios: a – scenario № 1; b – scenario № 2

For comparison purposes, simulations were firstly performed without considering SMES system and then by including the proposed SMES system. The rated power

value was taken at a $V_w = 12.3$ m/s, which is considered as the rated speed of wind turbine. Simulation results for duration of 10 s including the active power at PCC and SMES active power are illustrated in Fig. 6, 7, respectively. It is clearly from the first scenario (Fig. 6,*a*) that the real power at the PCC fluctuates between the two limits: 1.31 p.u. and 0.49 p.u. when the SMES system is not installed, while it fluctuates between 1.05 p.u. and 0.96 p.u. limits when the SMES system is installed. Consequently, for scenario №1 the real power fluctuation at PCC is reduced by 89.02 %.

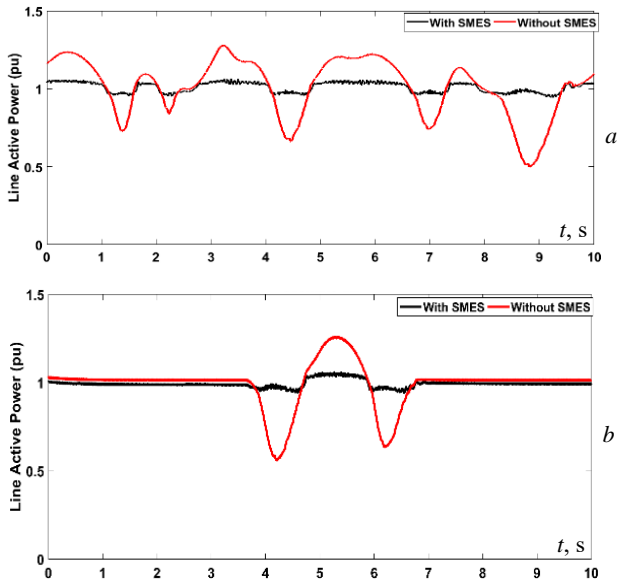


Fig. 6. Response of the active power at PCC during wind gusts: *a* – scenario № 1; *b* – scenario № 2

Likewise, for the second scenario (Fig. 6,*b*) the real power at PCC fluctuates between 1.27 p.u. and 0.56 p.u. limits when the SMES system is not installed, while it fluctuates between the limits 1.05 p.u. and 0.96 p.u. when the SMES system is installed, giving a reduction of 87.32 % in the PCC real power fluctuation. As a result, the findings clearly demonstrate that the proposed SMES system has the capability to decrease the fluctuations of WPGS real power delivered to the power grid.

Besides, it can be seen from Fig. 7 that the direction of SMES real power is directly affected by both the change of real power value produced by WPGS and the wind speed. Therefore, if the output real power of WPGS is more than its rated value, the SMES system absorbs the real power excess from the PCC. On the other hand, if the output real power of WPGS is less than its rated value, the SMES system supplies the power deficiency to the PCC. When the WPGS output real power is equal to its rated power, the SMES system is kept at standby mode.

Figure 8 shows the curve of stored energy in the SMES coil as well as the curve of current flowing through the SMES coil for the two scenarios. It is obvious that the stored energy in the SMES coil and the current flow through the SMES coil are directly dependent on the change of power value produced by the WPGS. Moreover, the proposed SMES system can rapidly exchange energy during charging and discharging process; this is a result of the fast response of the proposed FLC technique.

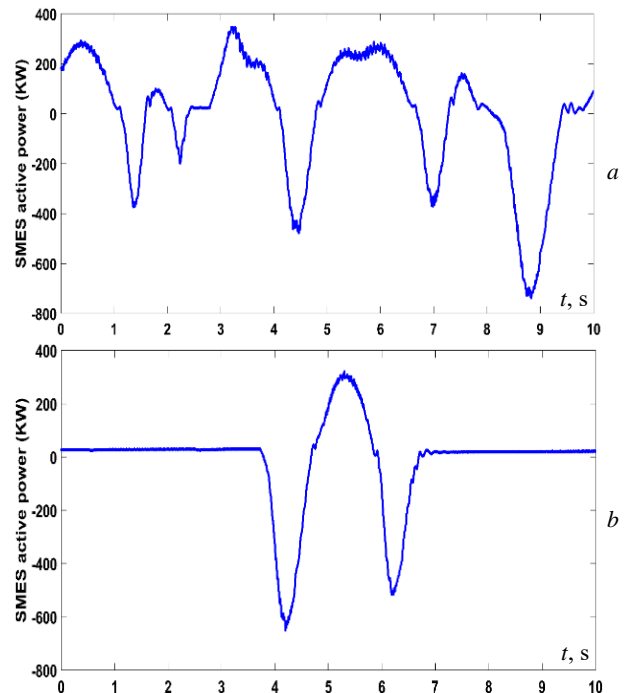


Fig. 7. Response of SMES active power during wind gusts: *a* – scenario № 1; *b* – scenario № 2

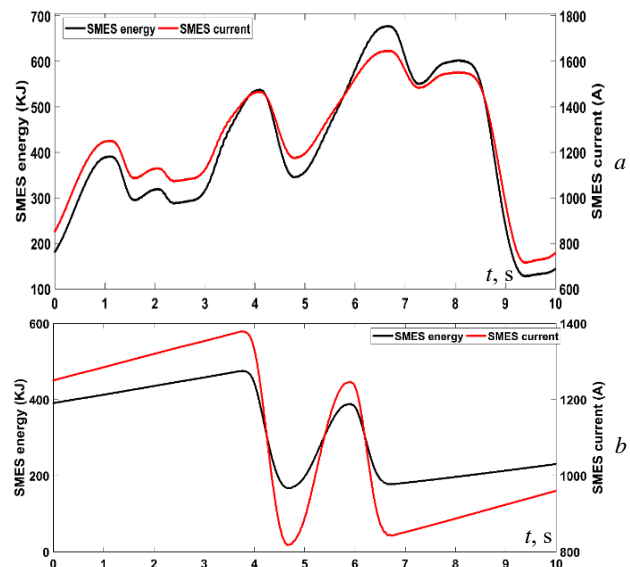


Fig. 8. Behavior of SMES stored energy and current flow through the SMES coil during wind gusts: *a* – scenario № 1; *b* – scenario № 2

Finally, as it can be seen from Fig. 9, the voltage of the SMES DC link capacitor is almost constant and equal to its specified rated value for the two scenarios. This can help in preserving a longer lifetime of the DC link capacitor in the SMES system. These results prove the effectiveness of the proposed PI controllers.

Performance comparison. In order to verify the effectiveness of the proposed SMES system with its controllers, the obtained results of this study are compared with other results reported recently in the literature [30, 31] (Table 4). The comparison includes the SMES capacity used in each study as well as the reduction rate of the real power fluctuations provided by the WPGS. It can be seen from Table 4 that the proposed system gives better reduction rates for the real power

fluctuations than those proposed in the recent literature. It is also clear from Table 4 that the proposed SMES has a lower capacity than that published in the recent studies.

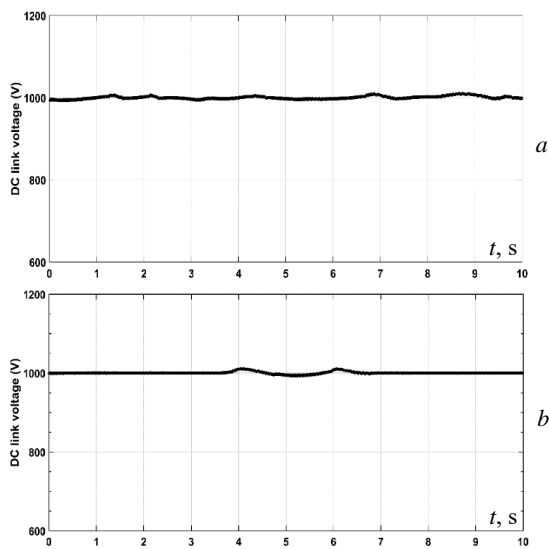


Fig. 9. SMES DC link voltage during wind gusts: a – scenario № 1; b – scenario № 2

Table 4
Comparative study of SMES systems for reduction of power fluctuation generated by WPGS

	9 MW SCIG wind power generation [30]	9 MW DFIG power generation [31]	Proposed: 2 MW PMSG wind power generation
SMES capacity	1 MJ for 2 MW	1.6 MJ for 1.5 MW	0.422 MJ for 1.5 MW
Reduction rate of real power fluctuations for scenario № 1	56.53 %	87.5 %	89.02 %
Reduction rate of real power fluctuations for scenario № 2	53.1 %	71.42 %	87.32 %

Conclusions. In this paper, an effective SMES system with its controllers are proposed to mitigate the fluctuations of power provided by the WPGS based on PMSG integrated with the power grid. The FLC is proposed for controlling the DC-DC chopper circuit, whereas the PI controllers are proposed for controlling the bidirectional VSC circuit. The FLC is designed so that the SMES system can absorb/supply the real power from/to the PCC according to the amount-generated power from the WPGS during wind speed changes. The PI controllers are designed for regulating the voltages on the two sides (PCC and DC link capacitor) of the bidirectional VSC at allowable and predetermined ranges. Simulations were carried out using two different wind speed scenarios. As a result, the following conclusions are drawn:

1. The effectiveness of the proposed PI controllers has proven through the nearly constant at its predetermined value, and avoiding the deep ripples in DC link voltage during the fast charge and discharge processes of SMES coil, consequently this is can help in preserving a longer lifetime of the DC link capacitor.

2. The effectiveness of the proposed FLC has proven by the fast response of the SMES system for

absorbing/supplying the real power from/to the PCC during the wind speed changes.

3. The proposed SMES control strategy is found to be very effective in mitigating the real power fluctuations supplied by the WPGS, where the real power fluctuations were significantly reduced by 89.02 % for the first scenario and 87.32 % for the second scenario.

These results contribute to the improvement of the reliability of the WPGS based PMSG.

Conflict of interest. The authors declare that they have no conflict of interest.

