

**науково-практичний
журнал 2024/3**



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
Електроізоляційна та кабельна техніка
Електричні станції, мережі і системи

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 Mechanical Engineering Problems 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, Corresponding member 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 (IED of NASU), 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 Mechanical Engineering Problems of NAS of Ukraine, Kharkiv, Ukraine
Kyrylenko O.V.	Professor, Academician of NAS of Ukraine, IED of NASU, 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, IED of NASU, Kyiv, Ukraine
Reutskiy S.Yu.	PhD, Anatolii Pidhornyi Institute of Mechanical Engineering Problems 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, O.M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv, Ukraine
Yatchev I.	Professor, Technical University of Sofia, Bulgaria
Zagirnyak M.V.	Professor, Member of NAES of Ukraine, 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», Kyrpychova 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 22.04.2024 р. Формат 60 × 90 ¼. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,75.

Наклад 50 прим. Зам. № 66/172-03-2024. Ціна договірна. Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Bolyukh V.F., Kocherga O.I. Efficiency of multi-armature linear pulse electromechanical power and speed converters	3
Заблодський М.М., Чуєнко Р.М., Ковальчук С.І., Кругляк Г.В., Ковальчук О.І. Внутрішня ємнісна компенсація реактивної потужності шнекового електромеханічного перетворювача	11

Електротехнічні комплекси та системи

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. The method for design of combined electromagnetic shield for overhead power lines magnetic field.....	22
Rouaibia R., Djeghader Y., Moussaoui L. Artificial neural network and discrete wavelet transform for inter-turn short circuit and broken rotor bars faults diagnosis under various operating conditions	31

Промислова електроніка

Lahlaci M.E., Miloudi M., Miloudi H. Experimental electromagnetic compatibility of conducted electromagnetic interferences from an IGBT and a MOSFET in the power supply	38
Ромашко В.Я., Батрак Л.М., Абакумова О.О. Отримання максимуму потужності від джерела за допомогою імпульсних регуляторів підвищувально-понижувального типу, що працюють на акумулятор	44

Теоретична електротехніка

Vasetsky Yu.M. Analytical determination of a quasi-stationary electromagnetic field created by magnetic moments and eddy currents in conducting half-space.....	48
---	----

Інженерна електрофізика. Техніка сильних електричних та магнітних полів

Баранов М.І., Буряковський С.Г. Електротехнічне обладнання для генерування і вимірювання повного імпульсного струму штучної блискавки в умовах високовольтної електрофізичної лабораторії	55
---	----

Електроізоляційна та кабельна техніка

El Sherkawy E., Nasrat L.S., Rihan M. The effect of thermal ageing on electrical and mechanical properties of thermoplastic nanocomposite insulation of power high-voltage cables.....	66
--	----

Електричні станції, мережі і системи

Boudechiche G., Aissa O., Sarra M., Griche I. Solar shunt active power filter based on optimized direct power control strategy with disturbance rejection principle.....	72
--	----

TABLE OF CONTENTS

Electrical Machines and Apparatus

Bolyukh V.F., Kocherga O.I. Efficiency of multi-armature linear pulse electromechanical power and speed converters	3
Zablodskiy M.M., Chuenko R.M., Kovalchuk S.I., Kruhliak H.V., Kovalchuk O.I. Internal capacitive compensation of the reactive power of the screw electromechanical converter	11

Electrotechnical Complexes and Systems

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. The method for design of combined electromagnetic shield for overhead power lines magnetic field.....	22
Rouaibia R., Djeghader Y., Moussaoui L. Artificial neural network and discrete wavelet transform for inter-turn short circuit and broken rotor bars faults diagnosis under various operating conditions	31

Industrial Electronics

Lahlaci M.E., Miloudi M., Miloudi H. Experimental electromagnetic compatibility of conducted electromagnetic interferences from an IGBT and a MOSFET in the power supply	38
Romashko V.Y., Batrak L.M., Abakumova O.O. Obtaining the maximum power from the source using step-up and step-down type pulse regulators that work on battery.....	44

Theoretical Electrical Engineering

Vasetsky Yu.M. Analytical determination of a quasi-stationary electromagnetic field created by magnetic moments and eddy currents in conducting half-space.....	48
---	----

Engineering Electrophysics. High Electric and Magnetic Fields Engineering

Baranov M.I., Buriakovskiy S.G. Electrical engineering equipment for generating and measuring of complete pulse current of artificial lightning in the conditions of high-voltage electrophysics laboratory..... 55

Electrical Insulation and Cable Engineering

El Sherkawy E., Nasrat L.S., Rihan M. The effect of thermal ageing on electrical and mechanical properties of thermoplastic nanocomposite insulation of power high-voltage cables..... 66

Power Stations, Grids and Systems

Boudechiche G., Aissa O., Sarra M., Griche I. Solar shunt active power filter based on optimized direct power control strategy with disturbance rejection principle..... 72

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 2022 – 1.5; H-індекс – 6, квартиль – Q3; SJR 2022 – 0.178, SNIP 2022 – 0.497; IPP – 0.61.



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.urau.ua>).

V.F. Bolyukh, O.I. Kocherga

Efficiency of multi-armature linear pulse electromechanical power and speed converters

Introduction. High-speed linear pulse electromechanical converters (LPEC) provide acceleration of the executive element in a short active section to high speed with significant displacement, while power-purpose LPECs create powerful power impulses of the executive element on the object of influence with minor movements. One of the areas of improvement of LPEC is the creation of multi-armature structures. **Methodology.** To analyze the electromechanical characteristics and indicators of LPEC, a mathematical model was used, which takes into account the interconnected electrical, magnetic, mechanical and thermal processes that occur when connected to a pulse energy source with a capacitive energy storage. The main results of the calculations were performed in the COMSOL Multiphysics software environment and confirmed by experimental studies in laboratory conditions. **Results.** The features of the electromechanical processes of multi-armature LPECs are established and their indicators are determined. With the help of efficiency criteria, which take into account electrical, power, speed and magnetic indicators in a relative form with different options for their evaluation strategy, it was established that multi-armature LPECs for power purposes have increased efficiency, and for high-speed LPECs the use of multi-armature configurations is impractical. The conducted experimental studies confirm the reliability of the calculated results. **Originality.** It has been established that almost all multi-armature LPECs for power purposes have higher efficiency compared to a converter with one armature, and for high-speed LPECs it is advisable to use traditional LPECs with one armature. **Practical value.** On the basis of multi-armature LPECs, models of an electromagnetic UAV catapult, a magnetic pulse press for ceramic powder materials, an electromechanical device for dumping ice and snow deposits from a power line wire, a device for destroying information on a solid-state digital SSD drive have been developed and tested. References 20, tables 4, figures 8.

Key words: linear pulsed electromechanical converter, multi-armature configuration, continuous electrically conductive armature, coil armature, ferromagnetic armature, efficiency criterion, experimental studies.

Вступ. Лінійні імпульсні електромеханічні перетворювачі (ЛІЕП) швидкісного призначення забезпечують розгін виконавчого елемента на короткій активній ділянці до високої швидкості зі значним його переміщенням, а ЛІЕП силового призначення створюють потужні силові імпульси виконавчим елементом на об'єкт впливу при незначних його переміщеннях. Одним із напрямків удосконалення ЛІЕП є створення багатоякірних конструкцій. **Методика.** Для аналізу електромеханічних характеристик та показників ЛІЕП використана математична модель, в якій враховані взаємопов'язані електричні, магнітні, механічні та теплові процеси, які виникають при підключенні до імпульсного джерела енергії з ємнісним накопичувачем енергії. Основні результати розрахунків виконані в програмному середовищі COMSOL Multiphysics і підтверджені експериментальними дослідженнями в лабораторних умовах. **Результати.** Встановлені особливості електромеханічних процесів багатоякірних ЛІЕП та визначено їх показники. За допомогою критеріїв ефективності, які у відносному вигляді враховують електричні, силові, швидкісні та магнітні показники при різних варіантах стратегії їх оцінки, встановлено, що багатоякірні ЛІЕП силового призначення мають підвищену ефективність, а для ЛІЕП швидкісного призначення використання багатоякірних конфігурацій недоцільно. Проведені експериментальні дослідження підтверджують достовірність розрахункових результатів. **Наукова новизна.** Встановлено, що практично всі багатоякірні ЛІЕП силового призначення мають більшу високу ефективність в порівнянні з перетворювачем з одним якорем, а для ЛІЕП швидкісного призначення доцільно застосовувати традиційні ЛІЕП з одним якорем. **Практична цінність.** На базі багатоякірних ЛІЕП розроблено та випробувано моделі електромагнітної катапульти БПЛА, магнітно-імпульсного пресу для керамічних порошкових матеріалів, електромеханічного пристрою для скидання ожеледних і снігових відкладень з проводу лінії електропередачі, пристрою для знищення інформації на твердотільному цифровому SSD накопичувачі. Бібл. 20, табл. 4, рис. 8.

Ключові слова: лінійний імпульсний електромеханічний перетворювач, багатоякірна конфігурація, суцільний електропровідний якір, котушковий якір, феромагнітний якір, критерій ефективності, експериментальні дослідження.

Introduction. One of the promising devices of modern electromechanics are linear pulse electromechanical converters (LPEC) for speed and power purposes. High-speed LPECs provide acceleration of the executive element in a short active section to high speed with significant movement of it, and power LPECs create powerful power impulses of the executive element on the object of influence with minor movements [1-4].

LPECs are characterized by significant electromagnetic and mechanical loads, which significantly exceed similar indicators of traditional linear electric motors with long-term operation. They are used in many areas of science, technology and security. Among the technological applications, it is possible to mention shock-condenser welding, metal processing, stamping, riveting, assembly and forming operations, etc. These converters are used for testing systems for shock loads, high-speed electrical devices, destruction of information in case of unauthorized access, valve and switching equipment, seismic sources, cleaning of bunkers from remaining materials and power lines from icing, launchers, etc. [5-10].

In the coaxial LPEC, opposite the disk inductor winding (IW), which is excited by current from a pulsed electric source with a capacitive energy storage (CES), a disk armature is located, which moves in the axial direction. The most widespread are induction, electromagnetic and electrodynamic types of LPEC.

In the induction-type LPEC, the armature is made solid in the form of a thin conductive disk. In the LPEC of the electrodynamic type, the armature is made in the form of a multi-turn coil, which is connected in series or in parallel with the IW. In the LPEC of the electromagnetic type, the armature is made in the form of a relatively thick ferromagnetic disk.

In the LPEC of the electromagnetic type, electromagnetic forces (EMF) of attraction act on the ferromagnetic armature (FA) from the side IW. In the LPEC of the electrodynamic type, electrodynamic forces (EDF) of repulsion arise between the coil armature (CA) and the stationary IW. In the induction-type LPEC, when the magnetic field IW interacts with the induced current

© V.F. Bolyukh, O.I. Kocherga

in the solid electrically conductive armature (EA), a repulsive EDF occurs.

The specified LPECs are characterized by different speeds of electromagnetic processes, different directions of action of electrodynamic and electromagnetic forces relative to IW, etc. In order to strengthen the power effect and increase the speed indicators, ferromagnetic cores and shields, additional secondary windings, mechanical power elements, cryogenic cooling, etc. are used in LPEC [11-13]. But the analysis of the specified types of LPEC with a traditional configuration with one armature showed that their efficiency remains at a rather low level and their efficiency when working as an accelerator does not exceed 10-15 % [14].

One of the areas of improvement of LPEC is the creation of multi-armature structures [15, 16]. In [17], a LPEC with two EA, which form an increased pulse of mechanical force on two opposite sides, is described. The work [18] presents the design scheme of LPEC, which consists of two stationary IW and movable EA and FA. The armatures are interconnected through a system of rods, which in turn are connected to the executive element. But the lack of a comprehensive study of the electromechanical characteristics and main indicators of multi-armature LPECs makes it impossible to determine effective configurations for various purposes.

The **purpose** of the work is to determine configurations of LPEC that provide increased efficiency due to the use of several armatures interacting with an inductor that is excited by a pulsed source of energy from CES.

Multi-armature LPECs must provide a unidirectional force on the executive element at high-speed assignment or the summation of all forces at the power assignment of the converter.

Mathematical model of LPEC. Interrelated electromagnetic, thermal and mechanical processes occur in LPEC, which occur when connected to a pulse energy source from CES.

We consider that the coaxial LPEC has a disk IW and the movement of the disk armatures is carried out along the z axis. Consider the LPEC, which includes stationary IW and FA, moving CA and EA. For the instantaneous values of the tangential component of the vector magnetic potential A_φ in the cylindrical coordinate system, we write down the system of differential equations:

$$\gamma_1 \frac{\partial A_{1\varphi}}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_{1\varphi}}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu_0 r} \frac{\partial (r A_{1\varphi})}{\partial r} \right) = -j_1(t); \quad (1)$$

$$\gamma_2 \frac{\partial A_{2\varphi}}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_{2\varphi}}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu_0 r} \frac{\partial (r A_{2\varphi})}{\partial r} \right) - \quad (2)$$

$$-v_2(t) \frac{\gamma_2}{\mu_0} \frac{\partial A_{2\varphi}}{\partial z} = -j_2(t);$$

$$\gamma_3 \frac{\partial A_{3\varphi}}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_{3\varphi}}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu_0 r} \frac{\partial (r A_{3\varphi})}{\partial r} \right) - \quad (3)$$

$$-v_3(t) \frac{\gamma_3}{\mu_0} \frac{\partial A_{3\varphi}}{\partial z} = 0;$$

$$\gamma_4 \frac{\partial A_{4\varphi}}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu_4} \frac{\partial A_{4\varphi}}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu_4 r} \frac{\partial (r A_{4\varphi})}{\partial r} \right) = 0, \quad (4)$$

$$\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_{5\varphi}}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu_0 r} \frac{\partial (r A_{5\varphi})}{\partial r} \right) = 0, \quad (5)$$

where the index of the element (space) $n = 1 - IW, 2 - CA, 3 - EA, 4 - FA, 5 - \text{airspace}$; $i_1(t), i_2(t)$ – currents IW and CA, respectively; $j_1(t) = i_1(t)N_1S_1^{-1}k_1, j_2(t) = i_2(t)N_2S_2^{-1}k_2$ – current density IW and CA, respectively; γ_n – specific conductivity of the material of the n^{th} element; μ_0 – magnetic constant; μ_4 – magnetic permeability FA; $v_2(t), v_3(t)$ – speed CA and EA, respectively; N_1, N_2 – the number of turns IW and CA, respectively; S_1, S_2 – cross-sectional area IW and CA, respectively; k_1, k_2 – filling factor IW and CA, respectively.

Differential equations (1) – (5) are supplemented with boundary and initial conditions.

To calculate the axial component of the force acting on the corresponding LPEC armature, we use Maxwell's tension tensor:

$$f_z = \oint_S 2\pi r T_z ds = \frac{1}{\mu_0} \oint_S 2\pi r (B_r \cdot B_z) ds, \quad (6)$$

where $B_r = -\frac{\partial A_\varphi}{\partial z}, B_z = \frac{1}{r} \frac{\partial (r A_\varphi)}{\partial r}$ are components of the magnetic field induction vector \mathbf{B} .

The electrical circuit of the LPEC with the serial connection of the stationary IW with the movable CA, which interacts with the movable EA, can be represented by the substitution diagram (Fig. 1) and described by the system of equations:

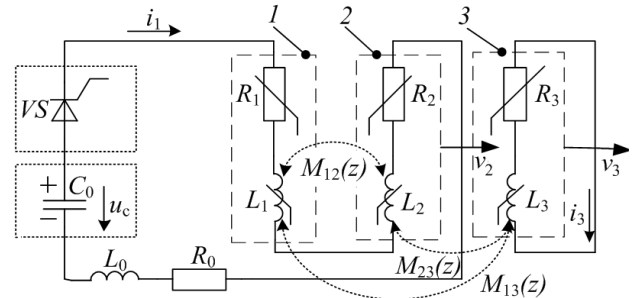


Fig. 1. Electrical diagram of LPEC with a series connection of IW (1) with CA (2), which interacts with EA (3)

$$2\pi \frac{N_1}{S_1} \cdot \int_{S_1} \frac{dr A_{1\varphi}}{dt} dr dz + 2\pi \frac{N_2}{S_2} \cdot \int_{S_2} \frac{dr A_{2\varphi}}{dt} dr dz + L_0 \frac{di_1}{dt} + \quad (7)$$

$$+ i_1 [R_0 + R_1(T_1) + R_2(T_2)] + u_c = 0;$$

$$2\pi \frac{N_3}{S_3} \cdot \int_{S_3} \frac{dr A_{3\varphi}}{dt} dr dz + i_3 R_3(T_3) = 0; \quad (8)$$

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{i_1}{C_0}, \quad (9)$$

where R_0, L_0 – resistance and inductance of power cables, respectively; $R_1(T_1), R_2(T_2), R_3(T_3)$ – resistance IW, CA and EA, respectively; T_1, T_2, T_3 – temperature IW, CA and EA, respectively; i_3 – current EA; u_c – voltage of CES; C_0 – CES capacity; S_3 – cross-sectional area EA.

The system of equations describing the electrical and magnetic connections between the active elements of the LPEC in parallel connection of IW with movable CA, which interacts with movable EA, takes the following form:

$$2\pi \frac{N_1}{S_1} \cdot \int_{S_1} \frac{dr A_{1\varphi}}{dt} dr dz + L_0 \frac{di}{dt} + R_0 i + i_1 R_1(T_1) + u_C = 0; \quad (10)$$

$$2\pi \frac{N_2}{S_2} \cdot \int_{S_2} \frac{dr A_{2\varphi}}{dt} dr dz + L_0 \frac{di}{dt} + R_0 i + i_2 R_2(T_2) + u_C = 0; \quad (11)$$

$$2\pi \frac{N_3}{S_3} \cdot \int_{S_3} \frac{dr A_{3\varphi}}{dt} dr dz + i_3 R_3(T_3) = 0; \quad (12)$$

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{i}{C_0}, \quad (13)$$

where $i(t) = i_1(t) + i_2(t)$ – current of CES.