REFERENCES

- 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>.
- Manikandan K., Sasikumar S., Arulraj R. A novelty approach to solve an economic dispatch problem for a renewable integrated micro-grid using optimization techniques. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 83-89. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.12>.
- Maradin D. Advantages and disadvantages of renewable energy sources utilization. *International Journal of Energy Economics and Policy*, 2021, vol. 11, no. 3, pp. 176-183. doi: <https://doi.org/10.32479/ijeep.11027>.
- Youcef D., Khatir K., Yassine B. Design of neural network fractional-order backstepping controller for MPPT of PV systems using fractional-order boost converter. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2021, vol. 31, no. 12, art. no. e13188. doi: <https://doi.org/10.1002/2050-7038.13188>.
- Said S.M., Salama H.S., Hartmann B., Vokony I. A robust SMES controller strategy for mitigating power and voltage fluctuations of grid-connected hybrid PV–wind generation systems. *Electrical Engineering*, 2019, vol. 101, no. 3, pp. 1019-1032. doi: <https://doi.org/10.1007/s00202-019-00848-z>.
- Ghanaatian M., Lotfifard S. Control of Flywheel Energy Storage Systems in the Presence of Uncertainties. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2019, vol. 10, no. 1, pp. 36-45. doi: <https://doi.org/10.1109/TSTE.2018.2822281>.
- Nayak C.K., Nayak M.R. Technoeconomic analysis of a grid-connected PV and battery energy storage system considering time of use pricing. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 2018, vol. 26, no. 1, pp. 318-329. doi: <https://doi.org/10.3906/elk-1703-35>.
- Ali Moussa M., Derrouazin A., Latroch M., Aillerie M. A hybrid renewable energy production system using a smart controller based on fuzzy logic. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 46-50. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.07>.
- Fan J., Xie H., Chen J., Jiang D., Li C., Ngaha Tiedeu W., Ambre J. Preliminary feasibility analysis of a hybrid pumped-hydro energy storage system using abandoned coal mine goafs. *Applied Energy*, 2020, vol. 258, art. no. 114007. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2019.114007>.
- Bruninx K., Dvorkin Y., Delarue E., Pandzic H., Dhaeseleer W., Kirschen D.S. Coupling Pumped Hydro Energy Storage With Unit Commitment. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2016, vol. 7, no. 2, pp. 786-796. doi: <https://doi.org/10.1109/TSTE.2015.2498555>.
- Wujong Lee, Hanju Cha. A supercapacitor remaining energy control method for smoothing a fluctuating renewable energy power. *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, 2013, pp. 398-403. doi: <https://doi.org/10.1109/ECCE-Asia.2013.6579127>.
- Aly M.M., Mohamed E.A., Salama H.S., Said S.M., Abdel-Akher M., Qudaih Y. A Developed Voltage Control Strategy for Unbalanced Distribution System During Wind Speed Gusts Using

- SMES. *Energy Procedia*, 2016, vol. 100, pp. 271-279. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2016.10.177>.
13. Yao C., Ma Y. Superconducting materials: Challenges and opportunities for large-scale applications. *IScience*, 2021, vol. 24, no. 6, art. no. 102541. doi: <https://doi.org/10.1016/j.isci.2021.102541>.
14. Seung-Tak Kim, Byung-Kwan Kang, Sun-Ho Bae, Jung-Wook Park. Application of SMES and Grid Code Compliance to Wind/Photovoltaic Generation System. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2013, vol. 23, no. 3, art. no. 5000804. doi: <https://doi.org/10.1109/TASC.2012.2232962>.
15. Jin J.X., Wang J., Yang R.H., Zhang T.L., Mu S., Fan Y.J., Xing Y.Q. A superconducting magnetic energy storage with dual functions of active filtering and power fluctuation suppression for photovoltaic microgrid. *Journal of Energy Storage*, 2021, vol. 38, art. no. 102508. doi: <https://doi.org/10.1016/j.est.2021.102508>.
16. Rahman O., Muttaqi K.M., Sutanto D. High Temperature Superconducting Devices and Renewable Energy Resources in Future Power Grids: A Case Study. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2019, vol. 29, no. 2, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/TASC.2019.2895677>.
17. Mosaad M.I., Abu-Siada A., El-Naggar M.F. Application of Superconductors to Improve the Performance of DFIG-Based WECS. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 103760-103769. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2929261>.
18. Bizon N. Effective mitigation of the load pulses by controlling the battery/SMES hybrid energy storage system. *Applied Energy*, 2018, vol. 229, pp. 459-473. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2018.08.013>.
19. Qais M.H., Hasanien H.M., Alghuwainem S. Output power smoothing of wind power plants using self-tuned controlled SMES units. *Electric Power Systems Research*, 2020, vol. 178, art. no. 106056. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2019.106056>.
20. Huang C., Zheng Z., Xiao X., Chen X. Cooperative strategy of SMES device and modified control for cost-effective fault ride-through enhancement and power smoothing of 10 MW class superconducting wind turbine. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 2020, vol. 12, no. 3, art. no. 033302. doi: <https://doi.org/10.1063/1.5143565>.
21. Boudia A., Messalti S., Harrag A., Boukhnifer M. New hybrid photovoltaic system connected to superconducting magnetic energy storage controlled by PID-fuzzy controller. *Energy Conversion and Management*, 2021, vol. 244, art. no. 114435. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2021.114435>.
22. Slootweg J.G., de Haan S.W.H., Polinder H., Kling W.L. General model for representing variable speed wind turbines in power system dynamics simulations. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2003, vol. 18, no. 1, pp. 144-151. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2002.807113>.
23. Soliman M.A., Hasanien H.M., Azazi H.Z., El-Kholy E.E., Mahmoud S.A. An Adaptive Fuzzy Logic Control Strategy for Performance Enhancement of a Grid-Connected PMSG-Based Wind Turbine. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2019, vol. 15, no. 6, pp. 3163-3173. doi: <https://doi.org/10.1109/TII.2018.2875922>.
24. Zine H.K.E., Abed K. Smart current control of the wind energy conversion system based permanent magnet synchronous generator using predictive and hysteresis model. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 40-47. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.06>.
25. Ali M.H., Park M., Yu I.-K., Murata T., Tamura J. Improvement of Wind-Generator Stability by Fuzzy-Logic-Controlled SMES. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2009, vol. 45, no. 3, pp. 1045-1051. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2009.2018901>.
26. Zadeh L.A., Klir G.J., Yuan B. Fuzzy Sets, Fuzzy Logic, and Fuzzy Systems. *World Scientific*. 1996, vol. 6, 840 p. doi: <https://doi.org/10.1142/2895>.
27. Kaddache M., Drid S., Khemis A., Rahem D., Chrifi-Alaoui L. Maximum power point tracking improvement using type-2 fuzzy controller for wind system based on the double fed induction generator. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 61-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.09>.
28. Aissaoui M., Bouzeria H., Benidir M., Labeled M.A. Harmonics suppression in high-speed railway via single-phase traction converter with an LCL filter using fuzzy logic control strategy. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 16-22. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.03>.
29. Topaloglu F., Pehlivan H. Analysis of the effects of different fuzzy membership functions for wind power plant installation parameters. *2018 6th International Symposium on Digital Forensic and Security (ISDFS)*, 2018, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ISDFS.2018.8355383>.
30. Aly M.M., Abdel-Akher M., Said S.M., Senjyu T. A developed control strategy for mitigating wind power generation transients using superconducting magnetic energy storage with reactive power support. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2016, vol. 83, pp. 485-494. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2016.04.037>.
31. Mukherjee P., Rao V.V. Effective location of SMES for power fluctuation mitigation of grid connected doubly fed induction generator. *Journal of Energy Storage*, 2020, vol. 29, art. no. 101369. doi: <https://doi.org/10.1016/j.est.2020.101369>.

Received 17.09.2023

Accepted 18.03.2024

Published 20.08.2024

A. Nid¹, PhD Student,

S. Sayah¹, Professor,

A. Zebar¹, Doctor of Electrical Engineering,

¹ Department of Electrical Engineering,

Farhat Abbas University, Setif, 19000, Algeria,

e-mail: abdelbasset.nid@univ-setif.dz (Corresponding Author);

samir.sayah@univ-setif.dz; abdelkrim.zebar@univ-setif.dz

How to cite this article:

Nid A., Sayah S., Zebar A. Power fluctuation suppression for grid connected permanent magnet synchronous generator type wind power generation system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 5, pp. 70-76. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.5.10>

В.В. Дущенко, Б.Г. Любарський, А.О. Маслієв, Р.А. Нанівський, В.Г. Маслієв, О.М. Агапов, Д.І. Якунін

Підвищення демпфуючих властивостей виконавчого магнітореологічного пристрою системи керування підвіски транспортного засобу

Проблема. Відповідно до одного із напрямків вирішення проблеми підвищення плавності ходу транспортних засобів, запропоновано керувану підвіску, яку створено на базі застосування «інтелектуальних» матеріалів – магнітореологічних еластомерів, механічні властивості яких, зокрема демпфування, можна змінювати за допомогою керуючого магнітного поля. Це реалізовано за допомогою виконавчого магнітореологічного пристрою системи керування підвіски, який має вигляд пружної втулки важеля підвіски, що складається із декількох електрично поєднаних у послідовне коло тороподібних котушок (з осереддям із магнітореологічного еластомеру). Пристрій живиться електричним струмом, величина якого керується оператором, або автоматично, в залежності від дорожнього профілю та режиму руху. Виконавчі магнітореологічні пристрої (пружні втулки) розміщують у важелях підвіски замість штатних гумових і поєднують із керованим джерелом струму. Таким чином, підвіска стає керованою, що надає можливість встановлювати необхідне демпфування коливань корпусу транспортного засобу для підвищення його плавності ходу. Недоліком попередніх конструкцій виконавчого магнітореологічного пристрою є недостатня величина індукції та нерівномірність її розподілу в межах пружних втулок. Внаслідок цього демпфуючі властивості таких керованих підвісок недостатньо ефективні, що знижує можливості підвищення плавності ходу транспортних засобів. **Метою** роботи є підвищення демпфуючих властивостей виконавчого магнітореологічного пристрою системи керування підвіски транспортного засобу, що збільшить ефективність керування. **Завдання.** Удосконалити конструкцію виконавчого магнітореологічного пристрою, провести розрахунки середньої по перерізу пристрою величини індукції магнітного поля та її розподілу, скласти залежність показника демпфування пристрою від індукції магнітного поля, порівняти показники демпфування удосконаленого пристрою з попередніми. **Методологія.** Задачі дослідження вирішувалися з використанням методів теорії магнітного поля та програмних пакетів SOLIDWORKS® і FEMM, а також аналізу залежності демпфуючих властивостей втулок з магнітореологічних еластомерів від індукції магнітного поля. Наведено опис конструкції та принцип дії виконавчого магнітореологічного пристрою системи керування підвіски транспортного засобу, на основі чого розроблено розрахункову схему. **Результати** розрахунків показали, що середня величина індукції магнітного поля у запропонованій конструкції пристрою досягла 0,85 Т, її розподіл став достатньо рівномірний, а зони, де вона аномально мала, відсутні. Складена вперше залежність показника демпфування від індукції керуючого магнітного поля має ознаки наукової новизни. Отримано, що даний показник для запропонованої конструкції пристрою збільшився на 22 % порівняно з попередніми конструкціями, що підвищить ефективність системи керування та плавність ходу транспортного засобу. Позитивний результат досягнуто завдяки наступним особливостям запропонованої конструкції виконавчого пристрою: пружна втулка складається із декількох, розташованих співвісно, виконуючих пристроїв з анізотропного магнітореологічного еластомеру, у якого конгломерати феромагнітного наповнювача в процесі виготовлення розташовано колінеарно до напрямку кутових деформацій втулки та вектору індукції керуючого магнітного поля, а котушки керування виконано із струмопровідного пружного еластомеру. Спосіб керування, попередні конструкції та конструкцію даної керованої підвіски захищено патентами України. Напрямки подальших досліджень полягають у оптимізації параметрів котушок керування з метою зниження енергоспоживання та їх захисту від перегріву. Бібл. 20, рис. 10.

Ключові слова: магнітне поле, виконавчий магнітореологічний пристрій, анізотропний магнітореологічний еластомер, система керування, підвіска транспортного засобу, демпфування.

Вступ. Перспективним напрямком вирішення проблеми підвищення плавності ходу транспортних засобів (ТЗ) вважається застосування керованих підвісок (КП). Особливо актуально це для військових машин, як рухаються с відносно високими швидкостями по ґрунтовим дорогам та пересіченій місцевості. Однак, відомі технічні рішення КП характеризуються складністю, високою вартістю та низькою надійністю. Усунення даних недоліків є складною науково-прикладною проблемою, над вирішенням якої працюють фахівці усіх розвинених країн. Одним із варіантів виконавчого пристрою (ВП) КП є гідро демпфер, заповнений магнітореологічною («інтелектуальною») рідиною, властивості якої, зокрема густина, змінюється під впливом магнітного поля. Це дозволяє керувати його демпфуючими властивостями та впливати на плавність руху ТЗ при русі по бездоріжжю. Але широке розповсюдження таких КП стримує проблема, яка обумовлена абразивною дією магнітних часток на взаємодіючі частини ВП, що знижує довговічність, та нестабільністю характеристик магнітної рідини, яка обумовлена осіданням магнітних часток долу, що знижує ефективність керування та плавність руху ТЗ. Вирішити проблему можна шляхом застосування ВП, де рідина замі-

нена на магнітореологічний еластомер (МРЕ), який позбавлений цих недоліків. Використання МРЕ у КП ТЗ було вперше запропоновано авторами – спосіб та конструкції, підтверджено патентами України. Дана робота присвячена удосконаленню виконавчого магнітореологічного пристрою (ВМП) з метою підвищення його ефективності. Він призначений для військових колісних машин, але придатний і для інших ТЗ, наприклад для електротранспорту, що має потужні джерела струму. Його підключають до роботи короткочасно, додатково до основних пружних елементів та демпфуючих пристроїв підвіски у разі необхідності збільшення демпфування при подоланні ділянок з важким дорожнім профілем на резонансних режимах руху. Це дозволяє зберегти необхідну плавності ходу, без зниження швидкості руху. У разі виходу даної КП з ладу, ТЗ залишиться зі звичайною підвіскою і не втратить ходу. Таким чином, вирішуються і актуальні задачі забезпечення високої надійності ТЗ.

МРЕ являють собою суміш пружної матриці (гуми або еластомеру), та феромагнітного наповнювача, наприклад, порошку карбонільного заліза, із розміром часток близько 5 мкм. Суміш полімеризують і отримують МРЕ з рівномірним (ізотропним) розподілом

частинок в матриці, або з анізотропним, якщо процес полімеризації проведено у магнітному полі. При цьому, частинки наповнювача утворюють конгломерати у вигляді стовпчиків, які розташовуються уздовж ліній індукції магнітного поля.

Відомо, що анізотропні МРЕ більшою мірою змінюють свої пружні та демпфуючі властивості під дією керуючого магнітного поля, ніж ізотропні. Це впливає на амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) коливань підресореного корпусу ТЗ. Збільшення демпфування викликає зменшення амплітуд коливань та прискорень і, відповідно, висоти резонансного максимуму АЧХ. Зростання жорсткості підвіски збільшує власну частоту коливань підресореного корпусу на ній. Це порушує співпадіння її з частотою збуджень від нерівностей дорожнього профілю і захищає від виникнення резонансних коливань. Між тим, виникають певні проблеми при використанні МРЕ, що обумовлені складністю отримання необхідної індукції керуючого магнітного поля та рівномірного його розподілу в межах ВМП. Велика кількість публікацій, патентів та прикладів практичного застосування доводить перспективність напрямку вирішення проблеми підвищення плавності ходу ТЗ шляхом застосування КП. У зв'язку з цим, актуальними є науково-практичні роботи, що спрямовані на удосконалення КП, зокрема, шляхом використання у них ВМП, на поліпшення демпфуючих властивостей яких спрямовано дану роботу.

Аналіз попередніх досліджень. У роботі [1] стверджується, що подальше підвищення якісних показників ТЗ за рахунок удосконалення систем підресорювання вимагає застосування керування характеристиками їх пружних та демпфуючих пристроїв. Але традиційні матеріали (метали, композитні матеріали, гуми, еластомери, гази, рідини, тощо), які застосовуються у даних вузлах, вичерпали свої можливості по забезпеченню необхідного керування характеристиками систем підресорювання. Це пов'язано з незмінністю фізичних властивостей і характеристик цих матеріалів, що призводить до складних, високовартісних та ненадійних технічних рішень і стримує впровадження КП на ТЗ.

Вирішити дану актуальну проблему автори пропонують шляхом застосування у КП альтернативних матеріалів, відомих у світі як інтелектуальні матеріали (*smart materials*). Це дозволить спростити технологію виготовлення КП, та сприятиме їх впровадженню на ТЗ. На часі отримали певне розповсюдження КП, у яких робочим елементом є магнітореологічна рідина (МР). Між тим, їй притаманні суттєві недоліки, один з яких полягає у седиментації магнітних частинок в рідині. Автори розглядають кілька заходів щодо оптимізації осадження МР з погляду в'язкості дисперсійного середовища, сили суспендування дисперсної фази та інновацій у добавках. Запропонований активний механізм для вирішення проблеми седиментації обіцяє поліпшити працездатність МР-демпферів, навіть якщо осад зберігається. Але осадження МР можна знизити лише до певної міри [2].

У роботі [3] розглянуто ще один недолік гідроамортизаторів із МР, який пов'язаний із чутливістю до імпульсних навантажень, що небажано при захисті

від ударів. Це спричиняє великі сили амортизації, які передаються до корпусу ТЗ та становлять серйозну загрозу для пасажирів та механічних конструкцій. Повідомляється про розробки МР – гідро амортизатор удару з низькою чутливістю до імпульсних навантажень. Аналітичні та експериментальні дослідження довели, що чутливість до удару його зменшилася.

Роботу [4] присвячено тестуванню та моделюванню властивостей ізотропних МРЕ під дією статико-динамічних стискаючих навантажень. На основі силіконового еластомеру виготовлено ізотропні МРЕ з різним вмістом магнітних частинок. Щоб застосувати керуване магнітне поле до МРЕ під час динамічних випробувань, був розроблений електромагніт із індукцією магнітного поля до 0,9 Тл. Петлі гістерезису «напруга – деформація» виготовлених МРЕ були експериментально отримані під дією динамічних стискаючих навантажень у поєднанні з різними статичними попередніми деформаціями. Досліджено вплив вмісту частинок, амплітуд деформацій, статичної попередньої деформації та частоти навантаження на модулі зберігання та втрат МРЕ. Результати показали, що незалежно від прикладеного магнітного поля, деформаційна поведінка МРЕ була в приблизному лінійному зв'язку пружному стані, якщо амплітуда деформації була меншою за 7,5 %. Як абсолютний, так і відносний ефект МРЕ зростає зі збільшенням вмісту частинок і зменшується зі збільшенням амплітуди деформації. Зміна частоти навантаження майже не впливає на МРЕ. Запропоновано емпіричні моделі для прогнозування модулів зберігання та втрат МРЕ, як функцій індукції магнітного поля, вмісту магнітних частинок, амплітуди деформації, частоти, попередньої деформації та навантаження. Моделі можуть дати ефективні прогнози модулів зберігання та втрат МРЕ для застосованих у цій роботі умов навантаження.

У роботі [5] розглядається характеристика стиснення МРЕ на основі кремнію. Розроблений електромагніт дозволяє проводити динамічні випробування на стиск до 300 Гц зразків розміром $40 \times 40 \times 8$ мм. Досягнуто магнітну індукцію близько 1 Тл, і отримано прогнозоване збільшення динамічної жорсткості МРЕ. Електромагніт можна використовувати для виготовлення та затвердіння анізотропних МРЕ.

У роботі [6] відзначено, що МРЕ мають широкі можливості для застосування на транспорті у якості амортизаторів підвіски, завдяки відносно меншій складності і вартості конструкцій поглинаючих пристроїв на їх основі, екологічній досконалості та відсутності недоліків, що притаманні МР. Але автори не наводять характеристик МРЕ та результатів їх використання.

Робота [7] присвячена отриманню залежності відносної магнітної проникності від концентрації наповнювача МРЕ. Її максимальне значення (6,6) отримано для 50 % об'ємної концентрації частинок. Пояснення підвищення магнітної проникності у роботі відсутнє.

Оцінку впливу керуючого магнітного поля на віброізолюючі властивості МРЕ досліджено у роботі [8] та численному ряду інших робіт. Виявлено значне поліпшення демпфуючих властивостей МРЕ під впливом магнітного поля.

У роботі [9] відзначено, що відомий метод виготовлення МРЕ займає більше доби, оскільки матрицям з натурального каучуку або силіконового каучуку потрібно тривалий час для полімеризації. Запропоновано використовувати як матрицю (полі)диметилсилоксан з полімеризацією його при високій температурі. Це скорочує час виготовлення МРЕ до 90 хвилин. Дослідження динамічних властивостей виготовленого за новим методом МРЕ дали позитивні результати.

Вплив зміни модуля Юнга (0,14 – 14,6 МПа) на фізичні характеристики МРЕ досліджено у роботі [10]. Також досліджено залежність демпфуючих властивостей композитів від вмісту частинок (7, 10, 14, 21, 31 об. %), та від механічних властивостей МРЕ. Підвищення демпфуючих властивостей виникає у певній частки магнітних частинок, що можна пояснити магнітним обміном між ними. Демпфуючі властивості (гістерезис) гірші у МРЕ з більшим модулем Юнга. Виявлено нерівномірну участь магнітних часток МРЕ у гістерезисі.

У роботі [11] запропонована лінійна магнітов'язкопружна модель для анізотропних МРЕ, яка дозволяє визначати вплив магнітного поля на динамічний модуль зсуву в залежності від напруженості та частоти магнітного поля. Похибки між експериментальними значеннями та розрахунками, що отримано шляхом моделювання, не перевищують 10 %.

У роботі [12] запропоновано метод розрахунку еластомірних конструкцій, що враховує їх особливості. У процесі розрахунку знаходиться вектор вузлових переміщень, на основі якого визначаються поля деформацій і напруг та їх значення.

Дослідження кінцевого віброізолятора з МРЕ довели його ефективність: він забезпечує надійну віброізоляцію завдяки збільшенню в процесі керування частоти коливань на 46,29 % та керуючих зусиль до 75 Н. Відзначено, що віброізолятори із МРЕ мають велике споживання енергії та нерентабельне виробництво [13].