The mechanical processes of LPEC are described by a system of equations:

$$(m_3 + m_e) \frac{dv_3}{dt} = f_3(t) - K_{mp} v_3(t); \quad (14)$$

$$(m_3 + m_2 + m_e) \frac{dv_2}{dt} = f_2(t) - K_{mp} [v_3(t) + v_2(t)] - K_B [v_3(t) + v_2(t)]^2 - K_P [z_3(t) + z_2(t)], \quad (15)$$

where m_2, m_3, m_e – the mass of CA, EA and the executive element, respectively; $z_2(t), z_3(t)$ – moving CA and EA, respectively; $f_2(t), f_3(t)$ – EDF on CA and EA, respectively; K_{mp} – coefficient of dynamic friction; K_B – drag coefficient; K_P – coefficient of elasticity of the return element (spring).

The system of equations (14), (15) is supplemented by the corresponding initial conditions.

The temperature T_n in the n^{th} active current-conducting element of the LPEC is described as:

$$c_n(T) \gamma_n \frac{\partial T_n}{\partial t} = \lambda_n(T) \left(\frac{\partial^2 T_n}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T_n}{\partial r} + \frac{\partial^2 T_n}{\partial z^2} \right) + j_n^2(t) k_n \rho_n(T), \quad (16)$$

where $c_n(T), \gamma_n, \lambda_n(T), \rho_n(T)$ – specific heat capacity, material density, thermal conductivity coefficient, specific resistance of the n^{th} active element.

On the cooled surfaces of the active elements, the system of equations (16) is supplemented by boundary conditions of the third kind, and on the axis of symmetry of the LPEC by boundary conditions of the second kind. To implement the mathematical model, a system of partial differential equations with respect to spatial and temporal variables is used using the software package Comsol Multiphysics 5.3.

Analysis of indicators of multi-armature LPEC.

For the analysis of LPEC, we introduce the following notations. In the presence of a continuous conductive armature, «E» is added, in the presence of a coil armature, «C», and in the presence of a ferromagnetic armature, «F». We will analyze multi-armature converters with two armatures (LPEC-E2, LPEC-C-E, LPEC-E-F, LPEC-C-F) and three armatures (LPEC-C-E2, LPEC-C-E-F). With a parallel connection, CA with IW – C_p , with a serial connection – C_s . CA and IW are wound in opposite directions so that repulsion forces act between them.

Let's consider the electromechanical characteristics of LPEC with the following parameters. IW (CA): outer

diameter $D_{ex1}=100$ mm, inner diameter $D_{in1}=10$ mm, height $H_1=10$ mm, number of turns $N_1=46$, cross section of copper bus $S_1=a_1 \cdot b_1=1.8 \cdot 4.8=8.64$ mm². EA: material – copper M2, outer diameter $D_{ex3}=100$ mm, inner diameter $D_{in3}=10$ mm, height $H_3=3$ mm. FA: material – Steel 3, outer diameter $D_{ex4}=100$ mm, inner diameter $D_{in4}=10$ mm, height $H_4=12$ mm. The distance between IW and CA $h_{12}=2$ mm, between CA and EA $h_{23}=2$ mm. The power source includes a CES with parameters $C_0=2500$ μF, $U_0=450$ V and a reverse diode that provides a polar aperiodic pulse of the excitation current [19].

We will use the following designations of elements. Active elements: 1 – IW, 2 – front EA, 3 – rear EA, 4 – CA, 5 – FA. Passive elements: 6 – executive element, 7 – movable or immovable fixators, 8 – object of influence, 9 – internal power ferromagnetic device (Fig. 2).

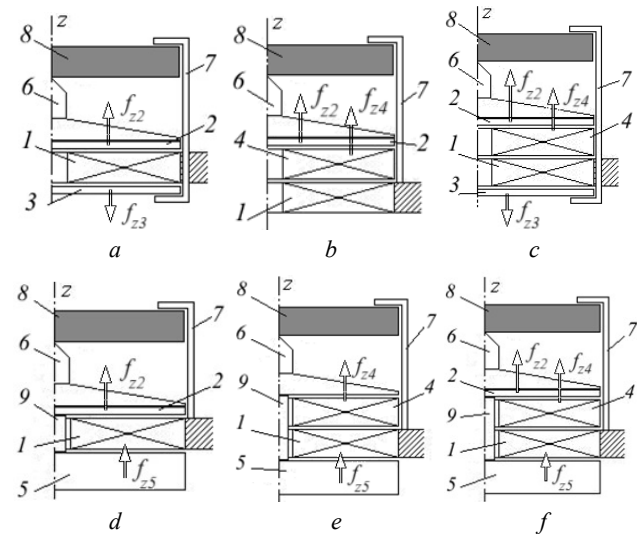


Fig. 2. Design schemes of multi-armature LPEC for power purposes: LPEC-E2 (a), LPEC-C-E (b), LPEC-C-E2 (c), LPEC-E-F (d), LPEC-C-F (e), LPEC-C-E-F (f)

In multi-armature LPECs of power purpose, slow-moving armatures transmit axially directed force to the object of influence through an executive element in the form of a striker, external fasteners and internal power devices.

For the LPEC of power purpose, we will conduct an analysis of the amplitude f_{zm} and the magnitude of the impulse $F_z = \int f_z(z,t) dt$ of axial electrodynamic and electromagnetic forces that are transmitted to the object of influence.

In LPEC-E2, two EA cover IW from opposite sides and act on the movable latch, forming oppositely directed EDF repulsions of the front $2 f_{z2}$ and rear $3 f_{z3}$ EA (Fig. 2,a). In this LPEC, the current density in IW j_1 has the form of a polar aperiodic pulse, while the current density in the front j_2 and in the back j_3 EA for 1.3 ms have the opposite polarity. The amplitude of the current density in IW $j_{1m}=266.7$ A/mm², and in the armatures $-j_{2,3m}=390.2$ A/mm². The EDF pulses acting on the front F_{z2} and rear F_{z3} EA have the opposite polarity. The EDF amplitudes acting between the two EA are $f_{z2,3m}=8.55$ kN, and the magnitude of the EDF pulse is $F_{z2,3}=3.3$ N·s. The total force is transmitted from armatures 2 and 3 to the impact object 8 with the help of movable retainers 7.

In the LPEC-C_p-E with the front EA and CA, which is connected in parallel with IW, the force is transmitted to the fixed retainer (Fig. 2,b). With such a connection, the magnitudes of the currents in IW and CA differ due to induction interaction with EA. EDF acting on EA f_{z2} and CA f_{z4} form corresponding EDF pulses F_{z2} and F_{z4} . Amplitudes of EDF acting on EA $f_{z2m}=7.28$ kN, and on CA $f_{z4m}=5.72$ kN. The corresponding EDF pulse values are $F_{z2}=2.35$ N·s and $F_{z4}=6.04$ N·s.

In LPEC-C_p-E2, CA is connected in parallel with IW, and the front 2 and rear 3 EA act on the movable latch 7 (Fig. 2,c). Oppositely directed EDF act on each EA, the amplitudes of which are $f_{z2,3m}=6.42$ kN. EDF act on CA, the amplitude of which is $f_{z4m}=4.09$ kN. The corresponding values of EDF pulses acting on EA and CA are $F_{z2,3}=1.98$ N·s and $F_{z4}=4.07$ N·s.

In the LPEC-E-F with a fixed latch 7 and an internal power device 9, unidirectional action of all forces on the object of influence 8 is ensured. Amplitudes of the current density in IW $j_{1m}=156$ A/mm², in EA $j_{2m}=385$ A/mm² (Fig. 2,d) However, the current in EA changes polarity to the opposite after 2 ms. The magnitude of the EDF pulse is $F_{z2}=5.42$ N·s, and the EMF pulse is $F_{z5}=3.49$ N·s.

In LPEC-C_p-F, forces are transmitted to the object of influence 8 (Fig. 2,e) through the internal device 9 and the fixed retainer 7. The currents of density j_1 in IW and j_4 in CA have the form of a polar pulse with a short front and a long back front. Amplitudes of current densities IW $j_{1m}=177.7$ A/mm², CA $j_{4m}=204.7$ A/mm². The smaller value of the current amplitude in IW can be explained by the influence of the magnetic field on it from the side of the adjacent FA 5. CA is acted upon by repulsive EDF f_{z4} , the amplitude of which is $f_{z4m}=13.03$ kN. The electromagnetic attraction f_{z5} acting on FA is much smaller and their amplitude is only $f_{z5m}=1.19$ kN. The value of the EDF pulse is $F_{z4}=12.25$ N·s, and the value of the EMF pulse is $F_{z5}=1.2$ N·s. In this converter, the value of F_z is 1.21 times greater than in a LPEC with one CA and almost 2 times more than in a LPEC with one FA.

In LIEP-C_p-E-F IW 1 interacts with FA 5 and with CA 4, which, in turn, interacts with EA 2 (Fig. 2,f). The currents in IW and CA have the form of an aperiodic polar pulse with a short leading edge and a long trailing edge. At the same time, the amplitudes of the current densities in IW and CA are different: $j_{1m}=168.8$ A/mm², $j_{4m}=279.8$ A/mm². The current amplitude in EA is $j_{2m}=368.7$ A/mm². The current in EA after reaching the maximum value decreases and changes polarity after 1 ms. Electromagnetic f_{z5} and electrodynamic f_{z4} forces during the entire work process maintain their polarities, and EDF f_{z2} acting on EA practically disappear after 1 ms. Repulsive EDF with amplitude $f_{z4m}=5.58$ kN act on CA from side IW. FA is acted upon by EMF attraction f_{z5} , with amplitude $f_{z5m}=0.92$ kN. The amplitude of the EDF acting on EA is $f_{z2m}=7.48$ kN. The magnitude of the EDF impulse acting on CA is $F_{z4}=6.59$ N·s, the magnitude of the EMF impulse acting on FA is $F_{z5}=0.89$ N·s, the magnitude of the EDF impulse acting on EA is $F_{z2}=2.45$ N·s.

Figure 3 presents the distributions of current densities j and magnetic field induction B in active elements at the moment of the maximum value of the current in IW for multi-armature LPEC of power purpose.

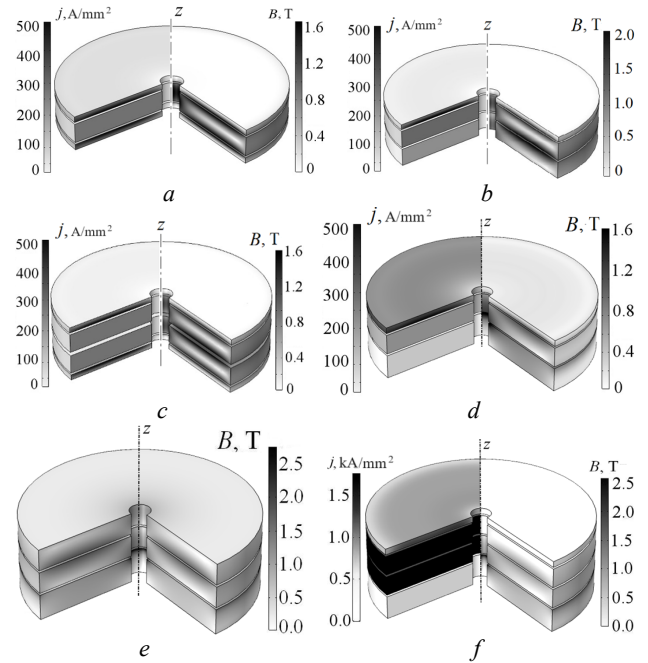


Fig. 3. Distributions of current densities j and magnetic field induction B in active elements at the moment of the maximum value of the current in IW for multi-armature LPEC of power purpose: LPEC-E2 (a), LPEC-C-E (b), LPEC-C-E2 (c), LPEC-E-F (d), LPEC-C-F (e), LPEC-C-E-F (f)

Figure 4 presents the electromechanical characteristics of LPEC-C_p-E2 and LPEC-C_p-F, which show that in the presence of FA, the amplitudes of the currents in IW decrease, which leads to a decrease in the EDF amplitude. But due to the slower attenuation of the currents, the magnitude of the force impulse not only does not decrease, but even increases.

In order to evaluate the most effective LPEC of the considered configurations, we will conduct a comparative analysis of them. As a basic option, we use the LPEC-E converter. At the same time, the amplitude of the excitation current density j_{1m} should be minimal, which is important for a pulse source, the amplitude f_{zm} and the magnitude of the force pulse F_z should be maximal, which is important for LPEC of power purpose, and the maximum induction of the scattering magnetic field on the defined circuit $B_{ex m}$ should be minimal, which is important for service personnel on nearby electronic equipment.

Let's introduce the efficiency criterion K^* , which takes into account the specified electrical, power, and magnetic indicators in a relative form [20]:

$$K^* = \beta \left(\frac{\alpha_1}{j_{1m}} + \alpha_2 f_{zm}^* + \alpha_3 F_z^* + \frac{\alpha_4}{B_{ex m}^*} \right); \quad \sum_{n=1}^4 \alpha_n = 1, \quad (17)$$

where β – LPEC reliability coefficient; α_n – n^{th} weighting factor of the corresponding LPEC indicator.

We believe that the reliability coefficient for LPEC without CA is $\beta=1$, and in the presence of CA it decreases to $\beta=0.9$ due to the presence of a moving contact between IW and CA and its implementation in the form of a multi-turn coil.

We will apply five variants of the LPEC efficiency assessment strategy: I ($\alpha_{1,4}=0.25$), II ($\alpha_1=0.4, \alpha_{2,3,4}=0.2$), III ($\alpha_2=0.4, \alpha_{1,3,4}=0.2$), IV ($\alpha_3=0.4, \alpha_{1,2,4}=0.2$), V ($\alpha_4=0.4, \alpha_{1,2,3}=0.2$). In the first option, all indicators are evaluated

equally, and in other options, priority is given to one of the indicators, which is evaluated twice as high as the others. Table 1 presents the relative values of K^* performance criteria of multi-armature LPEC for power purposes with different variants of their evaluation strategy.

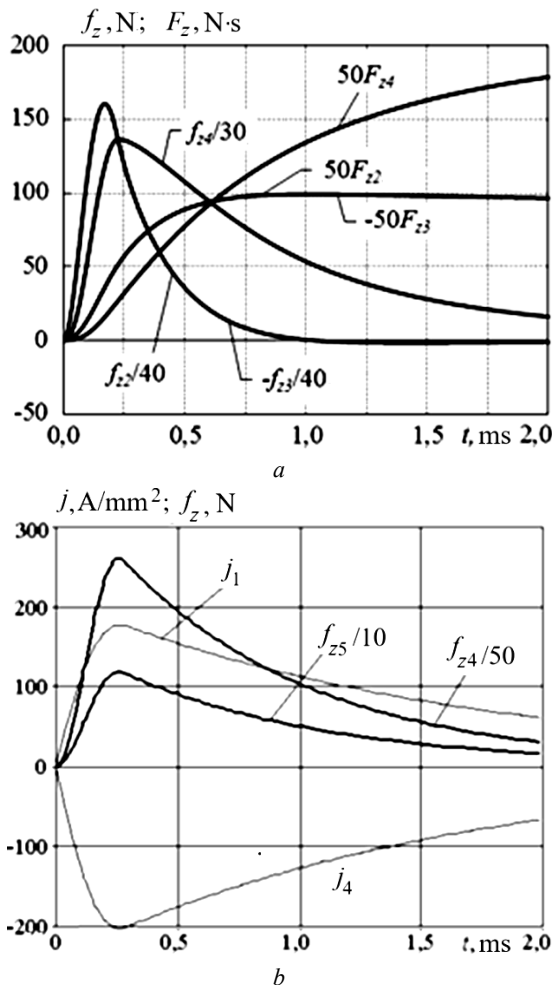


Fig. 4. Electromechanical characteristics LPEC-Cp-E2 (a), LPEC-Cp-F (b)

Table 1
Relative values of K^* performance criteria of multi-armature LPEC for power purposes

LPEC	Option strategy				
	I	II	III	IV	V
LPEC-E2	1,569	1,393	1,659	1,544	1,679
LPEC-E-F	1,410	1,364	1,371	1,492	1,414
LPEC-C _s -E	0,962	0,939	0,892	0,969	1,048
LPEC-C _p -E	1,011	0,907	1,039	1,084	1,012
LPEC-C _s -E2	4,028	3,348	3,442	3,438	5,883
LPEC-C _p -E2	2,155	1,832	2,024	1,988	2,778
LPEC-C _s -F	1,544	1,398	1,468	1,558	1,751
LPEC-C _p -F	1,192	1,147	1,098	1,228	1,293
LPEC-C _s -E-F	1,340	1,227	1,324	1,513	1,296
LPEC-C _p -E-F	1,237	1,192	1,131	1,274	1,352

As can be seen from the Table 1, almost all multi-armature LPEC have higher efficiency compared to the basic single-armature converter. LPEC-C-E2 with two EA and CA is the most effective, and the converter in which CA and IW are connected in series shows higher performance compared to the converter in which CA and IW are connected in parallel. This high efficiency is

largely due to the reduced level of the scattering magnetic field $B_{ex m}$ and the reduced amplitude of the excitation current density j_{1m} . LPEC with CA and EA provides a 1.46-fold increase in the EDF amplitude and a 2.09-fold increase in the EDF pulse, which is important for power purposes.