У роботі [14] наведено результати досліджень датчика деформацій, який створено на основі дрогового МРЕ, що містить поліуретанову губку зі срібним нанодротом (AgNW), та частинки карбонільного заліза і полідиметилсилоксан. Дослідження виявили, що відносна зміна його опору досягала 91,8 % при деформації 20 % при додачі керуючого магнітного поля 0,428 Тл. Є перспектива використання даного матеріалу в інтелектуальних пристроях, композитних електрорах та м'яких датчиках.

У роботі [15] наведено результати досліджень датчика у формі диска (феромагнітний маркер), який вбудовано у циліндричний МРЕ. Його тривимірне зміщення оцінюється шляхом моніторингу змін індуктивності чотирьох котушок індуктивності. Дослідження котушок індуктивності виявили її монотонну зміну та лінійність відносно прикладеної нормальній сили та сили зсуву. Зроблено висновок про ефективність використання МРЕ у датчиках.

Результати досліджень датчика магнітного поля, що створений на основі МРЕ, наведено у роботі [16]. Датчик можна використовувати для вимірювання

однорідного магнітного поля. Датчик демонструє швидкий відгук (20 мс), та гарні характеристики виявлення магнітного поля в діапазоні від 40 до 100 мТл.

У роботі [17] наведено результати досліджень адаптивних поглиначів, у яких використано властивість зсуву резонансу шляхом використання МРЕ. Відомо, що пасивні нелінійні поглиначі мають ширшу ефективну смугу частот. Автори об'єднали ці дві характеристики в гібридному МРЕ-поглиначі, який при цьому може зміщувати свою власну частоту і має ширшу смугу поглинання. Результати досліджень довели, що адаптивність гібридного поглинача забезпечується завдяки МРЕ.

Аналіз наведених досліджень показав, що недостатньо розкрито залежність демпфуючих властивостей ВМП від спрямування: конгломератів наповнювача до його деформацій та до вектора індукції керуючого магнітного поля.

У зв'язку з цим було проведено комплексні дослідження: розрахункові – шляхом комп'ютерного моделювання розподілу магнітного поля у ВМП підвіски ТЗ, та натурні – пружних зразків із МРЕ (для порівняння із гуми) на динамічному стенді. Зразки мали діаметр 20 мм, центральний отвір з діаметром 8 мм і товщину 10 мм; вміст карбонільного заліза (за об'ємом) складав 40 %. Частота власних коливань маси на цих пружних зразках складала близько 2 Гц. З урахування досвіду, що наведений у роботі [11], зразки виготовлялися із МРЕ з анізотропною структурою: їх було полімеризовано у магнітному полі. Напрямок вектору цього поля у одній частині зразків був ортогональним, а у другій – колінеарним до напрямку керуючого магнітного поля. Демпфуючі властивості зразків оцінювалися за усередненим відносним показником демпфування D

$$D = [\ln(A_1 / A_2)] / 2\pi, \quad (1)$$

де A_1 та A_2 – послідовні амплітуди на осцилограмах власних коливань.

Виявлено, що при ортогональному спрямуванні вектора керуючого магнітного поля (0,6 Тл) до напрямку конгломератів наповнювача зразків, відносний показник демпфування складав 0,04 – 0,05, а при колінеарному 0,071 – 0,083, тобто значно більше.

Також проводилася розробка та комп'ютерне моделювання конструкцій підвісок ТЗ з ВМП [18, 19].

На рис. 1 наведено візуалізацію керуючого магнітного поля у вигляді магнітних силових ліній на перерізах за першим (а) та другим (б) варіантами пружного шарніру підвіски з ВМП. Керуюче магнітне поле створювалося струмом котушки керування 3, яку розташовано на зовнішній поверхні ВМП. Це дозволило розмістити її в габаритах серійного шарніру 4, що спрощувало заміну елемента із гуми на ВМП.

Виявлено, що індукцію керуючого магнітного поля в межах ВМП (позиція 2) розподілено нерівномірно – вона менше за 0,1 Тл на значній площі у середині, та досягає 0,6 Тл біля торцевих частин.

Це означає, що близько 20 % від об'єму ВМП не приймає участі у створенні демпфуючої сили, що відповідно знижує ефективність керування підвіскою [10]. Розділення котушки керування на дві частини у варіанті (б) несуттєво змінило картину.

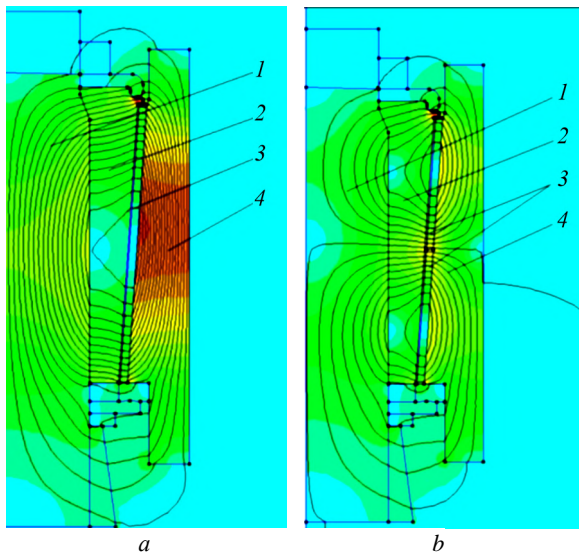


Рис. 1. Візуалізація керуючого магнітного поля за перерізами ВМП за першим (а) та другим (b) варіантами конструкції шарніру: 1 – вісь шарніра; 2 – ВМП; 3 – котушка керування; 4 – шарнір

Середня індукція складала у обох варіантах близько 0,25 Тл, тобто значно менше за індукцію, при якій починається магнітне насичення часток наповнювача ВМП. У обох варіантах не вдалося спрямувати вектор індукції керуючого магнітного поля колінеарно до напрямку деформацій ВМП: вони є ортогональними.

Виявлено виникнення з торцевих частин пружного шарніру «магнітних містків», де індукція перевищувала 1 Тл. Тому прилеглі частини магнітного кола досягали насичення, що заважало збільшенню індукції керуючого магнітного поля.

У третьому варіанті конструкції котушку керування було розташовано з торця ВМП, що дозволило збільшити кількість витків проводу у неї та, відповідно, магніторушійну силу (МРС) (рис. 2).

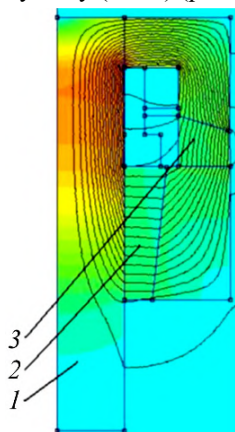


Рис. 2. Візуалізація керуючого магнітного поля по ВМП за третім варіантом його конструкції: 1 – вісь шарніра; 2 – циліндрична частина ВМП; 3 – торцева частина ВМП

ВМП розділено на дві частини: першу (торцеву) – у вигляді конічного кільця, та другу – у вигляді конічного циліндра на осі обертання шарніру. Досягнуто колінеарність вектора керуючого магнітного поля та спрямування конгломератів магнітних часток. Це має підвищити до 21 % фактор загасання коливань у порівнянні з ізотропним ВМП [9, 11].

Дослідження виявило, що у цьому ВМП виключено частини, де індукція керуючого магнітного поля занадто мала. Завдяки цьому досягнуто більш високе її середнє значення (0,6 Тл). Але при цьому не вдалося досягти колінеарності вектору індукції керуючого магнітного поля, який дотичний до магнітних силових ліній, з напрямком деформацій ВМП, який ортогональний до них.

У всіх варіантах на торцевих частинах виникають «магнітні містки», що заважає збільшувати індукцію керуючого магнітного поля. Все це вимагало подовження пошуку більш досконалої конструкції ВМП.

На рис. 3 наведено схему підвіски ТЗ з ВМП.

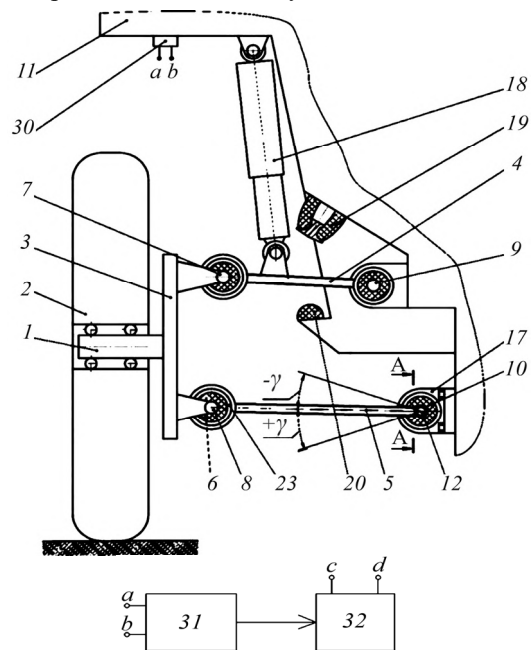


Рис. 3. Схема підвіски ТЗ з ВМП: 1 – вісь; 2 – колесо; 3 – поворотний кулак; 4 – верхній важіль; 5 – нижній важіль; 6 – ВМП; 7 – 10 – вісі; 11 – підресорений корпус; 12 – торсіонний вал; 17 – кронштейн; 18 – гідравлічний амортизатор (ГА); 19, 20 – упори; 23 – ВМП КП; 30 – блок датчиків; 31 – блок керування; 32 – джерело струму

Метою роботи є підвищення демпфуючих властивостей ВМП системи керування підвіски ТЗ, шляхом удосконалення його конструкції.

Для досягнення мети поставлено завдання:

- провести аналіз та порівняння відомих ВМП та розробити нову, удосконалену конструкцію;
- визначити середнє за перерізом ВМП значення та розподіл індукції керуючого магнітного поля;
- скласти залежність показника демпфування ВМП від індукції керуючого магнітного поля;
- порівняти показники демпфування розробленого ВМП з відомими конструкціями.

Методика проведення досліджень полягала у чисельному розрахунку магнітного поля, що виникає у МРЕ пристрої системи керування підвіски ТЗ, за допомогою програмних пакетів SOLIDWORKS® та FEMM, та визначенню демпфуючих властивостей підвіски на підставі виявленої у попередніх роботах залежності показника демпфування від індукції керуючого магнітного поля.

Об'єктом досліджень є удосконалений ВМП, який складається з котушки у вигляді тороїда, осереддя

якої виконано з анізотропного МРЕ, а котушка отримує струм від блоку живлення, при цьому значення струму встановлюється блоком керування. Дана конструкція захищена патентом України [20]. ВМП 23 (рис. 3) може бути встановлено на висях 7–10.

Слід зауважити, що відтворити анізотропний ВМП з напрямками конгломератів наповнювача, які співпадають одночасно з усіма різноманітними деформаціями пружної втулки при русі ТЗ, неможливо. Тому було створено ВМП, напрямок конгломератів наповнювача якого співпадає лише з напрямком кутових деформацій пружних втулок.

Розглянемо роботу ВМП в КП. Жорсткість КП визначається як сума приведених до колеса жорсткостей торсіонного вала 12 та ВМП 6, які можуть встановлюватися в усіх (або певній частині) шарнірів важелів. Демпфуючі сили ГА 18 та ВМП 6 приводяться до вісі колеса і складаються. Керуюче магнітне поле створюється струмом I у котушках керування 24, які електрично поєднано у послідовне коло (рис. 4–6).

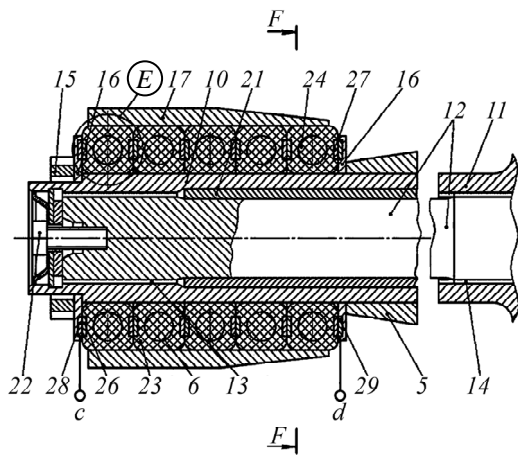


Рис. 4. Переріз А-А (за рис. 3): 6 – пружна втулка із п'яти ВМП; 10 – вісь; 11 – підресорений корпус; 12 – торсіонний вал; 13, 14 – шлицьові з'єднання; 15 – гайка; 16 – шайба; 17 – кронштейн; 21 – втулка; 22 – болтове кріплення; 23 – ВМП у вигляді тороїда; 24 – котушки керування; 26 – 29 – контактні кільця

Дане поле намагнічує феромагнітні частинки наповнювача ВМП і вони починають взаємодіяти між собою, стискаючи пужну матрицю, яка розташована між ними. Це викликає збільшення сил тертя між молекулярними структурами у матриці та, відповідно, і демпфуючих сил у підвісці, пропорційно до струму I .

Процес регулювання коливань підресореного корпусу відбувається наступним чином. Найбільш небезпечними вважаються періодичні нерівності, які на відповідній швидкості руху викликають резонансні коливання. При цьому колесо 2 переміщується по вертикалі із частотою нерівностей і передає переміщення через вісь 1 на кулак 3, верхній 4 та нижній 5 важелі, які обертаються відносно вісей 7–10, і викликають кутові деформації $\pm \gamma$ ВМП 6 на даних вісях (рис. 3).

Використання анізотропного МРЕ, у якого конгломерати феромагнітного наповнювача в процесі виготовлення розташовано колінеарно до напрямку кутових деформацій ВМП 6 та вектору індукції керуючого магнітного поля, забезпечує отримання найбільшого його впливу на їх демпфуючі властивості (рис. 6).

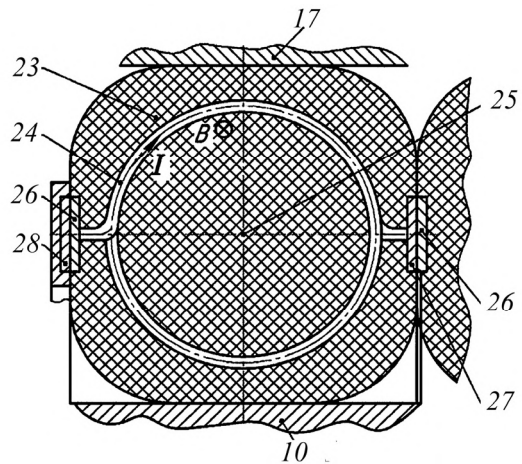


Рис. 5. Вузол Е (за рис. 4): стрілка I вказує напрямок струму у котушки керування 24; B – вектор магнітної індукції; 10 – вісь; 17 – кронштейн; 23 – ВМП; 25 – центральна вісь симетрії перерізу котушки керування 24; 26–28 – контактні кільця

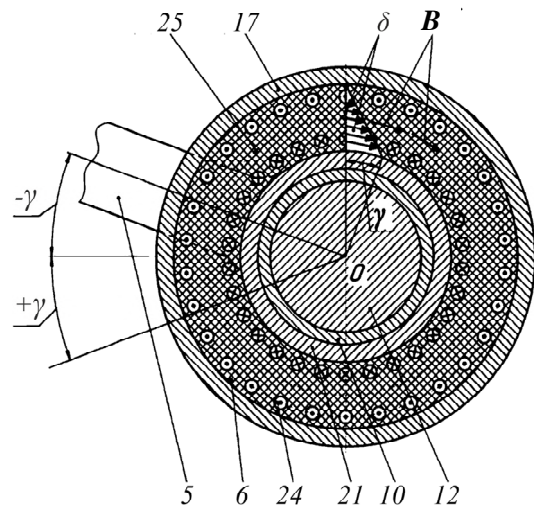


Рис. 6. Переріз F-F (за рис. 4): 12 – торсіонний вал при його повороті разом із нижнім важелем 5 на кут γ ; δ – напрямок деформації зсуву; B – вектор магнітної індукції керуючого магнітного поля; 5 – нижній важіль; 6 – ВМП; 10 – вісь; 12 – торсіонний вал; 17 – кронштейн; 21 – втулка; 24 – котушка керування; 25 – центральна вісь симетрії перерізу котушки керування 24

Виконання котушки керування 24 (рис. 4, рис. 5) з еластичного провідника струму, наприклад, із поліацетилену, модуль пружності якого наближений до модуля пружності МРЕ, виключає взаємні переміщення та тертя контактуючих поверхонь котушки керування 24 з МРЕ, що підвищить надійність роботи пристрою. При збільшенні струму у котушках керування 24 їх магнітне поле зростає, відповідно збільшаться жорсткість і демпфування ВМП 6, що викличе невелике зростання частоти власних коливань підресореного корпусу. Ця частота відрізнятиметься від частоти слідування нерівностей дорожнього профілю (збудження), в наслідок чого амплітуди резонансних коливань підресореного корпусу зменшаться. Завдяки керуванню також зростає сила демпфування у ВМП, яка додається до сили демпфування ГА. Це призведе до покращення плавності ходу ТЗ.

Результати досліджень. Для досягнення поставлених завдань було сформульовано гіпотезу: *оскільки відомо, що котушки у вигляді тороїдів концентрують*

електромагнітне поле в їх осердях, то можна очікувати, що тороподібний ВМП підвищить індукцію керуючого магнітного поля, забезпечить рівномірний її розподіл за об'ємом та виключить «магнітні містки».

Вихідними даними для досліджень були креслення ВМП (рис. 6), магнітні характеристики сталі шарніру і наповнювача МРЕ, струм і кількість витків котушки керування та її геометричні параметри:

- середній діаметр варіювався в межах 70 – 100 мм;
- діаметр радіального перерізу 15 мм;
- діаметр концентричного отвору 8 мм;
- матеріал матриці – силіконова гума;
- розмір часток наповнювача 5 – 10 мкм;
- вміст наповнювача за об'ємом 40 %;
- матеріал наповнювача – карбонільне залізо;
- відносна магнітна проникність ВМП варіювалася в межах 6 – 8,9.

Час роботи ВМП (час подачі струму до котушки керування) був прийнятий 10 с, що допомогло запобігти їх перегріву. Даний час обґрунтовано наступним. Відомо, що за статистикою важкий з точки зору плавності ходу дорожній профіль зустрічається на місцевості лише періодично, і має 4 – 6 вершин та впадин на ділянці протяжністю 30 – 50 м. При наїзді вже на третю нерівність часто спостерігається пробій підвіски та суттєве перевищення допустимих за ергономічними нормами вертикальних пришвидшень. У результаті водій ТЗ вимушений різко знижувати швидкість. Щоб запобігти цьому саме і підключаються запропоновані ВМП КП (краще автоматично, наприклад, за допомогою датчика вертикальних пришвидшень підресореного корпусу) лише на час подолання важкої ділянки. На швидкості 8 – 11 м/с це буде складати близько 5 – 7 с. Отже, час роботи ВМП з невеликим запасом можна прийняти за 10 с. Це допоможе зберегти необхідну плавність ходу без зниження швидкості руху. У разі виходу ВМП з ладу ТЗ залишиться зі штатною підвіскою, що забезпечить його надійність.

Кінцево-елементна сітка створювалася програмним пакетом FEMM у автоматичному режимі з можливістю її коригування для уточнення результатів досліджень. З використанням програми SOLIDWORKS® складено розрахункову схему та постанову задачі розрахунку магнітного поля ВМП (рис. 7). Після завдання параметрів, конструктивних матеріалів, а також формування обмотки котушки керування, програма FEMM візуалізувала магнітне поле у вигляді силових ліній. Приклади результатів розрахунків наведено на рис. 7, 8.

Розрахунок магнітного поля проведено на перерізі твірного кола тороїда, який обумовлює конструкцію ВМП. Прийнято припущення, що частина кола обертання тороїду за товщиною розрахункової області, є прямою. Таким чином, розрахункова область стає циліндричною за формою, радіус якої обумовлено радіусом твірного кола тороїду. З урахуванням припущення, магнітне поле тороїду можливо визначити при аксіально симетричній постановці задачі. Вісь симетрії буде дотичною до кола обертання тороїду.

Граничні умови: за границею *A* векторний магнітний потенціал дорівнює нулю, за границями *B* та *C* прийнято періодичні граничні умови. У розрахунко-

вій області 1 – матеріал ВМП, 2 – поліацетилен, що є обмоткою з керуючим струмом, 3 – сталь.