Consider the LPEC of high-speed purpose, for which the amplitude of the speed V_{zm} should be maximal. For this converter, we introduce the efficiency criterion K^* :

$$K^* = \beta \left(\frac{\alpha_1}{j_{1m}^*} + \alpha_2 V_{zm}^* + \frac{\alpha_3}{B_{ex m}^*} \right); \quad \sum_{n=1}^3 \alpha_n = 1. \quad (18)$$

We will apply four variants of the LPEC efficiency evaluation strategy: I ($\alpha_{1,3}=0,(3)$), II ($\alpha_1=0.5, \alpha_{2,3}=0.25$), III ($\alpha_2=0.5, \alpha_{1,3}=0.25$), IV ($\alpha_3=0.5, \alpha_{1,2}=0.25$). In the first option, all indicators are evaluated equally, and in other options, priority is given to one of the indicators, which is evaluated twice as high as the others. Since IW is stationary, we will consider only those LPEC variants of high-speed assignment that ensure the unidirectionality of all forces on the anchor at a stationary FA.

Table 2 presents the values of K^* efficiency criteria of high-speed multi-armature LPEC with different variants of their evaluation strategy in a relative form.

Table 2
Relative values of K^* performance criteria of multi-armature LPEC for high-speed purposes

LPEC	Option strategy			
	I	II	III	IV
LPEC-E-F	0,972	0,996	0,846	1,082
LPEC-C _p -F	1,096	1,020	1,074	1,198
LPEC-C _s -F	1,311	1,294	1,144	1,494
LPEC-C _p -E	0,855	0,781	0,899	0,886
LPEC-C _s -E	0,912	0,941	0,845	0,952
LPEC-C _p -E-F	0,763	0,776	0,837	0,680
LPEC-C _s -E-F	1,075	1,419	0,999	1,119

The efficiency of multi-armature LPEC for high-speed performance in comparison with the basic version is significantly lower than for multi-armature LPEC for power purposes. This is primarily due to the fact that the speed of the moving combined armature does not increase significantly, and in some variants the LPEC even decreases due to the increased weight of such an armature.

Thus, it can be concluded that only for power LPEC, it is advisable to use multi-armature structures, and for high-speed LPEC, it is advisable to use traditional single-armature LPEC, which have a simpler design.

Experimental studies of LPEC. LPEC studies were conducted in laboratory conditions to verify the main theoretical propositions and calculation results. Experimental studies were performed for LPEC with parameters of active elements similar to the calculated ones. The experimental results were obtained with an aperiodic excitation pulse IW from CES with parameters $U_0=250$ V, $C_0=2500$ μ F.

The peculiarity of this technique was the simultaneous measurement of all indicators with the subsequent display of data on the screen of a digital oscilloscope and subsequent transfer of information to a personal computer for processing.

The CES voltage $u_c(t)$ was measured using a PVP2150 digital meter, and the current $i_1(t)$ in IW was measured using a 75ShSM shunt (Fig. 5).

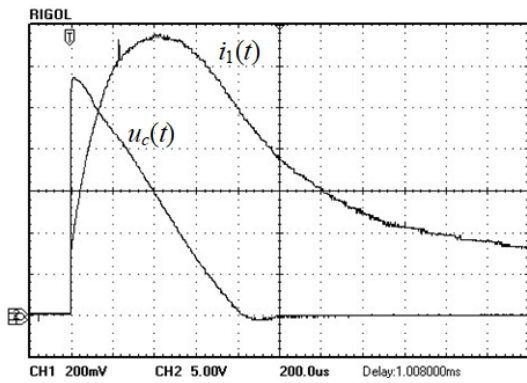


Fig. 5. Oscilloscope of voltage $u_c(t)$ and current $i_1(t)$ LPEC-C_s-E

When studying the LPEC power purpose, the striker acts as an executive element, which carries out force impulses on the shock plate (Fig. 6, a, b). The T6000 piezo sensor was used to record the indicated pulses. The oscillogram of the force of the executive element $f_z(t)$ on the shock plate and the current in IW $i_1(t)$ is shown in Fig. 6, c.

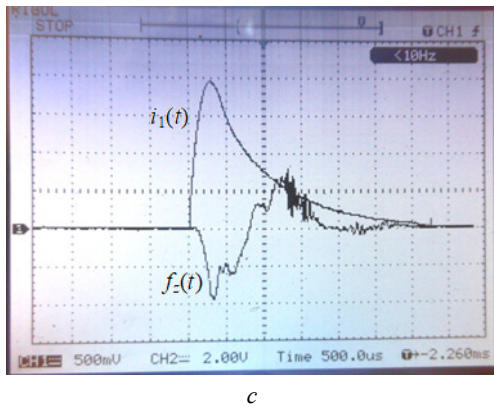
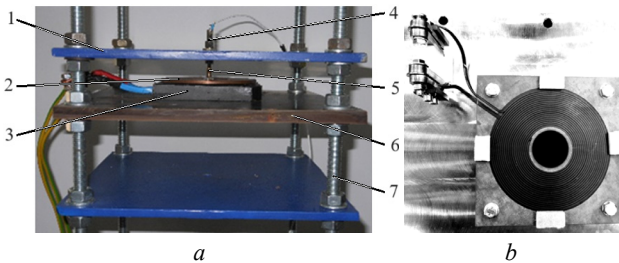


Fig. 6. Photo of the experimental setup (a), top view (b), oscillogram (c) of force $f_z(t)$ and current $i_1(t)$ LPEC-C_p-E: 1 – impact plate; 2 – EA; 3 – IW; 4 – piezo sensor; 5 – fight; 6 – support plate; 7 – adjusting supports

When studying the LPEC for high-speed purposes, the executive element (a guide rod with a disk) makes a vertical movement (Fig. 7, a). Registration of the movement process is carried out using a variable resistor SP3-23, which is powered by a direct current source. The oscillogram of the movement of the executive element Δz and the current in IW i_1 is presented in Fig. 7, b.

Measurement of the axial induction component of the LPEC B_z scattering magnetic field was performed using an induction sensor.

Tables 3, 4 present the experimental and calculated parameters of the LPEC for power and speed purpose: the amplitude of the current IW I_{1m} , the maximum axial component of the induction of the magnetic scattering field B_{zm} , the force f_{zm} , the speed v_{zm} .

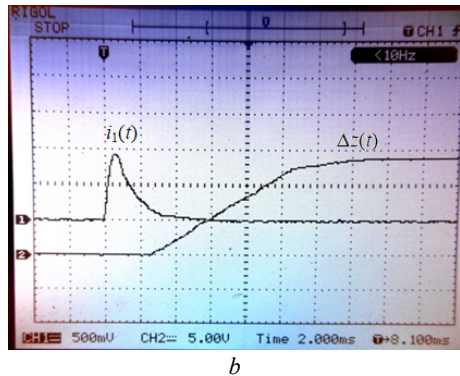
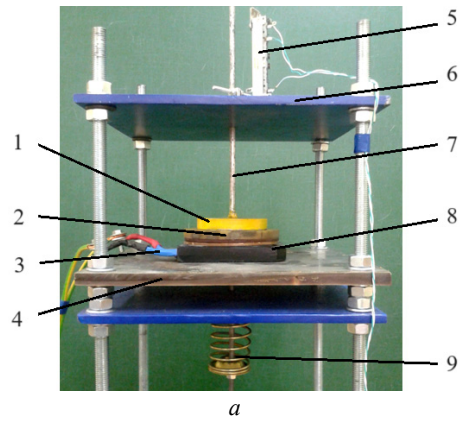


Fig. 7. Photo of the experimental setup (a), oscillogram (b) of displacement $\Delta z(t)$ and current $i_1(t)$ LPEC-C_p-F: 1 – executive element; 2 – CA; 3 – current outlets IW; 4 – support plate; 5 – movement sensor; 6 – guide plate; 7 – guide pin of the executive element; 8 – IW; 9 – loading spring

Table 3
Experimental (Exp.) and calculated (Calc.) parameters of LPEC for power purpose

LPEC	I_{1m} , kA		f_{zm} , kN		B_{zm} , mT	
	Exp.	Calc.	Exp.	Calc.	Exp.	Calc.
LPEC-E	1.12	1.178	2.20	2.360	20	24
LPEC-F	0.57	0.610	0.38	0.408	17	20
LPEC-C _p	1.37	1.430	3.55	3.815	28	32
LPEC-C _s	0.96	1.001	1.74	1.830	30	34
LPEC-E-F	1.01	1.035	2.60	2.780	14	16
LPEC-C _p -F	1.42	1.485	3.86	4.140	21	25
LPEC-C _s -F	1.11	1.157	1.93	2.065	18	22
LPEC-C _p -E	2.00	2.085	8.50	9.125	19	21
LPEC-C _s -E	1.10	1.160	4.20	4.510	16	18
LPEC-C _p -E-F	1.38	1.453	5.28	5.660	22	24
LPEC-C _s -E-F	0.96	0.997	3.18	3.454	13	15

Table 4
Experimental (Exp.) and calculated (Calc.) parameters of LPEC for high-speed purpose

LPEC	I_{1m} , kA		v_{zm} , m/s		B_{zm} , mT	
	Exp.	Calc.	Exp.	Calc.	Exp.	Calc.
LPEC-E	1.01	1.050	3.0	3.5	22	25
LPEC-F	0.42	0.439	1.5	1.9	17	20
LPEC-C _p	1.16	1.210	3.1	3.5	30	35
LPEC-C _s	0.80	0.835	1.5	1.9	32	39
LPEC-E-F	0.86	0.899	1.6	1.8	14	16
LPEC-C _p -F	1.15	1.200	3.5	3.9	13	15
LPEC-C _s -F	0.73	0.760	2.1	2.5	9	11
LPEC-C _p -E	1.62	1.695	3.7	4.0	20	23
LPEC-C _s -E	0.89	0.925	2.0	2.5	19	21
LPEC-C _p -E-F	1.12	1.165	3.5	4.1	48	53
LPEC-C _s -E-F	0.76	0.785	2.5	3.0	15	18

Figure 8 presents the calculated and experimental currents i_1 in IW LPEC-C_p-E for power and speed purposes, which show that at the leading edge of the pulses, there is an almost complete coincidence of the calculated and experimental values, and at the trailing edge the difference between them increases.

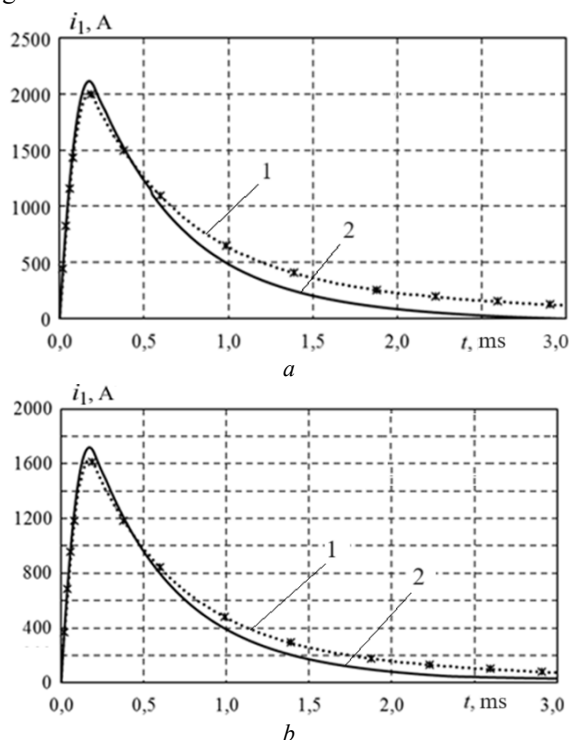


Fig. 8. Calculated (1) and experimental (2) currents i_1 LPEC-C_p-E power (a) and speed (b) purpose

In LPEC for power purposes, the relative errors between the calculated and experimental amplitudes of the current IW I_{1m} are 2.7-7 %, between the amplitudes of the force f_{zm} – 6.9-8.6 %, between the amplitudes of the axial component of the scattering magnetic field B_{zm} – 9.1-22.1 %.

In the high-speed LPEC, the relative errors between the calculated and experimental amplitudes of the current IW I_{1m} are 3.2-4.4 %, between the maximum speeds of the executive element v_{zm} – 6.7-19.5 %, between the amplitudes of the axial component of the scattering magnetic field B_{zm} – 10.4-22.2 %.

The obtained errors are acceptable for engineering studies in laboratory conditions and generally show the validity of the calculated results.

Based on the research conducted, a number of experimental models of electromechanical devices were developed and tested in laboratory conditions.

On the basis of LPEC-C-E2, a model of an electromagnetic UAV catapult was developed, which is characterized by reduced weight and size parameters and provides an increased departure speed. On the experimental model, it was established that when IW and CA are connected in parallel, the amplitudes of the excitation currents I_{1m} are 43 % higher, and the maximum speed is 60 % higher than when they are connected in series.

On the basis of LPEC-E-F, a model of a magnetic pulse press for ceramic powder materials was developed. The experimental model of the press provided a force pulse on the ceramic powder with amplitude of 85 MPa at

each work cycle. It was determined that impulse pressing of ceramic powders allows obtaining compacts, the density of which is 12 % higher than the density of samples obtained by static pressing.

On the basis of LPEC-E-F, a model of an electromechanical device for removing ice and snow deposits from a power line wire has been developed. The device generates horizontally directed forces of variable sign, which contributes to the effective removal of ice and snow deposits from the wire.

On the basis of LPEC-E2, a model of the device was developed for the destruction of information on a solid-state digital SSD drive in case of unauthorized access or on demand.

Conclusions.

1. On the basis of a mathematical model implemented in the COMSOL Multiphysics software environment and taking into account interconnected electromagnetic, mechanical, and thermal processes, the features of electromechanical processes in multi-armature LPEC were established and their indicators were determined.

2. Practically all multi-armature LPEC for power purposes have higher efficiency compared to a single-armature converter. Thus, compared to LPEC with one electroconductive armature, LPEC with coiled and solid electroconductive armatures provides an increase in the amplitude of electrodynamic forces by 1.46 times and the magnitude of the impulse of electrodynamic forces by 2.09 times.

3. For high-speed LPEC, it is advisable to use traditional LPEC with one armature.

4. Experimental studies of LPEC with simultaneous measurement of electrical, mechanical and magnetic parameters were carried out. It was established that in laboratory LPEC for power and speed purposes, the calculated and experimental indicators of the current amplitudes of the inductor winding coincide with an accuracy of up to 7 %, for the amplitude of the force – up to 9 %, for the maximum speed of the executive element – up to 20 %, for the maximum value of the axial component of the magnetic field dispersion up to 22 %.

5. On the basis of multi-armature LPEC, models of an electromagnetic UAV catapult, a magnetic pulse press for ceramic powder materials, an electromechanical device for dumping ice and snow deposits from a power line wire, a device for destroying information on a solid-state digital SSD drive have been developed and tested.

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

REFERENCES

1. Chemeris V.T. Impulse electromechanical converters of translational and rotational motion. *Energetics and energy saving*, 2012, no. 5(1), pp. 9-10. (Ukr).
2. Bissal A. *On the design of ultra-fast electro-mechanical actuators. Licentiate Thesis*. Stockholm, Sweden, 2013. 76 p. Available at: <https://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:617236/FULLTEXT01.pdf> (accessed 15 May 2021).
3. Kondratiuk M., Ambroziak L. Concept of the magnetic launcher for medium class unmanned aerial vehicles designed on the basis of numerical calculations, *Journal of Theoretical and Applied Mechanics*, 2016, vol. 54, no. 1, pp. 163-177. doi: <https://doi.org/10.15632/jtam-pl.54.1.163>.