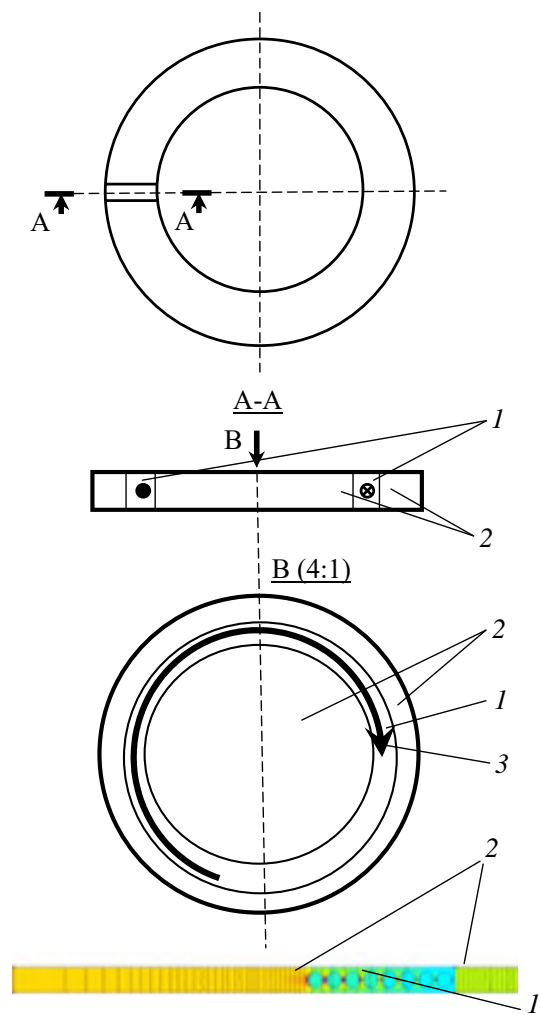


Рис. 7. До постановки задачі розрахунку магнітного поля:
1 – область зі струмом; 2 – ВМП; 3 – струм

На рис. 8 наведено розрахункову область ВМП. Дослідження виявило, що при струмі в обмотці 7,18 А, МРС $F = 17232$ А, щільності струму $J = 42$ А/мм², розподіл магнітної індукції у ВМП близький до рівномірного – в середньому 0,85 Тл, тобто найбільша серед інших варіантів конструкцій. Зони, де індукція не перевищує 0,1 Тл, (що у 2,5 менше за її середню величину), та «магнітні містки» (де індукція більша за 1 Тл і частки наповнювача досягли магнітного насичення) – відсутні. Густина струму на контактах (рис. 5 поз. 26 – 28) невисока і складає 2,4 А/мм², тому що площа контакту значно більша за площу перерізу обмотки. Котушка ВМП живиться струмом в імпульсному режимі з ефективним охолодженням – роль радіатора виконує поверхня вузлів ходової частини ТЗ, що обдувається повітрям. Розрахунки перегріву ВМП довели, що його температура за цикл роботи не перевищує 45 – 47 °С.

Результати дослідження шляхом комп'ютерного моделювання залежності середньої індукції керуючого магнітного поля від середнього діаметру та відносної магнітної проникності удосконаленого ВМП наведено на рис. 9.

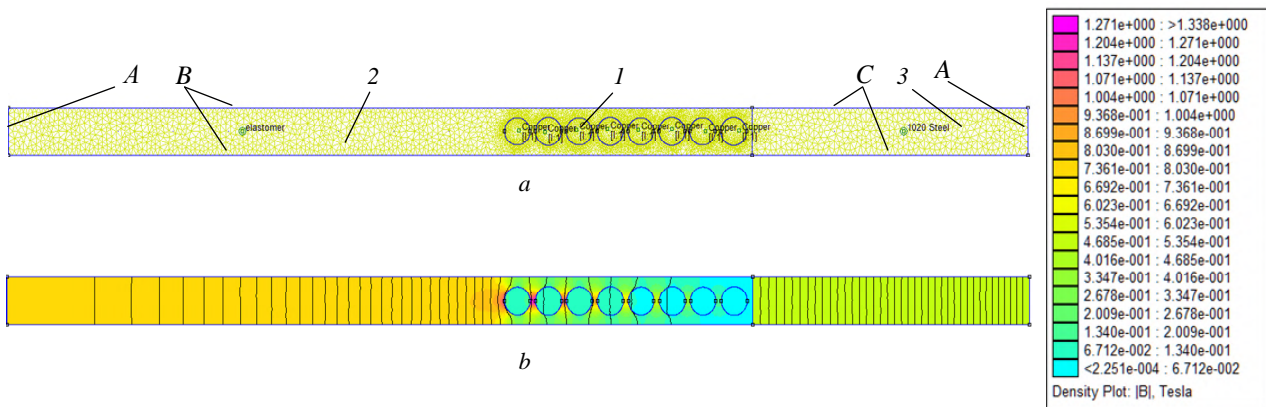


Рис. 8. Постановка (а) та результати вирішення (b) задачі розрахунку магнітного поля ВМП

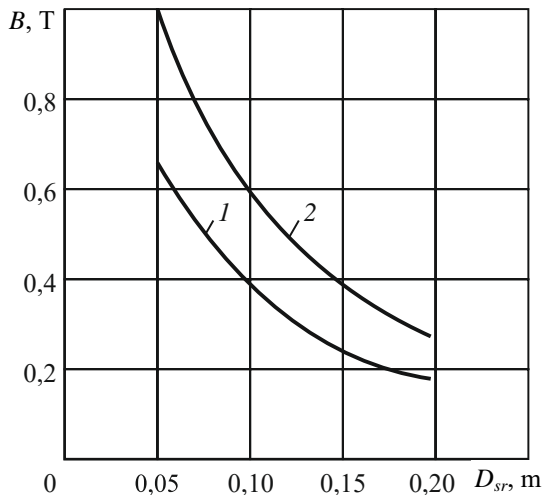


Рис. 9. Залежність середньої індукції керуючого магнітного поля від середнього діаметру ВМП та його відносної магнітної проникності: 1 – $\mu = 6$; 2 – $\mu = 8,9$

Як видно з рис. 9, зменшення середнього діаметру тороїда ВМП сприяє підвищенню індукції керуючого магнітного поля, а збільшення – навпаки, дещо зменшує його. Збільшення відносної магнітної проникності доцільно, тому що це пропорційно збільшує індукцію керуючого магнітного поля ВМП.

При наближенні наповнювача ВМП до стану магнітного насичення відносна магнітна проникність починає зменшуватися, що, відповідно, впливає на індукцію керуючого магнітного поля та на демпфуючі властивості ВМП. Тому на величини МРС та керуючого електричного струму накладено відповідні обмеження.

Для оцінки демпфуючих властивостей удосконаленого ВМП у вигляді тороїда використано результати досліджень, що викладені у [18], де було експериментально досліджено зразки завтовшки 10 мм із анізотропного МРЕ, який містить 40 % (за об'ємом) наповнювача (карбонільного заліза). Напрямок конгломератів у МРЕ співпадав із напрямком деформацій зразків та вектором керуючого магнітного поля. Оскільки це співпадає з особливостями удосконаленого ВМП, то можна припустити, що їх демпфуючі властивості будуть достатньо наближені між собою.

З урахуванням цього, складено залежності показника демпфування від індукції керуючого магнітного поля для близьких до лінійних частин кривих намагнічування МРЕ, коли частинки наповнювача ще не досягли магнітного насичення:

$$D = 0,038 + 0,075B. \quad (2)$$

Отже, при збільшенні індукції керуючого магнітного поля до 0,6 Тл відносний показник демпфування зростає за лінійним законом від 0,038 до 0,083, тобто у 2,2 рази. При цьому амплітуди коливань маси на зразках із МРЕ зменшувалися удвічі [18].

З використанням залежності (2) розраховано відносний показник демпфування ВМП D_V у вигляді тора при індукції керуючого магнітного поля $B = 0,85$ Тл, що була у ньому досягнута (рис. 7, 8):

$$D_V = 0,102; \quad (3)$$

$$\Delta D_V = 0,102 / 0,038 = 2,68. \quad (4)$$

Таким чином, показник демпфування зріс у 2,68 рази у порівнянні з випадком, коли керуюче магнітне поле відсутнє. Це на 22 % більше, ніж було досягнуто у попередніх конструкціях ВМП (рис. 1, 2).

Оцінювання ефективності удосконаленого ВМП у вигляді тора проведено шляхом порівняння за відносним показником демпфування та за силою не пружного опору ($\text{H}/(\text{м}/\text{с})$ або $\text{кг}/\text{с}$) двох ТЗ. Перший з них обладнано підвіскою, що містить пружні шарніри із гуми, а другий – пружні шарніри з ВМП у вигляді тора.

На демпфуючі властивості гуми магнітне поле не впливає, тому її відносний показник демпфування D_r , який отримано при стендових випробуваннях, є постійним і дорівнює

$$D_r = 0,035. \quad (5)$$

Експериментально отримана сила не пружного опору ГА штатної підвіски одного з ТЗ дорівнює:

$$\beta_a = 4000 \text{ кг}/\text{с}. \quad (6)$$

Для визначення сили не пружного опору підвіски з ВМП використаємо відому залежність для критичного коефіцієнту опору β_k коливальної системи $[\text{кг}/\text{с}]$:

$$\beta_k = 2 \cdot (C \cdot m)^{0,5}, \quad (7)$$

де m – маса, що бере участь у коливаннях; C – жорсткість підвіски.

При масі $m = 2000$ кг частини корпусу, яка припадає на одне колесо ТЗ, та жорсткості пружної підвіски $C = 117800$ Н/м, критична сила не пружного опору підвіски з удосконаленим ВМП β_{kv} складе

$$\beta_{kv} = 2 \cdot (117800 \cdot 2000)^{0,5} = 30699 \text{ кг}/\text{с}. \quad (8)$$

Сила не пружного опору підвіски ТЗ з ВМП без ГА β_v

$$\beta_v = 0,102 \cdot 30699 = 3099 \text{ кг}/\text{с}. \quad (9)$$

Сила не пружного опору підвіски ТЗ з ГА та пружними шарнірами важелів із ВМП β_{av}

$$\beta_{av} = 4000 + 3099 = 7099 \text{ кг}/\text{с}. \quad (10)$$

Сила не пружного опору підвіски ТЗ з гумовими шарнірами без ГА β_r ,

$$\beta_r = 0,035 \cdot 30699 = 1074 \text{ кг/с.} \quad (11)$$

Сила не пружного опору підвіски ТЗ з ГА та пружними шарнірами важелів із гуми β_{ar}

$$\beta_{ar} = 4000 + 1074 = 5074 \text{ кг/с.} \quad (12)$$

Відносний показник демпфування коливань підвіски ТЗ з ГА та пружними шарнірами важелів із гуми складає

$$D_{ar} = (\beta_a + \beta_r) / \beta_k; \quad (13)$$

$$D_{ar} = (4000 + 1074) / 30699 = 0,165. \quad (14)$$

Відносний показник демпфування коливань підвіски ТЗ з ГА та пружними шарнірами важелів із удосконаленим ВМП складає

$$D_{ar} = (\beta_a + \beta_r) / \beta_k; \quad (15)$$

$$D_{ar} = (4000 + 3099) / 30699 = 0,231. \quad (16)$$

Вочевидь, завдяки збільшенню у $7099/5074 = 1,4$ рази сили не пружного опору підвіски при обладнанні її удосконаленим ВМП суттєво поліпшуються демпфуючі якості і плавність ходу ТЗ.

Для оцінки ефективності керування демпфуванням підвіски ТЗ на рис. 10 наведено залежності відносного показника демпфування коливань від індукції керуючого магнітного поля для варіантів конструкцій ВМП та штатної підвіски колісного ТЗ.