4. Go B., Le D., Song M., Park M., Yu I. Design and Electromagnetic Analysis of an Induction-Type Coilgun System With a Pulse Power Module. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2019, vol. 47, no. 1, pp. 971-976. doi: <https://doi.org/10.1109/TPS.2018.2874955>.
5. Reck B. First design study of an electrical catapult for unmanned air vehicles in the several hundred kilogram range. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2003, vol. 39, no. 1, pp. 310-313. doi: <https://doi.org/10.1109/tmag.2002.805921>.
6. Torlin V.N., Vetrogon A.A., Ogryzkov S.V. Behavior of electronic units and devices under the influence of shock loads in an accident, *Automobile transport*, 2009, vol. 25, pp. 178-180. (Rus). Available at: <https://dSPACE.khadi.kharkov.ua/dSPACE/bitstream/123456789/8071/1/39.pdf> (accessed 15 May 2021).
7. Jeong Y., Lee H., Kim Y., Lee S. High-speed AC circuit breaker and high-speed OCR. *22nd International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED 2013)*, Stockholm, 2013, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1049/cp.2013.0834>.
8. Kondratenko I.P., Zhylytsov A.V., Pashchyn N.A., Vasyuk V.V. Selecting induction type electromechanical converter for electrodynamic processing of welds. *Tekhnichna Elektrodynamika*, 2017, no. 5, pp. 83-88. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2017.05.083>.
9. Soda R., Tanaka K., Takagi K., Ozaki K. Simulation-aided development of magnetic-aligned compaction process with pulsed magnetic field. *Powder Technology*, 2018, vol. 329, pp. 364-370. doi: <https://doi.org/10.1016/j.powtec.2018.01.035>.
10. Gorodzhia K.A., Podoltsev A.D., Troshchynkyi B.O. Electromagnetic processes in pulsed electrodynamic emitter to excite elastic vibrations in concrete structures. *Technical Electrodynamics*, 2019, no. 3, pp. 23-28. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2019.03.023>.
11. Angquist L., Baudoin A., Norrga S., Nee S., Modeer T. Low-cost ultra-fast DC circuit-breaker: Power electronics integrated with mechanical switchgear. *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2018, pp. 1708-1713. doi: <https://doi.org/10.1109/icit.2018.8352439>.
12. Puumala V., Kettunen L. Electromagnetic design of ultrafast electromechanical switches. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2015, vol. 30, no. 3, pp. 1104-1109. doi: <https://doi.org/10.1109/tpwrd.2014.2362996>.
13. Zhou Y., Huang Y., Wen W., Lu J., Cheng T., Gao S. Research on a novel drive unit of fast mechanical switch with modular double capacitors. *The Journal of Engineering*, 2019, vol. 2019, no. 17, pp. 4345-4348. doi: <https://doi.org/10.1049/joe.2018.8148>.
14. Bolyukh V.F., Shchukin I.S. Influence of limiting the duration of the armature winding current on the operating indicators of a linear pulse electromechanical induction type converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 6, pp. 3-10. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.6.01>.
15. Zhang M., Wang Y., Li P., Wen H. Comparative studies on two electromagnetic repulsion mechanisms for high-speed vacuum switch. *IET Electric Power Applications*, 2018, vol. 12, no. 2, pp. 247-253. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2017.0396>.
16. Bolyukh V.F., Kocherga A.I. Multi-armature Electromechanical Converters of Impact-Force Action. *2021 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, 2021, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/MEES52427.2021.9598788>.
17. Vilchis-Rodriguez D.S., Shuttleworth R., Barnes M. Double-sided Thomson coil based actuator: Finite element design and performance analysis. *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, Glasgow, UK, 2016, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1049/cp.2016.0201>.
18. Bach J., Bricquet C. *Electric switching device with ultra-fast actuating mechanism and hybrid switch comprising one such device*. Schneider Electric Industries SAS. Patent US no. 8686814, 2014.
19. Bolyukh V.F., Katkov I.I. Influence of the Form of Pulse of Excitation on the Speed and Power Parameters of the Linear Pulse Electromechanical Converter of the Induction Type. *Volume 2B: Advanced Manufacturing*, Nov. 2019, 8 p. doi: <https://doi.org/10.1115/imece2019-10388>.
20. Bolyukh V.F., Kocherga A.A., Shchukin I.S. Comparative analysis of constructive types of combined linear pulse electromechanical converters. *Tekhnichna Elektrodynamika*, 2018, no. 4, pp. 84-88. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.084>.

Received 24.11.2023

Accepted 30.12.2023

Published 01.05.2024

V.F. Bolyukh¹, Doctor of Technical Science, Professor,
 O.I. Kocherga¹, PhD, Assistant Professor,
¹ National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
 2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine,
 e-mail: vfbolyukh@gmail.com (Corresponding Author);
 kocherga.oleksandr07@gmail.com

How to cite this article:

Bolyukh V.F., Kocherga O.I. Efficiency of multi-armature linear pulse electromechanical power and speed converters. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 3, pp. 3-10. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.3.01>

М.М. Заблодський, Р.М. Чуєнко, С.І. Ковальчук, Г.В. Кругляк, О.І. Ковальчук

Внутрішня ємнісна компенсація реактивної потужності шнекового електромеханічного перетворювача

Вступ. Особливу категорію серед асинхронних машин з масивним ротором займає клас поліфункціональних електромеханічних перетворювачів енергії, які інтегровані з ланками технологічних процесів. **Проблема.** Обмін реактивною енергією між джерелом і електромеханічним перетворювачем в періоди роботи з низьким навантаженням приводить до суттєвого зниження його ефективності і коефіцієнта потужності. З використанням нелінійних навантажень і урахуванням можливого резонансу покращити коефіцієнт потужності встановленням батарей конденсаторів стало складніше. **Мета.** Підвищення енергетичних показників шнекового електромеханічного перетворювача шляхом внутрішньої ємнісної компенсації реактивної потужності. **Методологія.** Порівняльний аналіз схем з'єднання і просторового розташування обмоток статора при застосуванні внутрішньої ємнісної компенсації. Моделювання та експериментальні дослідження електромагнітних і електромеханічних характеристик шнекового електромеханічного перетворювача. **Результати.** Встановлено розподіл електромагнітних величин і обґрунтовано вибір кута просторового зміщення основної і додаткової обмоток фаз статора модифікованого перетворювача, які забезпечують збільшення електромагнітного моменту та коефіцієнта потужності. Наведено результати експериментальних досліджень шнекового електромеханічного перетворювача. **Оригінальність.** Вперше для поліфункціональних електромеханічних перетворювачів технологічного призначення запропоновано метод внутрішньої ємнісної компенсації реактивної потужності. **Практичне значення.** Використання запропонованого методу просторового зміщення основної і додаткової обмоток статора та внутрішньої ємнісної компенсації забезпечить підвищення енергетичних показників шнекового електромеханічного перетворювача. Бібл. 23, табл. 3, рис. 15.

Ключові слова: рівняння Максвелла, поліфункціональний електромеханічний перетворювач, обмотка статора, метод скінчених елементів, ємність конденсатора.

Вступ. Домінуючу частину електродвигунів, що застосовані у промисловості, складають трифазні асинхронні двигуни (АД) з короткозамкненим ротором. Однак в найбільш розповсюджених на практиці АД потужністю до 11 кВт коефіцієнт корисної дії (ККД) та коефіцієнт потужності $\cos\phi$ вельми низькі і складають 0,7-0,9. Обмін реактивною енергією між джерелом і споживачем призводить до появи у системі окрім активного струму додаткового, непродуктивного реактивного струму, перевантаженню усіх елементів електричної системи, включаючи джерело, споживача та лінію електропередачі. Крім того, в періоди роботи з низьким навантаженням необхідно враховувати фактор суттєвого зниження ефективності і коефіцієнта потужності двигунів. Таким чином, приводи змінної частоти для АД потребують механізмів щонайменше внутрішньої буферизації енергії для реактивної потужності на мережевій частоті для корекції коефіцієнта потужності та організації ефективного керування [1, 2]. Традиційний підхід до корекції коефіцієнта потужності в промисловому застосуванні передбачає встановлення батарей конденсаторів з мікроконтролерами для перемикання синхронних конденсаторів [3]. Використання компенсації паралельного конденсатора під час увімкнення та розбігу є ефективним у зменшенні перехідного струму у великих асинхронних двигунах [4]. Але з широким використанням нелінійних навантажень, таких як приводи зі змінною швидкістю, покращити коефіцієнт потужності стало складніше. Проблема резонансу виникає через індуктивність системи живлення та компенсаційні конденсатори, що збільшує гармонічні спотворення. В [5] запропоновано нову методику демпфування гармонійних резонансів у системі електропостачання. Основна особливість цієї методики полягає в тому, що схема активної статичної компенсації може одночасно працювати як інжектор гармонік, коректор коефіцієнта потужності та елімінатор резонансу. Але запропонована модель розроблена тільки для однофазної

системи і повинна бути розширена для трифазної системи з різними лінійними та нелінійними навантаженнями.

Поширення є використанням автоматичної зміни з'єднання обмотки статора в двигунах зі змінним навантаженням. В [6] запропонована концепція багатопотокового двигуна з різними можливими з'єднаннями обмоток, які дозволяють регулювати потік намагнічування на шести різних рівнях. При цьому ефективність і коефіцієнт потужності двигунів можуть бути значно покращені при низькому навантаженні. У порівнянні з потенціалом економії за відповідних навантажень, додаткова вартість такого двигуна не є високою, але вартість обладнання для автоматичної зміни підключення (контрольний пристрій і контактори) може бути значною.

В [7] розглянуті багатокаскадні асинхронні двигуни, які механічно з'єднані у формі каскаду з однаковою потужністю. Крім того, для порівняння результатів розглядається один асинхронний двигун (SIM), потужність якого є сумою потужностей усіх мультикаскадних асинхронних двигунів (МСІМ). Досліджено вплив напруги балансу та незбалансованої частоти на найвищий і стабільний крутний момент, коефіцієнт потужності, активну та реактивну вхідну потужність, втрати. Результати демонструють найвищий крутний момент МСІМ порівняно з SIM. Крім того, втрати міді зменшуються, коли МСІМ використовується замість SIM. В результаті процедура перетворення енергії значно вдосконалена.

Постановка задачі. Особливу категорію асинхронних машин складають електродвигуни з масивним (суцільним) ротором з феромагнітної сталі, які завдяки жорсткій конструкції та цілісності можуть працювати з найвищими необхідними швидкостями обертання. Ще однією корисною властивістю цих машин є їх здатність працювати в агресивних середовищах і середовищах з високою вологістю. Недоліком такої

конструкції є відносно низький коефіцієнт потужності порівняно з машинами з короткозамкненою кліткою або постійними магнітами [8]. Разом з тим, на сьогодні формується перспективний клас поліфункціональних електромеханічних перетворювачів енергії, в яких передбачена конструктивна і функціональна інтеграція з ланками технологічних процесів. При цьому всі види дисипативної складової енергії електромеханічних перетворювачів використовуються в технологічному процесі, зокрема, для переробки сировинних матеріалів. Зовнішній масивний ротор, наприклад, шнекового електромеханічного перетворювача (ШЕМП), суміщений з виконавчим органом – шнеком, безпосередньо контактує з навантажувально-охолоджуючим середовищем і здатен формувати мультифізичні процеси обробки сировинних матеріалів [9]. Для підвищення коефіцієнта потужності ШЕМП потрібен засіб компенсації реактивної потужності. У цій статті пропонується метод, який усуває більшість недоліків, зазначених вище.

Метою роботи є підвищення енергетичних показників шнекового електромеханічного перетворювача шляхом внутрішньої ємнісної компенсації реактивної потужності.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. У практиці досліджень параметрів і характеристик електромеханічних перетворювачів широко використовуються методи чисельно-польових розрахунків, еквівалентних схем, що значно підвищує точність результатів аналізу реконфігурації обмоток і магнітних систем.

У роботі [10] запропонована методика розрахунку активних і реактивних параметрів обмоток, механічної характеристики асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором на основі чисельно-польового підходу, яка не потребує умовних поправних коефіцієнтів і довідникових графічних функцій. Виявлено збільшення магнітних провідностей завдяки більш природній структурі силових ліній магнітного поля у верхніх частинах пазів, у той час коли класична методика априорі базується на занадто спрощеній структурі силових ліній.

Робота [11] спрямована на огляд та аналіз різних методів, які застосовуються для визначення параметрів еквівалентної схеми і перехідних характеристик трифазного асинхронного двигуна за різних умов. У [12] запропонована точна процедура розрахунку втрат у залізоному осерді, яка використовується в моделі еквівалентної схеми асинхронної машини для покращення розрахунків продуктивності машини. Важливим фактором у процедурі розрахунку є урахування поверхневого ефекту та магнітного насичення, а також впливу зміни температури залізного осердя на втрати в ньому.

Авторами роботи [13] досліджено вплив кутового зсуву в схемі розташування обмоток для подвійної трифазної обмотки статора асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором з наголосом на зв'язки фазного потоку, швидкісних характеристик та характеристик крутного моменту.

За останні роки велика кількість досліджень сконцентрована на методах підвищення показників енергоефективності асинхронних двигунів з зовнішнім ротором із розщепленою фазною обмоткою, що працюють з високим ковзанням. В роботі [14] пропонується аналітична модель на основі магнітної еквівале-

нтної схеми для оцінки продуктивності асинхронних двигунів з короткозамкненим зовнішнім ротором, які широко використовуються у стельових вентиляторах, насосах і приводах коліс. Крім того, за допомогою запропонованої моделі розраховуються втрати міді в обмотках і втрати заліза в осерді. Результати представлені моделі порівнюються з результатами змінного в часі аналізу кінцевих елементів, а експериментальні вимірювання тісно збігаються між результатами підтверджують успіх запропонованої моделі з точки зору точності. Питання неточності в методі еквівалентної схеми для застосування в двигунах з малою потужністю для геометрії зовнішнього ротора обговорюються в [15] з експериментальною перевіркою з використанням різних підходів до еквівалентної схеми.

В роботі [16] представлено новий шестифазний асинхронний двигун із зовнішнім ротором, оснащений псевдоконцентрованими обмотками. Досліджено кілька аспектів запропонованої конструкції двигуна, таких як алгоритм проектування та аналітичне моделювання на основі модифікованої функції намотування з урахуванням ефекту перекоосу. Також визначена відповідна задача оптимізації для максимізації коефіцієнта потужності та ефективності і мінімізації пульсації вихідного крутного моменту.

Трифазні асинхронні двигуни малої та середньої потужності є найбільш домінуючими в промисловому секторі, забезпечуючи широкий вибір постійних і змінних швидкостей та навантаження, де вимоги до динамічної реакції не є критичними, наприклад, насоси, вентилятори та компресори. Однак вони все ще обтяжені низьким коефіцієнтом потужності при часткових навантаженнях, який можна пом'якшити лише додавши конденсатори корекції коефіцієнта потужності. У [17] на відміну від приводів із змінною швидкістю, які мають керування крутним моментом або швидкістю і використовують стратегії широтно-імпульсної модуляції [5-7], запропоновано подолати типові недоліки звичайних асинхронних двигунів, головним чином низьку ефективність і коефіцієнт потужності, шляхом використання менш вартісного часткового перетворювача потужності. Згідно з підходом [17], використовується спеціальна індукційна машина, що включає основну обмотку, підключену до мережі, і допоміжну трифазну обмотку з меншою кількістю витків, розташовану в тих самих пазах статора, що й основна. Допоміжна обмотка живиться від інвертора напруги з плаваючим конденсатором шини постійного струму. Реалізується стратегія ефективного керування коефіцієнтом потужності, пом'якшення шкідливих впливів, пов'язаних із спотвореною напругою основної мережі та механічними вібраціями крутного моменту, а також зменшення великого пускового струму, викликаного асинхронним двигуном під час періоду запуску. Спочатку запропонована методика представлена теоретично, потім оцінка здійсненності виконується шляхом моделювання.

Для високошвидкісних асинхронних машин з суцільним ротором, які мають високі втрати на вихрові струми, відоме використання двошарової асиметричної обмотки з коротким кроком і збірними котушками. Однак асиметрична обмотка також вносить деякий дисбаланс струму через трифазну асиметричну

індуктивність статора. Поточний дисбаланс може мати шкідливі наслідки як для машини, так і для джерела живлення, наприклад, пульсації крутного моменту, незбалансоване магнітне тяжіння та теплове навантаження мережі живлення та силової електроніки. Щоб пом'якшити поточний дисбаланс, в [18] пропонується удосконалення методу, яке полягає в невеликому збільшенні висоти паза статора і розміщенні сторін котушки вгору або вниз в межах висоти паза для різних фаз. На основі двовимірного методу кінцевих елементів висота паза статора оптимізована з точки зору пом'якшення поточного дисбалансу. Використовуючи результат оптимізації далі переходять до додаткового регулювання положення котушки для конкретної фази. На відміну від звичайних методів пом'якшення дисбалансу струму силовою електронікою, запропонований метод пригнічує дисбаланс струму виключно шляхом коригування конструкції машини, що дозволяє уникнути додаткових інвестицій для пристроїв силової електроніки.

Отже, розглянуті вище методи зменшення втрат на вихрові струми для машин з суцільним ротором пов'язані з виникненням поточного дисбалансу та додатковими ускладненнями пристроїв силової електроніки. Але для ШЕМП, враховуючи коло їх функціональних завдань [9, 19], проблема зменшення втрат на вихрові струми в роторі не є критичною за виключенням ефективного керування коефіцієнтом потужності.

Порівняльний аналіз схем з'єднання і просторового розташування обмоток статора базового і модифікованого варіантів ШЕМП. ШЕМП представлено на рис. 1, де зображена його електромагнітна система та розрахункова схема для моделювання.

У якості статорів базового варіанту використана рухома частина кранового двигуна МТФ-011-6 з номінальною потужністю $P_n = 1,4$ кВт, схемою з'єднання

фаз – зірка, число полюсів $2p = 6$, вид обмотки – одношарова концентрична.

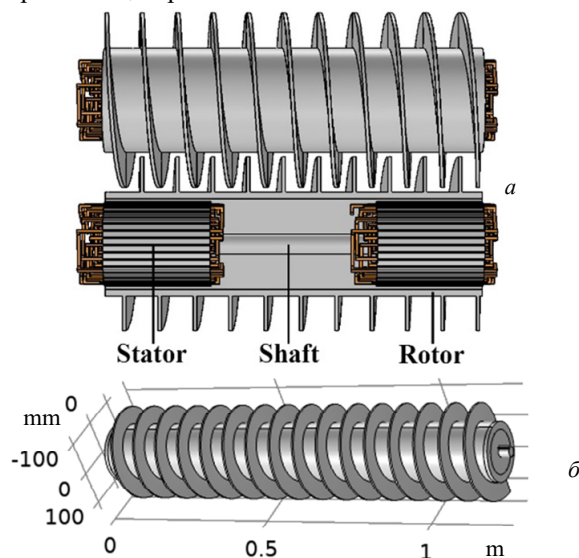


Рис. 1. ШЕМП: електромагнітна система (а); розрахункова схема (б)

Для підвищення обертового електромагнітного моменту модифікованого пристрою пропонується використати внутрішню ємнісну компенсацію реактивної потужності [20]. У статорі базового ШЕМП застосовано одношарову концентричну обмотку із повним кроком (рис. 2,а), що має одну паралельну вітку ($a = 1$). При цьому кількість котушок у котушкській групі становить 2. У модифікованому ШЕМП застосовується обмотка із двома паралельними вітками $a = 2$, у такому випадку кількість котушок у котушкській групі зменшується до одної, а кількість котушкських груп збільшується вдвічі (рис. 2,б).