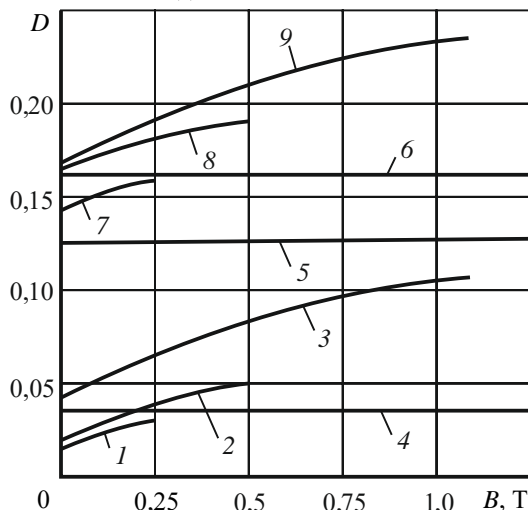


Рис. 10. Залежності відносного показника демпфування коливань підвіски від індукції керуючого магнітного поля ВМП.

Експериментальні: 1 – перший та другий варіанти ВМП; 2 – третій варіант ВМП; 3 – удосконалений ВМП; 4 – гумові пружні шарніри; 5 – ГА; 6 – штатна підвіска з ГА та гумовими пружними шарнірами. *Розрахункові:* підвіска з ГА та пружними шарнірами: 7 – за першим та другим варіантами ВМП; 8 – за третім варіантом ВМП; 9 – з удосконаленим ВМП

Графіки на рис. 10 дозволяють провести порівняння ефективності рядку підвісок ТЗ. Графік 1 доводить, що ВМП за першим та другим варіантами конструкцій, має відносний показник демпфування коливань не більше за 0,03. При встановленні його до підвіски разом із штатним ГА (5) реалізується відносний показник демпфування коливань не більший за 0,16, (7), тобто на мінімальному рівні рекомендованого (0,15 – 0,25) для ТЗ. Причини цього пов'язані із наявністю у ВМП об'єму з надто малою індукцією керуючого магнітного поля, «магнітними містками» на торцевих частинах магнітного кола пружного шарніру та відсутністю колінеарності вектору індукції керуючого

магнітного поля з напрямками конгломератів наповнювача і деформацій ВМП.

Графік 2 доводить, що ВМП за третім варіантом конструкції, має відносний показник демпфування коливань 0,05. При встановленні його до підвіски разом із штатним ГА (5) реалізується відносний показник демпфування коливань 0,18 (8), тобто на мінімальному рівні. Причиною цього є поява «магнітних містків» та відсутність колінеарності вектору індукції керуючого магнітного поля з напрямками деформацій та конгломератів наповнювача.

Графік 4 доводить, що штатні гумові пружні шарніри відтворюють відносний показник демпфування коливань на рівні 0,035. При встановленні їх до підвіски разом із штатним ГА (5) реалізується відносний показник демпфування коливань (6) на рівні 0,165, тобто майже мінімальний рекомендований. Це підтверджує експериментальними дослідженнями руху ТЗ по дорогам з важким профілем, в процесі яких виявлено, що на таких дорогах демпфування не вистає, а штатні ГА перегріваються [1].

Графік 3 доводить, що обладнання підвіски ТЗ удосконаленим варіантом конструкції ВМП відтворює відносний показник демпфування коливань на рівні 0,102. При встановленні ВМП до підвіски разом із штатним ГА (5) реалізується відносний показник демпфування коливань 0,231 (9), що наближено до його максимально рекомендованого значення (0,25). Причина цього полягає в наступному: забезпечено колінеарність вектору індукції керуючого магнітного поля з напрямками деформацій та конгломератів наповнювача ВМП, керуюче магнітне поле концентровано лише у тороїді та рівномірно розподілено в його об'ємі, а «магнітні містки» відсутні.

Збільшення при керуванні підвіскою відносного показника демпфування коливань від 0,165 до 0,231 (тобто у 1,4 рази), має суттєво поліпшити плавність ходу ТЗ.

Висновки.

1. Аналіз джерел виявив, що магнітореологічні еластоміри мають певні перспективи щодо використання у технічних пристроях. Відомим конструкціям виконавчих магнітореологічних пристроїв (ВМП) керованих підвісок (КП) транспортних засобів (ТЗ) притаманні недоліки: неможливо досягти необхідної за значенням індукції керуючого магнітного поля, спрямувати її уздовж конгломератів феромагнітного наповнювача та деформацій, і наявність зон, де вона занадто мала, що знижує ефективність керування КП.

2. Удосконалено та запатентовано конструкцію ВМП, що позбавлений згаданих недоліків, який виконано у вигляді тороїдів з котушками керування із струмопровідного пружного полімеру.

3. Виявлено, що середнє значення індукції керуючого магнітного поля удосконаленого ВМП досягає 0,85 Тл (тобто межі, де феромагнітний наповнювач тільки починає магнітно насичуватися, а графік намагнічування близький до лінійного, і його відносна магнітна проникність найбільша і майже постійна), а зони, де індукція занадто мала – відсутні.

4. Складено залежність показника демпфування зразків із МРЕ від індукції керуючого магнітного поля, яка дозволяє на стадії проектування КП прогнозувати її демпфуючі якості.

5. Порівняно ефективність підвісок з удосконаленим ВМП та із штатною підвіскою, що містить пружні шарніри із гуми, за відносним показником демпфування. Відносний показник демпфування коливальних підвіски ТЗ з штатним гідравлічним амортизатором та пружними шарнірами важелів із удосконаленим ВМП при найбільшому струмі керування складає 0,231, що у 1,4 рази більше, ніж у штатної підвіски, що позитивно вплине на плавність ходу ТЗ.

6. Напрямки подальших досліджень полягають у оптимізації параметрів котушок керування для забезпечення їх захисту від перегріву.

Конфлікт інтересів. Автори статті декларують відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Дущенко В.В., Маслів А.О. Використання інтелектуальних матеріалів у вузлах систем підресорювання перспективних військових гусеничних і колісних машин. *Військово-технічний збірник*, 2016, № 14, С. 7-13. doi: <https://doi.org/10.33577/2312-4458.14.2016.7-13>.
2. Zou Z., Zhang H., Liao C., Wang N., Choi S.-B. Hydrodynamic behaviors of settled magnetorheological fluid redispersion under active dispersing mechanism: simulation and experiment. *Smart Materials and Structures*, 2022, vol. 31, no. 9, art. no. 097001. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-665X/ac86b0>.
3. Deng L., Sun S., Jin S., Li Z., Du H., Zhang S., Li W. Development of a new magnetorheological impact damper with low velocity sensitivity. *Smart Materials and Structures*, 2022, vol. 31, no. 9, art. no. 095042. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-665X/ac864d>.
4. Zhang J., Qiao Y., Zhang M., Zhai P. Magnetorheological behavior of isotropic silicone rubber-based magnetorheological elastomers under coupled static-dynamic compressive loads. *Smart Materials and Structures*, 2022, vol. 31, no. 9, art. no. 095010. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-665X/ac7d24>.
5. Erenchun A., Prieto B., Artetxe G., Gil-Negrete N. Practical design of an electromagnet for the compression characterization of magnetorheological elastomers. *Smart Materials and Structures*, 2022, vol. 31, no. 9, art. no. 095005. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-665X/ac7bbe>.
6. Ahamed R., Choi S.-B., Ferdaus M.M. A state of art on magnetorheological materials and their potential applications. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2018, vol. 29, no. 10, pp. 2051-2095. doi: <https://doi.org/10.1177/1045389X18754350>.
7. Bastola A.K., Paudel M., Li L. Magnetic circuit analysis to obtain the magnetic permeability of magnetorheological elastomers. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2018, vol. 29, no. 14, pp. 2946-2953. doi: <https://doi.org/10.1177/1045389X18781046>.
8. Behrooz M., Wang X., Gordaninejad F. Performance of a new magnetorheological elastomer isolation system. *Smart Materials and Structures*, 2014, vol. 23, no. 4, art. no. 045014. doi: <https://doi.org/10.1088/0964-1726/23/4/045014>.
9. Dargahi A., Sedaghati R., Rakheja S. On the properties of magnetorheological elastomers in shear mode: Design, fabrication and characterization. *Composites Part B: Engineering*, 2019, vol. 159, pp. 269-283. doi: <https://doi.org/10.1016/j.compositesb.2018.09.080>.
10. Krautz M., Werner D., Schrödner M., Funk A., Jantz A., Popp J., Eckert J., Waske A. Hysteretic behavior of soft magnetic elastomer composites. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2017, vol. 426, pp. 60-63. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2016.11.048>.
11. Agirre-Olabide I., Kuzhir P., Elejabarrieta M.J. Linear magneto-viscoelastic model based on magnetic permeability components for anisotropic magnetorheological elastomers. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2018, vol. 446, pp. 155-161. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2017.09.017>.
12. Васько В.М., Гребенюк С.Н., Решева Е.С. Определение напряженно-деформированного состояния эластомерного виброизолятора. *Вісник Запорізького національного університету. Фізико-математичні науки*, 2015, № 3, С. 36-41.
13. Wang Q., Dong X., Li L., Ou J. Study on an improved variable stiffness tuned mass damper based on conical magnetorheological elastomer isolators. *Smart Materials and Structures*, 2017, vol. 26, no. 10, art. no. 105028. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-665X/aa81e8>.

14. Erenchun A., Prieto B., Artetxe G., Gil-Negrete N. Practical design of an electromagnet for the compression characterization of magnetorheological elastomers. *Smart Materials and Structures*, 2022, vol. 31, no. 9, art. no. 095005. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-665X/ac7bbe>.
15. Kawasetsu T., Horii T., Ishihara H., Asada M. Flexible Tri-Axis Tactile Sensor Using Spiral Inductor and Magnetorheological Elastomer. *IEEE Sensors Journal*, 2018, vol. 18, no. 14, pp. 5834-5841. doi: <https://doi.org/10.1109/JSEN.2018.2844194>.
16. Qi S., Guo H., Chen J., Fu J., Hu C., Yu M., Wang Z.L. Magnetorheological elastomers enabled high-sensitive self-powered tribo-sensor for magnetic field detection. *Nanoscale*, 2018, vol. 10, no. 10, pp. 4745-4752. doi: <https://doi.org/10.1039/C7NR09129J>.
17. Sun S., Yang J., Yildirim T., Du H., Alici G., Zhang S., Li W. Development of a nonlinear adaptive absorber based on magnetorheological elastomer. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2018, vol. 29, no. 2, pp. 194-204. doi: <https://doi.org/10.1177/1045389X17733053>.
18. Dushchenko V.V., Masliev V.G., Naniyevskiy R.A., Masliev A.O. Application of magnetorheological elastomers for performance control of cushioning systems for wheeled vehicles. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 5, pp. 50-59. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.5.09>.
19. Дущенко В.В., Маслів А.О. Патент 110476UA. Підвіска з регулюванням жорсткості та демпфування. 2016. Бюл. № 19.
20. Дущенко В.В., Маслів А.О., Маслів В.Г. Патент 149223UA. Регульована підвіска транспортного засобу. 2021. Бюл. № 43.