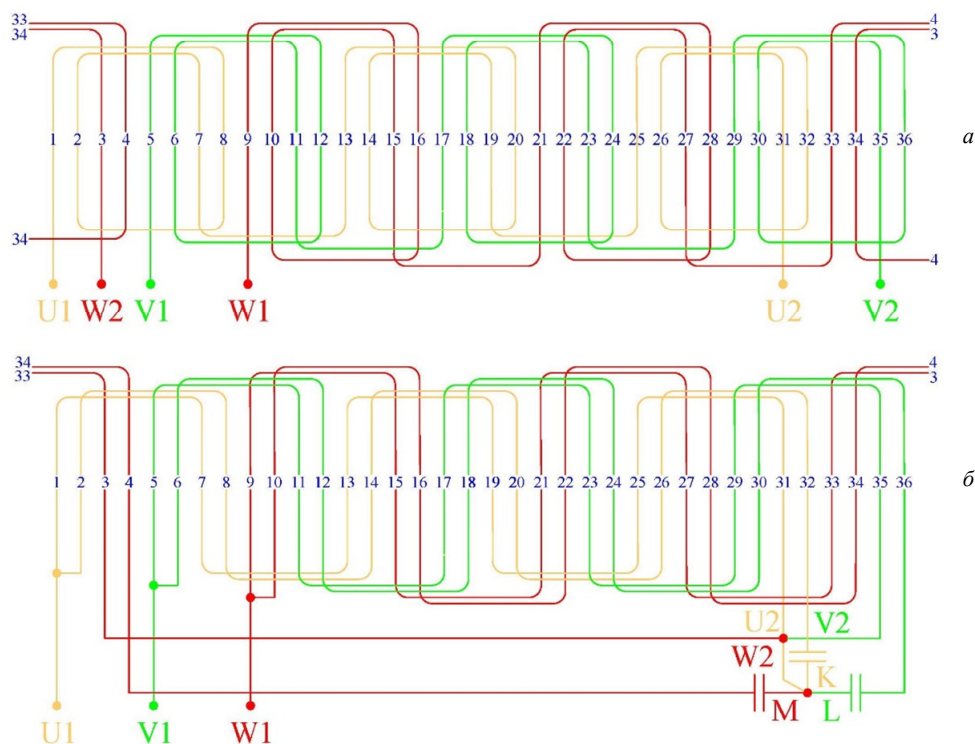


Рис. 2. Розгорнуті електричні схеми обмоток статора базового (а) та модифікованого (б) ШЕМП

Одна з паралельних віток утворює так звану основну або робочу обмотку, яка приєднується до мережі живлення. Інша паралельна вітка, зміщена у пазах осердя на 30° відносно основної обмотки, утворює додаткову обмотку, що вмикається за схемою поворотного автотрансформатора на електричну ємність (рис. 3,а).

Застосування внутрішньої ємнісної компенсації модифікованого ШЕМП за широкого діапазону зміни кута просторового зміщення основної і додаткової обмоток та компенсувальних ємностей дозволяє змінювати значення і фазу струмів, магніторушійних сил та інших електричних величин. Як наслідок з'являється можливість для підвищення енергетичної ефективності та обертового моменту модифікованого ШЕМП. На відміну від базового ШЕМП, де струм єдиної обмотки статора має активно-індуктивний характер як у пусковому, так і в робочому режимах роботи, обмотка статора модифікованого ШЕМП має дві робочі вітки. Струм основної обмотки I_1 зберігає активно-індуктивний характер, а струм додаткової обмотки I_Δ із послідовно увімкненим конденсатором набуває ємнісно-активного характеру (рис. 3,б).

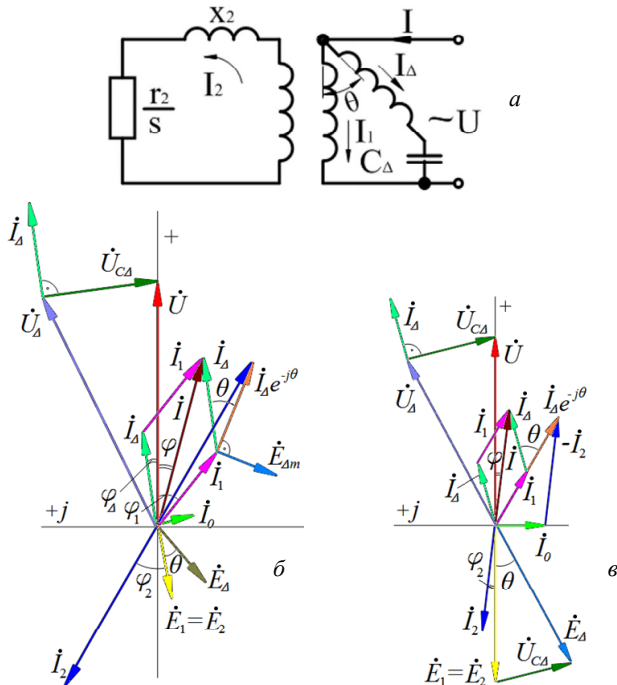


Рис. 3. Принципова електрична схема фази (а) та векторна діаграма під час пуску (б) та за номінального навантаження (в) модифікованого ШЕМП

Струм I_Δ залежить не лише від напруги живлення та параметрів машини, а й від ємності конденсатора C_Δ . Струм $I_\Delta e^{-j\theta}$, як зведений до осі основної фазної обмотки статора, бере участь у створенні струму намагнічування пристрою $I_0 = I_1 + I_\Delta e^{-j\theta} + I_2$ та створює додаткову ЕРС $\dot{E}_{\Delta m} = -jx_m I_\Delta e^{-j\theta}$. ЕРС $\dot{E}_{\Delta m}$, індукована просторово зміщеним струмом додаткової обмотки I_Δ , збільшує основні ЕРС статора і ротора. Збільшення ЕРС ротора за його незмінних активного та індуктивного опорів зумовлює збільшення пускового струму ротора, а, отже, і пускового моменту модифікованого ШЕМП. Під дією підвищеного пускового моменту прискорюється процес розгону пристрою і

він виходить на жорсткішу механічну характеристику у робочому режимі порівняно із базовим ШЕМП. Векторна діаграма модифікованого ШЕМП за номінального навантаження наведена на рис. 3,в.

Кут просторового зміщення основної і додаткової обмоток фаз статора модифікованого ШЕМП у 30° обрано з огляду на те, що саме за такого кута забезпечується збільшення на 20-30 % пускового моменту за незмінного у порівнянні із базовим пристроєм пусковим струмом. Врахована також технологічна простота виконання обмоток статора модифікованого ШЕМП шляхом поділу на дві рівні частини фазної зони 60° обмотки базового пристрою [20].

Вихідні умови моделювання електромагнітних і електромеханічних характеристик ШЕМП. Моделювання здійснювалось для ШЕМП з такими параметрами: довжина осердя статора $L_s = 90$ мм; довжина відповідної ділянки спільного зовнішнього ротора $L_r = 300$ мм; частота струму $f_0 = 50$ Гц; кутова швидкість $\omega_0 = 2\pi f_0$, рад/с; об'ємна густина сталі ротора $\rho_{st} = 7850$ кг/м³; амплітудне значення струму $I_0 = 13\sqrt{2}$ А; t – параметр часу.

Змінні базового пристрою: струм фази U $I_U = I_0 \sin(\omega_0 t)$ А; струм фази W $I_W = I_0 \sin(\omega_0 t + 120^\circ)$ А; струм фази V $I_V = I_0 \sin(\omega_0 t - 120^\circ)$ А.

Змінні модифікованого пристрою: струм фази U $I_U = I_0 \sin(\omega_0 t)$ А; струм фази W $I_W = I_0 \sin(\omega_0 t + 120^\circ)$ А; струм фази V $I_V = I_0 \sin(\omega_0 t - 120^\circ)$ А; струм фази K $I_K = I_0 \sin(\omega_0 t + 30^\circ)$ А; струм фази M $I_M = I_0 \sin(\omega_0 t + 150^\circ)$ А; струм фази L $I_L = I_0 \sin(\omega_0 t - 90^\circ)$ А.

Топологія обмоток статора базового і модифікованого варіантів ШЕМП показана на рис. 4.

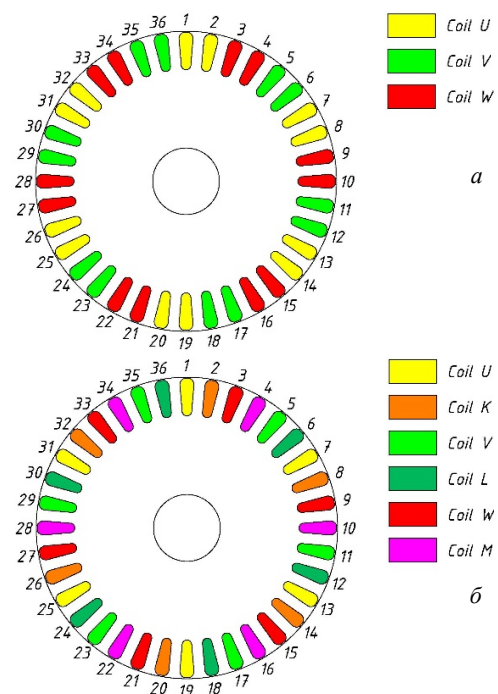


Рис. 4. Топологія обмоток статора ШЕМП: базового варіанта (а); модифікованого варіанта (б)

Характеристики модифікованого пристрою як у пусковому, так і робочому режимах залежать від ємності конденсатора, увімкненого послідовно із додатковою обмоткою. Оскільки при цьому змінюються стру-

ми основної та додаткової обмоток, фаза струму додаткової обмотки, а також втрати в двигуні, доцільно обирати таку ємність конденсатора у колі додаткової обмотки, яка забезпечує однакові струми у основній та додатковій обмотках фаз статора пристрою. Для забезпечення такого режиму роботи модифікованого пристрою ємність конденсатора становить 25 мкФ на 1 кВт номінальної потужності.

Моделювання виконано в програмному середовищі Comsol Multiphysics [21] відповідно до розрахункової схеми (рис. 1,б). Зважаючи на ідентичність електромагнітних, електромеханічних, теплових і вібраційних процесів, які відбуваються на модулях «статор-відповідна ділянка спільного ротора» електромагнітної системи ШЕМП, моделювання здійснено для одного з них. При наявності відмінностей параметрів або геометричних розмірів, моделювання проводиться окремо для кожного статора. Чисельний аналіз електромагнітного поля проводиться з використанням математичної моделі двогвинтового електромеханічного гідролізатора [22]:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}, \quad (1)$$

де \mathbf{H} – вектор напруженості магнітного поля, А/м; \mathbf{J} – вектор густини струму, А/м²;

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}, \quad (2)$$

де \mathbf{B} – вектор індукції магнітного поля, Тл; \mathbf{A} – векторний магнітний потенціал, Вб/м;

$$\mathbf{E} = -\partial \mathbf{A} / \partial t, \quad (3)$$

де \mathbf{E} – вектор напруженості електричного поля, В/м;

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}, \quad (4)$$

де σ – питома електропровідність, См/м.

Формулювання скалярного потенціалу виконано згідно рівняння:

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0. \quad (5)$$

На зовнішній межі з магнітним скалярним потенціалом, нормальна складова індукції магнітного поля прирівнюється до нуля:

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{B} = 0. \quad (6)$$

Намагніченість феромагнітного ротора задана як $B-H$ крива і визначається з рівняння:

$$B = f(H) \frac{H}{|H|}. \quad (7)$$

Як джерело струму в моделі використовуються багатовиткові обмотки статора (рис. 2, 3) Обмотки забезпечують густину струму в напрямку провідників J_e згідно з рівнянням:

$$J_e = \frac{N \cdot I_{coil}}{A} \cdot e_{coil}, \quad (8)$$

де N – кількість витків в обмотці; A – загальний переріз, площа підобласті обмотки, м²; I_{coil} – струм, А; e_{coil} – векторна змінна, для візуалізації напрямку витків в обмотці.

Моделювання теплових параметрів виконано шляхом об'єднання фізик магнітних полів, теплопередачі в твердих тілах та електромагнітного нагріву в частотно-перехідній області дослідження. Математична модель теплообміну наведена у найбільш загальному вигляді, початкова температура 293 К. Теплообмін згідно закону Фур'є в диференціальній формі, що містить джерело тепла описується наступним рівнянням [23]:

$$d_z \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} + d_z \rho C_p \mathbf{u} \cdot \nabla T + \nabla \cdot \mathbf{q} = d_z Q + q_0 + d_z Q_{ted}, \quad (9)$$

де d_z – товщина підобласті в неплюському напрямку, м; ρ – густина, кг/м³; C_p – питома теплоємність при постійному тиску, Дж/(кг·К); T – температура, К; t – час, с; \mathbf{u} – вектор швидкості, м/с; q – тепловий потік, Вт/м²; Q – джерело тепла, Вт/м³; q_0 – зовнішній тепловий потік, Вт/м²; Q_{ted} – термопружне демпфування, Вт/м³;

$$\mathbf{q} = -d_z k \nabla T, \quad (10)$$

де k – теплопровідність, Вт/(м·К).

На зовнішніх межах моделі застосовано теплоізоляцію [23]:

$$-n \cdot \mathbf{q} = 0, \quad (11)$$

де n – показник заломлення.

Тепловий потік з поверхонь визначається як [23]:

$$-n \cdot \mathbf{q} = d_z q_0, \quad (12)$$

$$q_0 = h \cdot (T_{ext} - T) \quad (13)$$

де h – коефіцієнт тепловіддачі, Вт/(м²·К); T_{ext} – температура оточуючого середовища, К.

Випромінювання від поверхні моделі до навколишнього середовища визначається з рівняння [23]:

$$-n \cdot \mathbf{q} = d_z \varepsilon \sigma (T_{amb}^4 - T^4), \quad (14)$$

де ε – випромінювальна здатність поверхні; σ – постійна Стефана-Больцмана, Вт/(м²·К⁴); T_{amb} – температура навколишнього середовища, К.

Електромагнітний нагрів визначається з рівнянь [23]:

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} + \rho C_p \mathbf{u} \cdot \nabla T = \nabla \cdot (k \nabla T) + Q_e, \quad (15)$$

де Q_e – електромагнітне джерело тепла, Вт/м³:

$$Q_e = Q_{rh} + Q_{mi}, \quad (16)$$

де Q_{rh} – резистивні втрати, Вт/м³; Q_{mi} – магнітні втрати, Вт/м³:

$$Q_{rh} = 0,5 \cdot \text{Re}(\mathbf{J} \cdot \mathbf{E}^*); \quad (17)$$

$$Q_{mi} = 0,5 \cdot \text{Re}(j \omega \mathbf{B} \cdot \mathbf{H}^*); \quad (18)$$

де \mathbf{E}^* – вектор напруженості електричного поля за заданої частоти в певний момент часу, В/м; \mathbf{H}^* – вектор напруженості магнітного поля за заданої частоти в певний момент часу, А/м.

Результати моделювання та дискусія. Основна частина характеристик за результатами моделювання базового та модифікованого ШЕМП представлена в площині його поперечного перерізу. На рис. 5 представлено розподіл z -компоненти густини струму. Суттєва відмінність в розподілах густини струмів відмічається для пазових зон статора. Для модифікованого варіанта ШЕМП кількість пазів з близькою до нульового значення густиною струму удвічі менша у порівнянні з базовим варіантом. В роторі модифікованого варіанта ШЕМП на глибині проникнення електромагнітної хвилі спостерігаються 6 ділянок (по кількості полюсів) з значеннями густини струму, які на 15 % перевищують густину струмів на відповідних ділянках базового варіанта ШЕМП.

На рис. 6 показано розподіл об'ємної густини електричної енергії. Порівняння зображень вказує на те, що об'ємна густина електричної енергії статора модифікованого ШЕМП перевищує у середньому на 19 % густину електричної енергії статора базового ШЕМП. Оскільки поняття «енергія» відповідно до фізичних основ рівнозначно поняттю «робота», то мова йде про концентрацію і потенціал активної енергії в статорі.

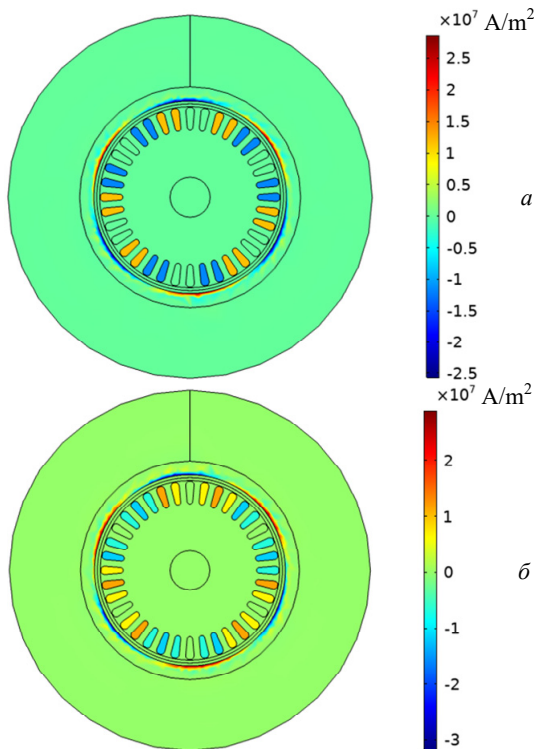


Рис. 5. Густина струму (z -компонента) базового (а) та модифікованого (б) ШЕМП

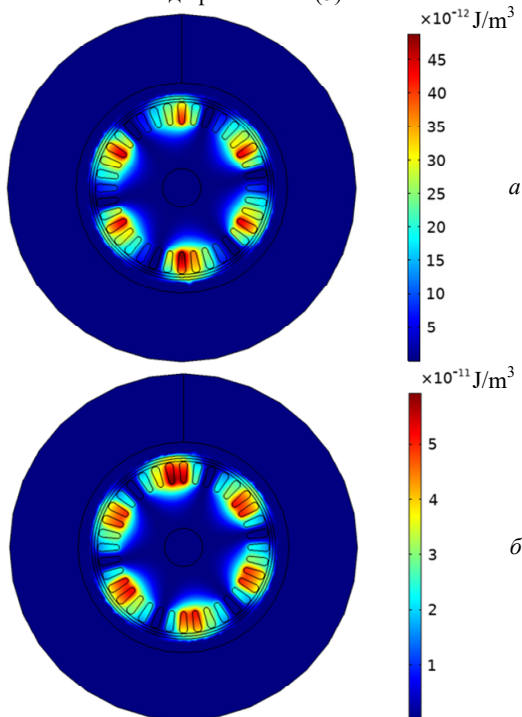


Рис. 6. Об'ємна густина електричної енергії базового (а) та модифікованого (б) ШЕМП

На рис. 7 наведено часову залежність електромагнітного моменту двох досліджуваних варіантів. Для модифікованого ШЕМП (рис. 7,б) отримано значне (в 1,5 рази) зростання значення та зменшення екстремальних пульсацій електромагнітного моменту.

На рис. 8, 9 представлено часову залежність та фазовий кут струмів одного модуля ШЕМП. У модифікованому ШЕМП завдяки використанню внутрішньої ємнісної компенсації з'являється можливість змінювати значення та фазу струму додаткової обмотки статора.

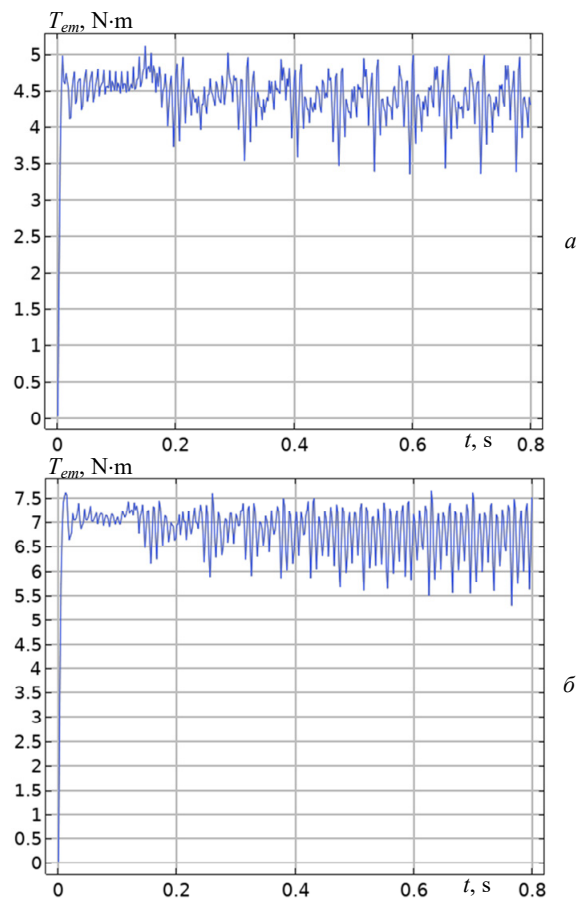


Рис. 7. Електромагнітний момент базового (а) та модифікованого (б) ШЕМП

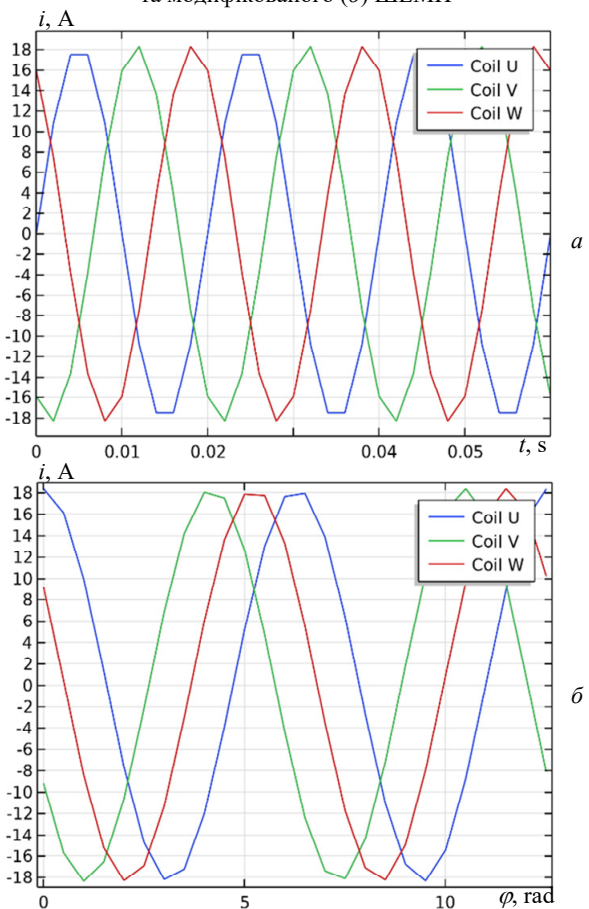


Рис. 8. Часова залежність (а) та фазовий кут (б) струмів одного модуля базового ШЕМП

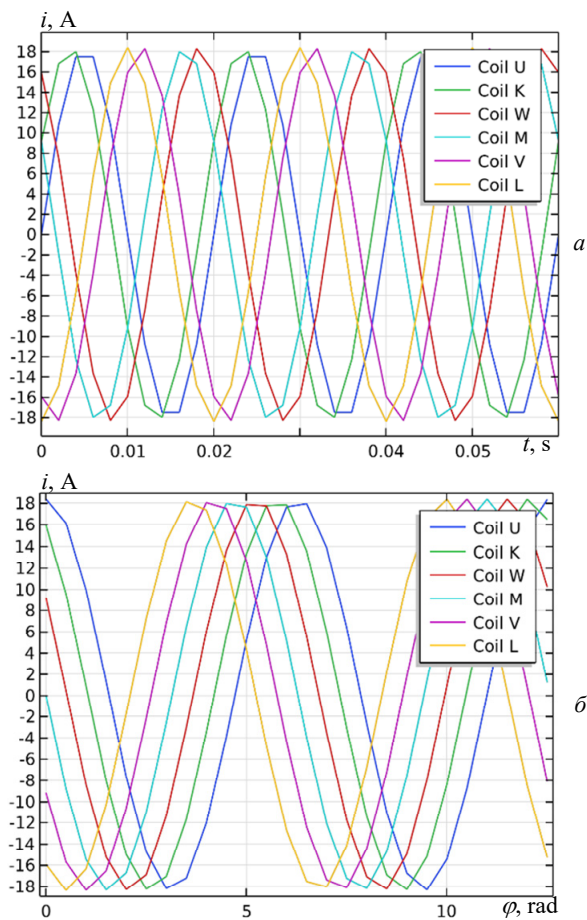


Рис. 9. Часова залежність (а) та фазовий кут (б) струмів одного модуля модифікованого ШЕМП

Для підвищення обертового моменту модифікованого ШЕМП необхідно змістити за фазою струм додаткової обмотки відносно струму основної обмотки на 30° . Оскільки у модифікованому ШЕМП основна і додаткова обмотка зміщені між собою у просторі, то це призводить до збільшення зони дії створюваних у роторі вихрових струмів. Зокрема, кут сектора, який займають максимуми струмів, складає 2,3 радіана для базового та 2,8 радіана для модифікованого ШЕМП відповідно. Струмами (рис. 8,б) формується результуюча магніторухійна сила по колу повітряного проміжку, результатом дії якої є створення вихрових струмів у масиві ротора. Відповідна зона дії створюваних вихрових струмів у масиві ротора (рис. 5) займає ділянку навпроти 5,5 зубцевих поділок статора для базового та 6 зубцевих поділок для модифікованого ШЕМП. Отже, модифікований ШЕМП за значеннями густини струму, і за шириною зони їх дії перевищує варіант базового ШЕМП. Як результат впливу фазового зсуву ШЕМП демонструє найкращу продуктивність, кращий час встановлення швидкості та крутного моменту при запуску та навантаженні (рис. 7), що спостерігається також в індукційних машинах при розгляді конфігурації подвійної 3-фазної обмотки [13, 22].

На рис. 10 показаний розподіл індукції магнітного поля, X-Y компоненти базового та модифікованого ШЕМП. Відмічається суттєва різниця у розподілі густини магнітного потоку по X-Y компонентах для базового та модифікованого ШЕМП. Якщо для базового

варіанта спостерігаються практично однакові значення густини магнітного потоку по X-Y компонентах, наприклад, навпроти середини полюсів в межах миттєвого їх розташування, то для варіанта модифікованого ШЕМП різниця значень густини магнітного потоку по X-Y компонентах доволі суттєва. Крім того, для варіанта модифікованого ШЕМП відмічається більша ступінь відгалужування магнітного потоку у ярмі статора вбік порожнистого валу.

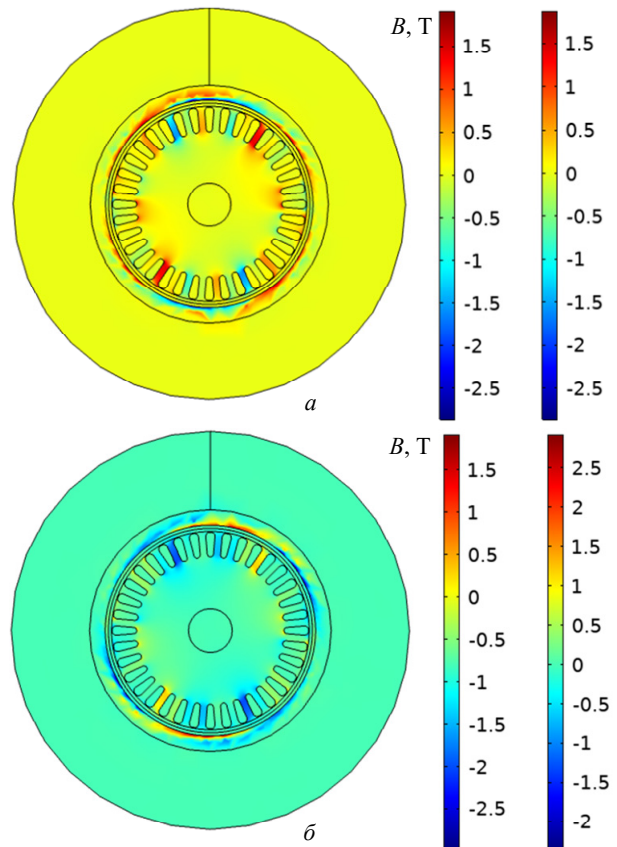


Рис. 10. Індукція магнітного поля (ліва легенда – X-компонента, права легенда – Y-компонента) базового (а) та модифікованого (б) ШЕМП

Це означає наявність меншого магнітного опору на шляху магнітного потоку для варіанта модифікованого ШЕМП і, відповідно, меншу реактивну потужність. В той же час реактивна потужність характеризує умови передачі активної потужності в кожен момент часу, а виходячи з рис. 6, об'ємна густина активної енергії статора модифікованого ШЕМП перевищує густину активної енергії статора базового ШЕМП, що опосередковано вказує на вище значення коефіцієнта потужності модифікованого ШЕМП. Підтвердженням цього положення є також порівняння розподілу намагніченості базового та модифікованого ШЕМП (рис. 11).

При однаковій намагніченості в масиві ротора ($2,5 \cdot 10^6$ А/м) спостерігається перевищення на 23 % намагніченості магнітопроводу статора посередині полюсів в межах миттєвого їх розташування для базового ($1,5 \cdot 10^6$ А/м) у порівнянні з модифікованим ШЕМП ($1,0 \cdot 10^6$ А/м).

У табл. 1 представлені результати моделювання енергетичних характеристик базового та модифікованого ШЕМП.

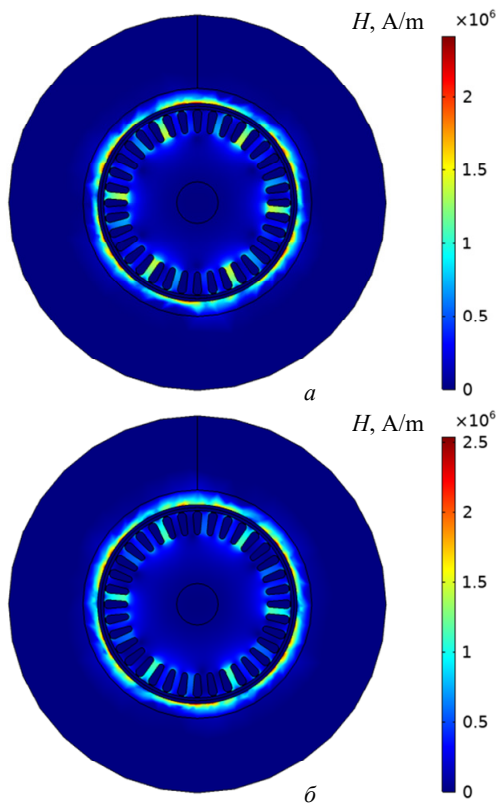


Рис. 11. Намагніченість базового (а) та модифікованого (б) ШЕМП

Таблиця 1

Результати розрахунку характеристик базового та модифікованого ШЕМП

Показник	Базовий ШЕМП	Модифікований ШЕМП	Різниця
Споживана потужність, Вт	1080,70	1293,56	212,86
Корисна механічна потужність, Вт	103,62	148,60	44,98
Втрати в сталі, Вт	484,28	652,13	167,85
Втрати в міді, Вт	492,80	492,80	0
Частота обертання ротора, об/хв	180	200	20
Електромагнітний момент, Н·м	5,5	7,1	1,6
ККД по механічній потужності, %	9,58	11,44	1,86
Коефіцієнт потужності	0,59	0,71	0,12

Модифікований ШЕМП споживає з мережі живлення на 212,86 Вт (19,7 %) більше активної потужності порівняно із базовим ШЕМП. При цьому на 44,98 Вт (43,4 %) зростає корисна активна механічна потужність та на 167,85 Вт (34,7 %) збільшуються втрати в сталі модифікованого ШЕМП. Втрати в міді модифікованого ШЕМП порівняно із базовим пристроєм не змінюються. Модифікований ШЕМП створює на 1,6 Н·м (29 %) більший електромагнітний момент, внаслідок чого на 20 об/хв (11,1 %) збільшується його частота обертання. За рахунок використання внутрішньої ємнісної компенсації коефіцієнт потужності модифікованого ШЕМП збільшується до 0,71 (на 20,3 %), а електричний ККД, який враховує тільки механічну корисну потужність для транспортування сировинного матеріалу, зростає від 9,58 до 11,4 %. Слід відзначити, що за рахунок збільшення втрат в сталі модифікованого ШЕМП збіль-

шиться кількість теплоти, яка буде спрямована до оброблюваного матеріалу, тому термічний ККД модифікованого ШЕМП також збільшиться.

Експериментальні дослідження макетного зразка ШЕМП. Для перевірки результатів моделювання здійснено випробування макетного зразка базового (без внутрішньої ємнісної компенсації) варіанта двостаторного ШЕМП. Номінальні дані ШЕМП: споживана потужність $P = 2078$ Вт; напруга живлення $U = 80$ В; споживаний струм $I = 30$ А; коефіцієнт потужності $\cos\varphi = 0,5$; кількість полюсів – 6; частота обертання при узгодженому обертанні магнітних полів окремих модулів $n = 450$ об/хв. На рис. 12 представлено вузли макетного зразка ШЕМП з визначенням зон вимірювання електромагнітних і температурних параметрів.

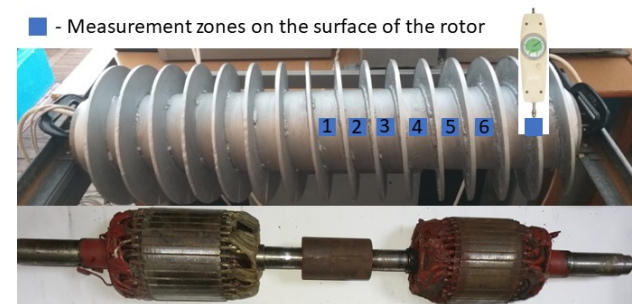


Рис. 12. Розподіл зон вимірювання електромагнітних, температурних і механічних параметрів на поверхні зовнішнього ротора макетного зразка ШЕМП

На рис. 12 показано відповідне розташування системи суміжних статорів, які розміщені у порожнині зовнішнього ротора, а також розташування динамометра для вимірювання пускового моменту.

Вимірювання електромагнітних і температурних параметрів на макетних зразках виконувалось в режимі короткого замикання (загальмований ротор) при зниженні напруги живлення до рівня, при якому досягається номінальний струм.

Під час досліджень використовувались такі вимірювальні прилади: Tenmars TM-191 Magnetic Field Meter, призначений для вимірювання електромагнітних полів наднизької частоти від 30 Гц до 300 Гц; Tenmars TM-190 Multi Field EMF Meter – пристрій для вимірювання високочастотних електромагнітних полів в діапазоні частот від 50 МГц до 3,5 ГГц і низькочастотних електричних і магнітних полів у частоті 50-60 Гц; інфрачервоний, оптичний пірометр Venetech GM533A, діапазон вимірювання $-50...+530$ °С, показник візування 12:1, коефіцієнт теплового випромінювання 0,1-1, спектр 5-14 мкм; тепловізор Xintest НТІ НТ-18, теплова чутливість 0,07 °С, діапазон температур: $-20...+300$ °С, частота захоплення зображення 8 Гц, діапазон довжин хвиль 8-14 мкм; динамометр аналоговий пружинний універсальний НК-300, використано для вимірювання пускового моменту, клас точності 0,5 %; вимірювач параметрів трансформаторів К540-3 використано для вимірювання електричних параметрів ШЕМП. В табл. 2 представлені експериментальні дані електричних і енергетичних показників макетного зразка базового (без внутрішньої ємнісної компенсації) варіанта двостаторного ШЕМП.