REFERENCES

1. Dushchenko V.V., Masliev A.O. Use of materials intelligent systems at the nodes cushioning prospective military tracked and wheeled vehicles. *Military Technical Collection*, 2016, no. 14, pp. 7-13. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.33577/2312-4458.14.2016.7-13>.
2. Zou Z., Zhang H., Liao C., Wang N., Choi S.-B. Hydrodynamic behaviors of settled magnetorheological fluid redispersion under active dispersing mechanism: simulation and experiment. *Smart Materials and Structures*, 2022, vol. 31, no. 9, art. no. 097001. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-665X/ac86b0>.
3. Deng L., Sun S., Jin S., Li Z., Du H., Zhang S., Li W. Development of a new magnetorheological impact damper with low velocity sensitivity. *Smart Materials and Structures*, 2022, vol. 31, no. 9, art. no. 095042. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-665X/ac864d>.
4. Zhang J., Qiao Y., Zhang M., Zhai P. Magnetorheological behavior of isotropic silicone rubber-based magnetorheological elastomers under coupled static-dynamic compressive loads. *Smart Materials and Structures*, 2022, vol. 31, no. 9, art. no. 095010. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-665X/ac7d24>.
5. Erenchun A., Prieto B., Artetxe G., Gil-Negrete N. Practical design of an electromagnet for the compression characterization of magnetorheological elastomers. *Smart Materials and Structures*, 2022, vol. 31, no. 9, art. no. 095005. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-665X/ac7bbe>.
6. Ahamed R., Choi S.-B., Ferdaus M.M. A state of art on magnetorheological materials and their potential applications. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2018, vol. 29, no. 10, pp. 2051-2095. doi: <https://doi.org/10.1177/1045389X18754350>.
7. Bastola A.K., Paudel M., Li L. Magnetic circuit analysis to obtain the magnetic permeability of magnetorheological elastomers. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2018, vol. 29, no. 14, pp. 2946-2953. doi: <https://doi.org/10.1177/1045389X18781046>.
8. Behrooz M., Wang X., Gordaninejad F. Performance of a new magnetorheological elastomer isolation system. *Smart Materials and Structures*, 2014, vol. 23, no. 4, art. no. 045014. doi: <https://doi.org/10.1088/0964-1726/23/4/045014>.
9. Dargahi A., Sedaghati R., Rakheja S. On the properties of magnetorheological elastomers in shear mode: Design, fabrication and characterization. *Composites Part B: Engineering*, 2019, vol. 159, pp. 269-283. doi: <https://doi.org/10.1016/j.compositesb.2018.09.080>.
10. Krautz M., Werner D., Schrödner M., Funk A., Jantz A., Popp J., Eckert J., Waske A. Hysteretic behavior of soft magnetic elastomer composites. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2017, vol. 426, pp. 60-63. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2016.11.048>.
11. Agirre-Olabide I., Kuzhir P., Elejabarrieta M.J. Linear magneto-viscoelastic model based on magnetic permeability components for anisotropic magnetorheological elastomers. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2018, vol. 446, pp. 155-161. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2017.09.017>.
12. Васько В.М., Гребенюк С.Н., Решева Е.С. Определение напряженно-деформированного состояния эластомерного виброизолятора. *Вісник Запорізького національного університету. Фізико-математичні науки*, 2015, № 3, С. 36-41.
13. Wang Q., Dong X., Li L., Ou J. Study on an improved variable stiffness tuned mass damper based on conical magnetorheological elastomer isolators. *Smart Materials and Structures*, 2017, vol. 26, no. 10, art. no. 105028. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-665X/aa81e8>.

12. Vasco V.M., Grebenuyk S.M., Reshevskaya E.S. A determination of stress-strain state of elastomeric isolator. *Bulletin of Zaporizhzhia National University. Physical & Mathematical Sciences*, 2015, no. 3, pp. 36-41. (Rus).
13. Wang Q., Dong X., Li L., Ou J. Study on an improved variable stiffness tuned mass damper based on conical magnetorheological elastomer isolators. *Smart Materials and Structures*, 2017, vol. 26, no. 10, art. no. 105028. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-665X/aa81e8>.
14. Erenchun A., Prieto B., Artetxe G., Gil-Negrete N. Practical design of an electromagnet for the compression characterization of magnetorheological elastomers. *Smart Materials and Structures*, 2022, vol. 31, no. 9, art. no. 095005. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-665X/ac7bbe>.
15. Kawasetsu T., Horii T., Ishihara H., Asada M. Flexible Tri-Axis Tactile Sensor Using Spiral Inductor and Magnetorheological Elastomer. *IEEE Sensors Journal*, 2018, vol. 18, no. 14, pp. 5834-5841. doi: <https://doi.org/10.1109/JSEN.2018.2844194>.
16. Qi S., Guo H., Chen J., Fu J., Hu C., Yu M., Wang Z.L. Magnetorheological elastomers enabled high-sensitive self-powered tribo-sensor for magnetic field detection. *Nanoscale*, 2018, vol. 10, no. 10, pp. 4745-4752. doi: <https://doi.org/10.1039/C7NR09129J>.
17. Sun S., Yang J., Yildirim T., Du H., Alici G., Zhang S., Li W. Development of a nonlinear adaptive absorber based on magnetorheological elastomer. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2018, vol. 29, no. 2, pp. 194-204. doi: <https://doi.org/10.1177/1045389X17733053>.
18. Dushchenko V.V., Masliev V.G., Naniivskiy R.A., Masliev A.O. Application of magnetorheological elastomers for performance control of cushioning systems for wheeled vehicles. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 5, pp. 50-59. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.5.09>.
19. Dushchenko V., Masliev A. *Suspension with adjustable stiffness and damping*. Patent UA, no. 110476. 2016. (Ukr).
20. Dushchenko V., Masliev A., Masliev V. *Adjustable vehicle suspension*. Patent UA, no. 149223. 2021. (Ukr).

Надійшла (Received) 22.09.2023
 Прийнята (Accepted) 17.03.2024
 Опублікована (Published) 20.08.2024

Дуценко Владислав Васильович¹, д.т.н., проф.,
 Любарський Борис Григорович¹, д.т.н., проф.,
 Маслієв Антон Олегович¹, доктор філософії,
 Нанівський Роман Антонович³, к.т.н., доц.,
 Маслієв Вячеслав Георгійович¹, д.т.н., проф.,
 Агапов Олег Миколайович¹, к.т.н., доц.,
 Якунін Дмитро Ігорович¹, к.т.н., доц.,
¹ Національний технічний університет
 «Харківський політехнічний інститут»,
 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,
 e-mail: viacheslav.masliev@khpri.edu.ua (Corresponding Author)
² Збройні Сили України
³ Національна академія сухопутних військ
 імені гетьмана Петра Сагайдачного,
 79026, Львів, вул. Героїв Майдану, 32.

V.V. Dushchenko¹, B.G. Liubarskyi¹, A.O. Masliev²,
 R.A. Naniivskiy³, V.G. Masliev¹, O.M. Ahapov¹, D.I. Iakunin¹
¹ National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
 2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.
² Armed Forces of Ukraine.
³ Hetman Petro Sahaidachnyi National Army Academy,
 32, Heroes of Maidan Str., Lviv, 79026, Ukraine.

Increasing the damping properties of the magnetorheological actuator of the vehicle suspension control system.

Introduction. In accordance with one of the ways of solving the problem of increasing the smoothness of the vehicles, a controlled suspension is proposed, which is created on the basis of the use of «smart» materials – magnetorheological elastomers, the mechanical properties of which, in particular, damping, can

be changed with the help of a controlling magnetic field. This is implemented with the help of the magnetorheological actuator of the suspension control system, which has the form of an elastic bushing of the suspension arm, consisting of several electrically connected in series toroid-like coils (with a core of magnetorheological elastomer). The device is powered by current, the value of which is controlled by the operator, or automatically, depending on the road profile and driving mode. Magnetorheological actuators (elastic bushings) are placed in the holes of the suspension levers instead of standard rubber ones and combined with a controlled current source. Thus, the suspension becomes controllable, which makes it possible to set the necessary vibration damping of the vehicle body to increase its smoothness. **Problem.** The disadvantage of the previous designs of the magnetorheological actuator is the insufficient amount of the magnetic flux density and the unevenness of its distribution within the elastic bushings. As a result, the damping properties of such controlled suspensions become insufficiently effective, which reduces the possibility of increasing the smoothness of the vehicles. **The purpose** of the work is to increase the damping properties of the magnetorheological actuator of the vehicle suspension control system, which will increase the control efficiency. **The task** is to improve the design of the performing magnetorheological device, to carry out calculations and develop a calculation scheme of the study, to determine the average magnetic flux density value and its distribution across the cross-section of the device, to calculate the dependence of the device damping indicator on the magnetic flux density, to compare the damping indicators of the improved device with previously known ones. **Methodology.** Research tasks were solved on the basis of magnetic field analysis using methods of magnetic field theory and SOLIDWORKS® and FEMM software packages, as well as analysis of the dependence of the damping properties of bushings from magnetorheological elastomers on magnetic flux density. A description of the design and principle of operation of the magnetorheological actuator of the vehicle suspension characteristics control system is given, based on which the calculation scheme was developed. **Results.** The results of research calculations showed that the average value of magnetic flux density in the proposed design of the device reached 0.85 T, its distribution became fairly uniform, and there were no zones where it was abnormally small. For the first time, the dependence of the damping index on the magnetic flux density of the controlling magnetic field has signs of scientific novelty. It was found that this indicator for the proposed design of the device increased by 22 % compared to previous other designs, which will increase the efficiency of the control system and the smoothness of the vehicle. A positive result was achieved due to the following features of the proposed design of the suspension actuator: the elastic sleeve consists of several coaxially located actuators made of anisotropic magnetorheological elastomer, in which the conglomerates of the ferromagnetic filler during the manufacturing process are located collinear to the direction of the angular deformations of the sleeve and the control magnetic field flux density vector, and the devices have control coils located on their surfaces, which are made of conductive elastic elastomer and electrically connected in a series circuit. **Originality.** The control method, previous designs and construction of this controlled suspension are protected by patents of Ukraine. **Practical value.** The direction of further research is to optimize the parameters of the control coils in order to reduce the energy consumption for them and to protect them from overheating. References 20, figures 10.

Key words: magnetic field, magnetorheological actuator, anisotropic magnetorheological elastomer, control system, vehicle suspension, damping.

How to cite this article:

Dushchenko V.V., Liubarskyi B.G., Masliev A.O., Naniivskiy R.A., Masliev V.G., Ahapov O.M., Iakunin D.I. Increasing the damping properties of the magnetorheological actuator of the vehicle suspension control system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 5, pp. 77-86. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.5.11>

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

Довідки за телефонами: +38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович

Передплатний індекс: 01216