Навантаження ШЕМП здійснювалось шляхом фрикційного впливу механічного гальма на торцеву

частину ротора-шнека. Момент навантаження складає 7,4 Н·м. Вимірювання потужності, струму і напруги здійснювалось вимірювачем параметрів трансформаторів K540-3.

В табл. 3 представлені експериментальні дані поверхневих електромагнітних параметрів макетного

зразка базового (без внутрішньої ємнісної компенсації) варіанта двостаторного ШЕМП. Магнітна індукція, напруженість електричного поля, густина потоку електромагнітного випромінювання вимірювались в режимі короткого замикання на мінімально можливій відстані 1 мм від поверхні ротора ШЕМП.

Таблиця 2

Експериментальні дані електричних і енергетичних показників макетного зразка ШЕМП

Напруга, В	Потужність, Вт		Струм в режимі КЗ, А		Струм при навантаженні, А		Пусковий момент модуля, Н·м	Коефіцієнт потужності		Ковчання
	режим навантаження	режим КЗ	загальний	модуля	загальний	модуля		режим навантаження	режим КЗ	
60,5	1120	1320	23,17	11,6	23	11,5	4	0,508	0,546	0,84
70	1594	1876	27,5	13,75	26,2	13,1	5,6	0,5	0,556	0,73
77	1878	2266	30,12	15,7	28,5	14,3	12,3	0,492	0,562	0,63
81	2040	2384	33,7	22,5	29,8	14,9	13,7	0,486	0,57	0,55

Таблиця 3

Експериментальні дані поверхневих електромагнітних параметрів макетного зразка ШЕМП

Зона виміру	Параметри при напрузі живлення $U = 81$ В				
	Магнітна індукція, мТ	Напруженість електричного поля, В/м	Густина потоку електромагнітного випромінювання, мВт/м ²	Температура, °С	
				Рис. 16,а	Рис. 16,б
1	60	0,03	0,7	28,5	48
2	100	0,03	0,9	30,5	51
3	170	0,03	1,8	41,2	62
4	400	0,2	523	61	74
5	380	0,15	520	63,3	76,2
6	410	0,15	525	63,1	76,3

На рис. 13 показано схему вимірювального стенду для реєстрації осцилограм струмів з використанням датчиків струму ACS758 на ефекті Холла з чутливістю 40 мВ/А.

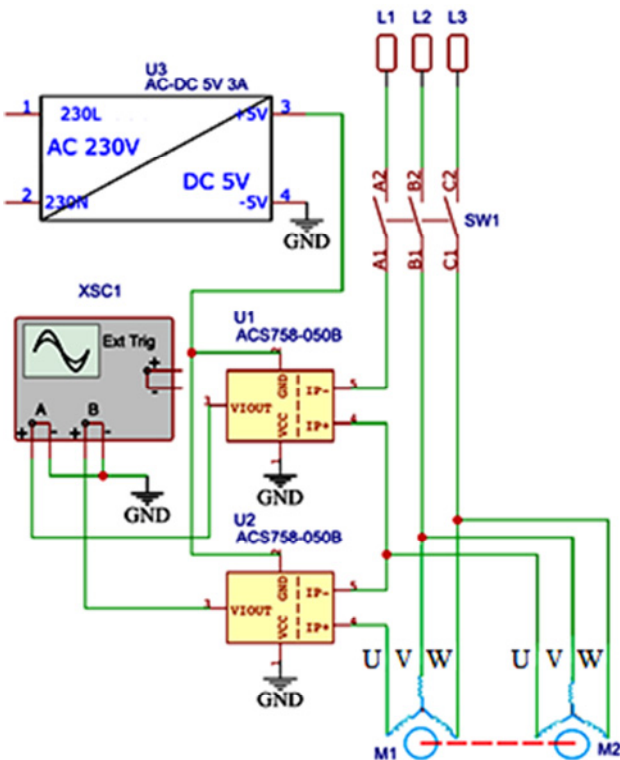
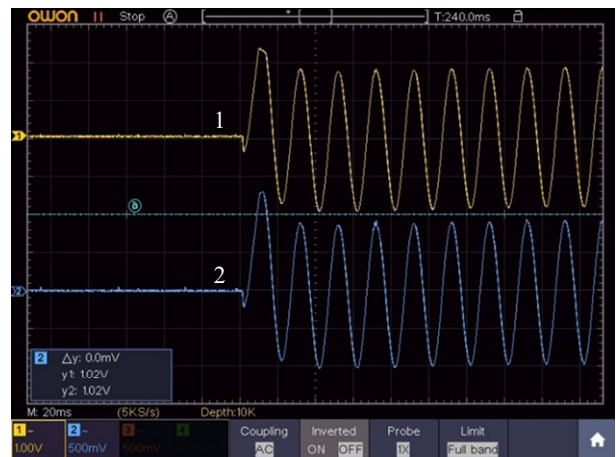
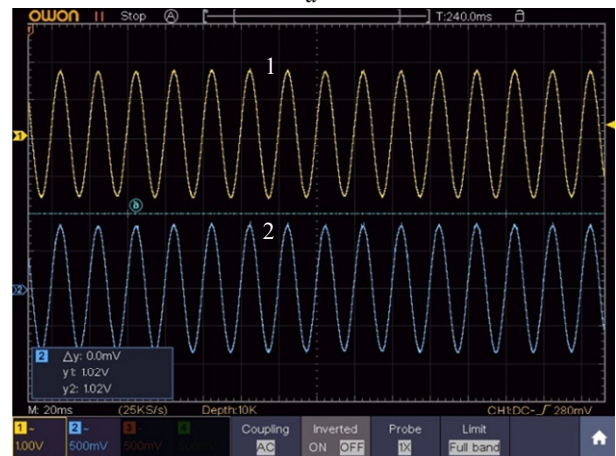


Рис. 13. Схема вимірювального стенду

На рис. 14 показані осцилограми загального струму ШЕМП і струму окремого модуля при напрузі живлення $U = 81$ В.



а



б

Рис. 14. Осцилограми загального струму 1 і струму окремого модуля 2 ШЕМП: період пуску (а), після 7 хвилин роботи ШЕМП (б)

Через зміну параметрів статорів і ротора спостерігається зменшення амплітуд і діючих значень струмів до 5 % впродовж 7 хвилин роботи ШЕМП. Здійснено порівняння розподілу температурного поля на поверхні ротора макетного зразка ШЕМП з результатами моделювання. Термограми зафіксовані після 7 хвилин роботи в режимі короткого замикання при напрузі $U = 73$ В. На рис. 15,а макетний зразок з довільним азимутальним розташуванням лобових частин суміжних статорів.

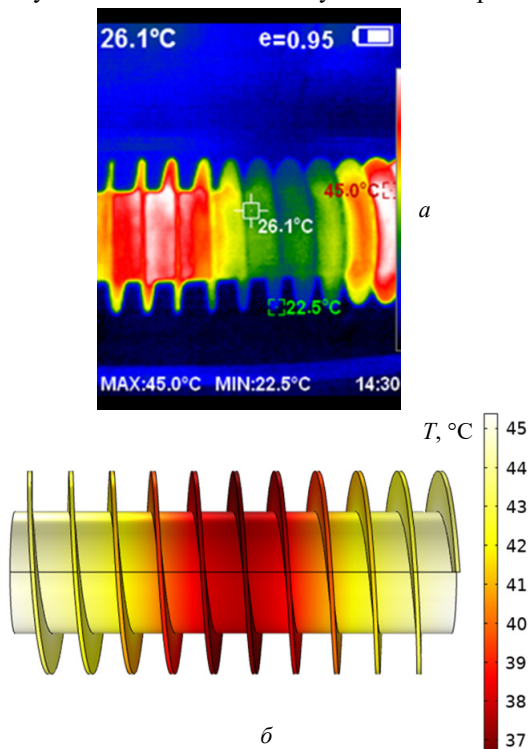


Рис. 15. Розподіл температури на поверхні ротора ШЕМП: експериментальна термограма макетного зразка після 7 хвилин обертання на неробочому ході при напрузі 81 В, частоті обертання 450 об/хв (а), результат моделювання (б)

Результати експериментальних досліджень (табл. 2, 3, рис. 14, 15), а саме параметрів і характеристик модуля ШЕМП: пускового моменту та струму; моменту і струму при навантаженні, індукції магнітного поля, температури поверхні ротора з точністю до 11 % співпадають з розрахунковими, що свідчить про достовірність математичної моделі ШЕМП.

Висновки.

1. Запропоновано метод просторового зміщення основної і додаткової обмоток статора та внутрішньої ємнісної компенсації та виконано порівняльний аналіз схем з'єднання і просторового розташування обмоток статора базового і модифікованого варіантів шнекового електромеханічного перетворювача (ШЕМП).

2. Доведено, що застосування внутрішньої ємнісної компенсації за широкого діапазону зміни кута просторового зміщення основної і додаткової обмоток та компенсуючих ємностей дозволяє змінювати значення і фазу струмів, магніторушійних сил та інших електричних величин. Для модифікованого ШЕМП досягнуто значне (на 29 %) зростання електромагнітного моменту та зменшення його екстремальних пульсацій.

3. За рахунок використання внутрішньої ємнісної компенсації досягається підвищення енергетичних пока-

зників: коефіцієнт потужності модифікованого ШЕМП збільшується на 20,3 %, а електричний ККД, який враховує тільки механічну корисну потужність для транспортування сировинного матеріалу, зростає на 1,86 %.

4. Використання запропонованого методу просторового зміщення основної і додаткової обмоток статора та внутрішньої ємнісної компенсації є перспективним для підвищення енергетичних показників ШЕМП.

Фінансування. Роботу виконано за підтримки Міністерства освіти і науки України (ДБ № 0120U102105 та № 0121U113746).

Конфлікт інтересів. Автори декларують відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

- Zhitao Han, Li Ding, Gang Wang. Experimental Investigation of Induction Motor Power Factor and Efficiency Impacted by Pulse Width Modulation Power and Voltage Controls of Variable-Frequency Drives. *ASHRAE Transactions*, 2021, vol. 127, pp. 817-828.
- Bortoni E.C., Bernardes J.V., da Silva P.V.V., Faria V.A.D., Vieira P.A.V. Evaluation of manufacturers strategies to obtain high-efficient induction motors. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 2019, vol. 31, pp. 221-227. doi: <https://doi.org/10.1016/j.seta.2018.12.022>.
- Mbinkar E.N., Asoh D.A., Kujabi S. Microcontroller Control of Reactive Power Compensation for Growing Industrial Loads. *Energy and Power Engineering*, 2022, vol. 14, no. 9, pp. 460-476. doi: <https://doi.org/10.4236/epe.2022.149024>.
- Habyarimana M., Dorrell D.G., Musumpuka R. Reduction of Starting Current in Large Induction Motors. *Energies*, 2022, vol. 15, no. 10, art. no. 3848. doi: <https://doi.org/10.3390/en15103848>.
- Antar R.K., Suliman M.Y., Saleh A.A. Harmonics resonance elimination technique using active static compensation circuit. *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*, 2021, vol. 10, no. 5, pp. 2405-2413. doi: <https://doi.org/10.11591/eei.v10i5.3148>.
- Ferreira F.J.T.E., de Almeida A.T. Novel Multiflux Level, Three-Phase, Squirrel-Cage Induction Motor for Efficiency and Power Factor Maximization. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, vol. 23, no. 1, pp. 101-109. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2007.914355>.
- Guo J., Ma X., Ahmadpour A. Electrical-mechanical evaluation of the multi-cascaded induction motors under different conditions. *Energy*, 2021, vol. 229, art. no. 120664. doi: <https://doi.org/10.1016/j.energy.2021.120664>.
- Jagiela M., Garbiec T. Determination of best rotor length in solid-rotor induction motor with axial slitting. *Archives of Electrical Engineering*, 2012, vol. 61, no. 2, pp. 267-276. doi: <https://doi.org/10.2478/v10171-012-0022-2>.
- Zablodskiy M., Gritsyuk V., Rudnev Y., Brozhko R. Three-dimensional electromagnetic field model of an auger electromechanical converter with an external solid rotor. *Mining of Mineral Deposits*, 2019, vol. 13, no. 4, pp. 99-106. doi: <https://doi.org/10.33271/mining13.04.099>.
- Milykh V.I. Numerical-field analysis of active and reactive winding parameters and mechanical characteristics of a squirrel-cage induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 3-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.01>.
- Trisha, Gupta G.S., Shiva Kumar S. Review of the Parameter Estimation and Transient Analysis of Three-Phase Induction Motor. *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2021, vol. 693, pp. 223-232. doi: https://doi.org/10.1007/978-981-15-7675-1_21.
- Nasir B.A. An Accurate Iron Core Loss Model in Equivalent Circuit of Induction Machines. *Journal of Energy*, 2020, vol. 2020, pp. 1-10. doi: <https://doi.org/10.1155/2020/7613737>.
- Ekpo E.G., Umoh G.D., Udokah Y.O.N. Effect of Phase-Shift in Six-Phase Induction Machine. *Journal of Emerging*

Trends in Engineering and Applied Sciences, 2022, vol. 13, no. 6, pp. 215-226.

14. Saneie H., Nasiri-Gheidari Z. Performance Analysis of Outer-Rotor Single-Phase Induction Motor Based on Magnetic Equivalent Circuit. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, vol. 68, no. 2, pp. 1046-1054. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.2969125>.

15. Sharma U., Singh B. Robust design methodology for single phase induction motor ceiling fan. *IET Electric Power Applications*, 2020, vol. 14, no. 10, pp. 1846-1855. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2020.0017>.

16. Rezazadeh G., Tahami F., Capolino G.-A., Nasiri-Gheidari Z., Henao H., Sahebazamani M. Improved Design of an Outer Rotor Six-Phase Induction Motor With Variable Turn Pseudo-Concentrated Windings. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2022, vol. 37, no. 2, pp. 1020-1029. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2021.3126538>.

17. Tornello L.D., Foti S., Cacciato M., Testa A., Scelba G., De Caro S., Scarcella G., Rizzo S.A. Performance Improvement of Grid-Connected Induction Motors through an Auxiliary Winding Set. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 8, art. no. 2178. doi: <https://doi.org/10.3390/en14082178>.

18. Di C., Petrov I., Pyrhonen J.J. Design of a High-Speed Solid-Rotor Induction Machine With an Asymmetric Winding and Suppression of the Current Unbalance by Special Coil Arrangements. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 83175-83186. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2925131>.

19. Zablodsky N., Chuenko R., Gritsyuk V., Kovalchuk S., Romanenko O. The Numerical Analysis of Electromechanical Characteristics of Twin-Screw Electromechanical Hydrolyzer. *2021 11th International Conference on Advanced Computer Information Technologies (ACIT)*, 2021, pp. 130-135. doi: <https://doi.org/10.1109/ACIT52158.2021.9548392>.

20. Kaplun V., Makarevych S., Chuenko R. Modelling of Asynchronous Motor with Split Stator Windings on the Principle of a Rotary Autotransformer. *Przeglad Elektrotechniczny*, 2022, vol. 98, no. 3, pp. 39-43. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2022.03.10>.

21. *AC/DC Module User's Guide*. COMSOL Inc., Burlington, MA, USA, 2018.

22. Rezazadeh G., Tahami F., Capolino G.-A., Vaschetto S., Nasiri-Gheidari Z., Henao H. Improvement of Concentrated Winding Layouts for Six-Phase Squirrel Cage Induction Motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2020, vol. 35, no. 4, pp. 1727-1735. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2020.2995433>.

23. *Heat Transfer Module User's Guide*. COMSOL Inc., Burlington, MA, USA, 2018.

Надійшла (Received) 16.10.2023

Прийнята (Accepted) 12.01.2024

Опублікована (Published) 01.05.2024

How to cite this article:

Zablodskiy M.M., Chuenko R.M., Kovalchuk S.I., Kruhliak H.V., Kovalchuk O.I. Internal capacitive compensation of the reactive power of the screw electromechanical converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 3, pp. 11-21. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.3.02>

Заблодський Микола Миколайович¹, д.т.н., проф.,

Чуєнко Роман Миколайович¹, к.т.н., доц.,

Ковальчук Станіслав Ігорович¹, PhD, м.н.с.,

Круляк Геннадій Віталійович¹, асистент,

Ковальчук Орест Ігорович¹, аспірант,

¹Національний університет біоресурсів і природокористування України,

03041, Київ, вул. Героїв Оборони, 12,

e-mail: stas_kovalchuk@outlook.com

M.M. Zablodskiy¹, R.M. Chuenko¹, S.I. Kovalchuk¹,

H.V. Kruhliak¹, O.I. Kovalchuk¹

¹National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine, 12, Heroyiv Oborony Str., Kyiv, 03041, Ukraine.

Internal capacitive compensation of the reactive power of the screw electromechanical converter.

Introduction. A special category among induction machines with a massive rotor is occupied by the class of multifunctional electromechanical energy converters, which are integrated with the links of technological processes **Problem.** The exchange of reactive energy between the source and the electromechanical converter during periods of operation with a low load leads to a significant decrease in its efficiency and power factor. With the use of non-linear loads and taking into account possible resonance, it has become more difficult to improve the power factor by installing capacitor banks. **Goal.** Increasing the energy indicators of the electromechanical converter by spatial displacement of the main and additional stator windings and internal capacitive compensation. **Methodology.** Comparative analysis of connection schemes and spatial arrangement of stator windings when using internal capacitive compensation. Modeling and experimental studies of electromagnetic and electromechanical characteristics of a screw electromechanical converter.

Results. The distribution of electromagnetic quantities was established and the choice of the angle of spatial displacement of the main and additional windings of the stator phases of the modified converter, which ensure an increase in the value of the electromagnetic torque and power factor, was justified. The results of experimental studies of the screw electromechanical converter are presented. **Originality.** For the first time, a method of internal capacitive compensation of reactive power is proposed for multifunctional electromechanical converters of technological purpose. **Practical value.** The use of the proposed method of spatial displacement of the main and additional stator windings and internal capacitive compensation will ensure an increase in the energy performance of the screw electromechanical converter. References 23, tables 3, figures 15.

Keywords: Maxwell's equation, multifunctional electromechanical converter, stator winding, finite element method, capacitor capacity.

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

The method for design of combined electromagnetic shield for overhead power lines magnetic field

Aim. Development of the method of designing a combined electromagnetic shield, consisting of active and passive parts, to improve the effectiveness of reduction of industrial frequency magnetic field created by two-circuit overhead power lines in residential buildings. **Methodology.** The problem of design of combined electromagnetic shield including robust system of active shielding and electromagnetic passive shield of initial magnetic field solved based on of the multi-criteria two-player antagonistic game. The game payoff vector calculated based on the finite element calculations system COMSOL Multiphysics. The game solution calculated based on the particles multiswarm optimization algorithms. During the design of combined electromagnetic shields spatial location coordinates of shielding winding, the currents and phases in the shielding winding of active shielding, geometric dimensions and thickness of the electromagnetic passive shield are calculated. **Results.** The results of theoretical and experimental studies of combined electromagnetic passive and active shielding of magnetic field in residential building from power transmission line with a «Barrel» type arrangement of wires presented. **Originality.** For the first time the method of designing a combined electromagnetic shield, consisting of active and passive parts, for more effective reduction of the magnetic field of industrial frequency created by two-circuit overhead power lines in residential buildings is developed. **Practical value.** Based on results of calculated and experimental study the shielding efficiency of the initial magnetic field determined that shielding factors with only electromagnetic passive shield is more 2 units, with only active shield is more 4 units and with combined electromagnetic passive and active shield is more 10 units. It is shown the possibility to reduce the level of magnetic field induction in residential building from power transmission line with a «Barrel» type arrangement of wires by means of a combined electromagnetic passive and active shielding with single compensating winding to 0.5 μT level safe for the population. References 53, figures 15.

Key words: overhead power line, magnetic field, combined electromagnetic passive and active shielding, computer simulation, experimental research.

Мета. Розробка методу проектування комбінованого електромагнітного екрану, що складається з активної та пасивної частин, для підвищення ефективності зниження магнітного поля промислової частоти, створюваного дволанцюговими повітряними лініями електропередачі в житлових будинках. **Методологія.** Задача проектування комбінованого електромагнітного екрану, що включає робастну систему активного екранування та електромагнітний пасивний екран вихідного магнітного поля, вирішується на основі багатокритеріальної антагоністичної гри двох гравців. Вектор вирахів гри розраховується на основі кінцево-елементної системи обчислень COMSOL Multiphysics. Рішення гри розраховується на основі алгоритмів оптимізації мультироїв частинок. При проектуванні комбінованих електромагнітних екранів розраховуються координати розташування екрануючої обмотки в просторі, струм і фаза в екрануючій обмотці робастної системи активного екранування, та геометричні розміри і товщина електромагнітного пасивного екрану. **Результати.** Наведено результати теоретичних та експериментальних досліджень комбінованого електромагнітного пасивного та активного екранування магнітного поля в житловому будинку від дволанцюгової лінії електропередач із розташуванням проводів типу «бочка». **Оригінальність.** Вперше розроблено метод проектування комбінованого електромагнітного екрану, що складається з активної та пасивної частин, для підвищення ефективності зниження магнітного поля промислової частоти, створюваного дволанцюговими повітряними лініями електропередачі в житлових будинках. **Практична цінність.** За результатами розрахункових та експериментальних досліджень ефективність екранування початкового магнітного поля визначено, що коефіцієнти екранування системи тільки з електромагнітним пасивним екраном дорівнює більше 2 одиниць, тільки з активним екраном дорівнює більше 4 одиниць, а з комбінованим електромагнітним пасивним і активним екраном дорівнює більше 10 одиниць. Показано можливість зниження рівня індукції магнітного поля в житловому будинку від дволанцюгової лінії електропередач із розташуванням проводів типу «бочка» за допомогою комбінованого електромагнітного пасивного та активного екранування з однією компенсуючою обмоткою до безпечного для населення рівня в 0,5 мкТл. Бібл. 53, рис. 15.

Ключові слова: повітряна лінія електропередачі, магнітне поле, комбіноване електромагнітне пасивне та активне екранування, комп'ютерне моделювання, експериментальні дослідження.

Introduction. Prolonged exposure of the population to even weak levels of the industrial frequency magnetic field leads to an increased level of cancer in the population living in residential buildings near power lines [1-3]. The creation of methods and means of normalizing the level of the electromagnetic field in existing residential areas near power lines without evicting the population or decommissioning existing electrical networks determines the economic significance of such studies. Therefore, methods are being intensively developed all over the world to reduce the level of the magnetic field (MF) in existing residential buildings located near power lines to a safe level for the population to live in it [4-7].

To reduce the magnetic field inside residential premises, it is technically easiest to use passive shielding. The principle of operation of the electromagnetic shield can be described as follows [8-15]: under the action of the

primary MF, conduction currents are induced in the shield; these currents create a secondary field; from the addition of the primary field with the secondary, the resulting field is formed, which is weaker than the primary in the protected area. Therefore, for the manufacture of electromagnetic shields, materials with a high electrical conductivity value should be used. The most widely used electromagnetic screens are made of aluminum, the cost of which is relatively low. However, the cost of such passive screens, especially when screening large volumes of residential premises, is the main limitation of the use of such screens, especially when using mu-metal passive screens. To increase the shielding efficiency, multilayer passive shields are widely used, consisting of several layers of conductive and ferromagnetic shields. Such screens are widely used for shielding the magnetic field in magnetically clean rooms together with active screens.

For shielding large volumes, it is economically most expedient to use active shields [16-23]. A feature of the use of active screens is the need to provide an active screening system and constant power consumption during the operation of the system. To save energy consumption, the active shielding system can only be switched on when there are people in the living space. Therefore, when designing shielding systems for residential premises, it can often be the most effective option to use combined shielding of the initial magnetic field, including an active shielding system and passive shielding.

Such combined screens are widely used in world practice [16]. On Fig. 1 show a room located near power lines. The main shielding effect is provided by an active shielding system with one compensation winding laid along the building. Additional screening is provided by passive screen sheets laid on the floor.



Fig. 1. The room located near power lines

The aim of the work is development of method of designing a combined electromagnetic shield, consisting of active and passive parts, to improve the effectiveness of reduction of industrial frequency magnetic field created by two-circuit overhead power lines in residential buildings.

Problem statement. We set the currents amplitude A_i and phases φ_i of power frequency ω wires currents in power lines. Then we set the wires currents in power lines in a complex form

$$I_i(t) = A_i \exp j(\omega t + \varphi_i). \quad (1)$$

Then the vector $\mathbf{B}_p(Q_i, t)$ of the magnetic field generated by all power lines wires in point Q_i of the shielding space can calculated based Biot-Savart law [6].

We set the vector \mathbf{X}_a of initial geometric values of the dimensions of the compensating windings, as well as the currents amplitude A_{wi} and phases φ_{wi} in the compensating windings. We set the currents in the compensating windings wires in a complex form

$$I_{wi}(t) = A_{wi} \exp j(\omega t + \varphi_{wi}). \quad (2)$$

Then the vector $\mathbf{B}_w(Q_i, t)$ of the magnetic field generated by all compensating windings wires in point Q_i of the shielding space can also calculated based Biot-Savart law.

Let us set the vector \mathbf{X}_p of initial values of the geometric dimensions, thickness and material of the passive shield. Then for the given geometric dimensions of the power lines wire and the initial values of the geometric dimensions of the compensation winding wires, as well as for the given values of currents and phases in the power lines wires and the initial values of currents and phases in the wires in the compensation windings, as well as for the initial values of the geometric dimensions, thickness and material of the passive screens, the vector $\mathbf{B}_R(Q_i, t)$ of the resulting magnetic field induction in the Q_i point of the shielding space can be calculated.

We introduce the vector \mathbf{X} of the desired parameters of the problem of designing a combined shield, the components of which are the vector \mathbf{X}_a values of the geometric dimensions of the compensation windings, as well as the currents A_{wi} and phases φ_{wi} in the compensation windings, as well as the vector \mathbf{X}_p of geometric dimensions, thickness and material of the passive shield.

Let us introduce the vector δ of the uncertainty parameters of the problem of designing a combined shield, the components of which are inaccurate knowledge of the currents and phases in the wires of the power transmission line, as well as other parameters of the combined shielding system, which, firstly, are initially known inaccurately and, secondly, may change during the operation of the system [24-28].

Then for the given initial values of the \mathbf{X} vector of the desired parameters and the vector δ of the uncertainty parameters of the combined screen design problem, the value $\mathbf{B}_R(\mathbf{X}, \delta, P_i)$ of the magnetic induction at the point P_i of the shielding space calculated based on the finite element calculations system COMSOL Multiphysics. Then the problem of designing a passive screen is reduced to computing the solution of the vector game

$$\mathbf{B}_R(\mathbf{X}, \delta) = \langle \mathbf{B}_R(\mathbf{X}, \delta, P_i) \rangle. \quad (3)$$

The components of the game payoff vector $\mathbf{B}_R(\mathbf{X}, \delta)$ are the effective values of the induction of the resulting magnetic field $\mathbf{B}_R(\mathbf{X}, \delta, P_i)$ at all considered points Q_i in the shielding space.

In this vector game it is necessary to find the minimum of the game payoff vector (11) by the vector \mathbf{X} , but the maximum of the same vector objective function by the vector δ .

At the same time, naturally, it is necessary to take into account constraints on the vector \mathbf{X} desired parameters of a combined shield in the form of vector inequality and, possibly, vector equality [29-33]

$$\mathbf{G}(\mathbf{X}) \leq \mathbf{G}_{max}, \quad \mathbf{H}(\mathbf{X}) = 0. \quad (4)$$

Note that the components of the vector game (3) and vector constraints (4) are the nonlinear functions of the vector of the required parameters [5, 6].

The solutions of the vector game (3) subject to constraints (4) are calculated from the Pareto set of optimal solutions based on algorithms particles multiswarm optimization.

Solving problem algorithm. A feature of the problem under consideration is the presence of several conflicting goals. Minimization of the magnetic field at one point leads to an increase in the magnetic field at other points due to undercompensation or overcompensation of the initial magnetic field. Minimax problems are widely used in robust control. If it is necessary to find the minimum in one variable and the maximum in other variables of the same objective function, then the necessary condition for the optimal minimax problem is that the gradient of the objective function in all variables is equal to zero, regardless of whether the target function is minimized or maximized function [34-37].

When solving this minimax problem numerically, in order to find the direction of movement, it is necessary to use the components of the gradient of the objective function for those variables over which the maximization is performed, and it is necessary to use the components of the antigradient (i.e., the gradient taken with the opposite

sign) for those variables over which the minimization is performed [38-43].

Recently, in the synthesis of control systems, a game approach has become widespread, which makes it possible to formulate the problem of synthesizing a system for a game. In this case, the area of parameter variations is divided into two sets of friendly X and enemy δ . The goal of the players is to choose such values X at which the value of the optimized quality criterion (3) is minimized, and the task of the opponent is to choose such values of the parameters δ at which the value of the quality criterion is maximized.

To solve this minimax problem of multi-criteria optimization (3), we use the simplest linear trade-off scheme, in which the original multi-criteria problem was reduced to a single-criteria

$$f(X, \delta) = \sum_{i=1}^J \alpha_i B_R(X, \delta, P_I) \quad (5)$$

where α_i are weight coefficients that characterize the importance of particular criteria and determine the preference for individual criteria by the decision maker.

A necessary condition for optimality

$$X^* = \arg \min_X \sum_{i=1}^J \alpha_i B_R(X, \delta, P_I); \quad (6)$$

$$\delta^* = \arg \max_{\delta} \sum_{i=1}^J \alpha_i B_R(X, \delta, P_I) \quad (7)$$

is the existence of a saddle point. In which the equality to zero of the gradients of the objective function

$$\nabla_X f|_{X=X^*} = 0, \quad \nabla_{\delta} f|_{\delta=\delta^*} = 0. \quad (8)$$

A sufficient condition for the existence of a saddle point is a change in the sign of the gradient $\nabla_X f$ when passing the minimum point from minus to plus, and a change in the signs of the gradient $\nabla_{\delta} f$ when passing the maximum point from plus to minus [44-47]. These conditions can be formulated as the positive definiteness $H_X > 0$ of the matrix of second derivatives – the Hessian matrix with respect to the choice of parameters X , and the negative definiteness $H_{\delta} < 0$ of the Hessian matrix with respect to the parameters δ , i.e. the task becomes much more complicated if the quality criterion is vector $B_R(X, \delta)$.

Note that the quality criterion $B_R(X, \delta)$ usually includes both system state variables or their combination, characterizing the accuracy of the system, and state variables that need to be limited and the control vector is necessarily included. Otherwise, the original problem becomes degenerate and leads to infinite controls. Moreover, the choice of weight matrix functions in the quality criterion when solving specific problems is carried out iteratively by repeatedly solving the original optimization problem for different values of the weight functions until acceptable results are obtained.

In fact, the semantic statement of the problem is reduced to the synthesis of such a system, which provides the minimum value of the error characterizing the accuracy of the system when constraints (4) on the state vector component are met and when constraints on the control vector are met.

Consider the use of penalty (barrier functions) for solving a mathematical programming problem in the

presence of restrictions. Let us first consider the application of the interior point method to solve a mathematical programming problem that does not contain restrictions in the form of equalities. Let us assume that near the optimal point, the local optimum conditions are satisfied in the following form

$$\begin{cases} g_i(x) \geq 0, i = \overline{1, m}, \\ u_i g_i(x) = r > 0, i = \overline{1, m}, \\ u_i \geq 0, i = \overline{1, m}, \\ \nabla f(x) - \sum_{i=1}^m u_i \nabla g_i(x) = 0. \end{cases} \quad (9)$$

Whence the following equality can be obtained

$$\nabla f(x(r)) - \sum_{i=1}^m \frac{r}{g_i(x(r))} \nabla g_i(x(r)) = 0. \quad (10)$$

This equality can be interpreted as a necessary condition for a local optimum in the form of zero gradient, under which the original objective function of the nonlinear programming problem takes the following form

$$L(x, r) = f(x) - r \sum_{i=1}^m \ln g_i(x). \quad (11)$$

Similarly, another objective function can be obtained, provided that from the expression

$$\lambda_i g_i(x) = r > 0, i = \overline{1, m} \quad (12)$$

for the gradient

$$\nabla f[x(r)] - \sum_{i=1}^m \frac{r^2}{g_i^2[x(r)]} \nabla g_i[x(r)] = 0. \quad (13)$$

The objective function $L_1(x, r)$ will take the following form

$$L_1(x, r) = f(x) + r^2 \sum_{i=1}^m \frac{1}{g_i(x)}. \quad (14)$$

These objective functions allow us to reduce the initial problem of nonlinear programming in the presence of restrictions to the solution of the problem of unconditional optimization in such a way that when approaching the boundary of the restrictions from the inside, the penalty for violation of the restrictions tends to infinity, which corresponds to the interior point method in the penalty functions algorithm.

Thus the problem of multicriteria synthesis (3) of nonlinear robust control using a linear compromise scheme (5) is reduced to a single-criteria problem of mathematical programming (12). Consider the application of the sequential quadratic programming method to solve this problem. This method and its software implementation were proposed by Schittkowski at the beginning for solving the least squares minimization problem. This method is a combination of the Gauss-Newton method with determining the direction of movement using a quasi-Newtonian algorithm.

Consider first the minimization of the quadratic norm L_2 , usually called the unconstrained least squares problem

$$f(x) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^l f_i(x)^2. \quad (15)$$

The gradient of this objective function can be represented as follows

$$\nabla f(x) = \nabla F(x)F(x), \quad (16)$$

where the Jacobian $\nabla F(x) = (\nabla f_1(x), \dots, \nabla f_l(x))$ of this function is denoted and it is assumed that the components of the objective function can be doubly differentiated. Then the matrix of second derivatives of the objective function – the Hesse matrix can be written in the following form

$$\nabla^2 f(x) = \nabla F(x)\nabla F(x)^T + B(x), \quad (17)$$

where

$$B(x) = \sum_{i=1}^l f_i(x)\nabla^2 f_i(x)\nabla^2 f_i(x).$$

Then the iterative procedure for choosing the direction $d_k \in R^n$ of motion using the Newton method can be reduced to solving a linear system

$$\nabla^2 f(x_k)d + \nabla f(x_k) = 0, \quad (18)$$

or to the solution of an equivalent system in the following form

$$\nabla F(x_k)\nabla F(x_k)^T d + B(x_k)d + \dots + \nabla F(x_k)F(x_k) = 0. \quad (19)$$

At the optimal solution point x^* , the following condition is satisfied

$$F(x^*) = (f_1(x^*), \dots, f_l(x^*))^T = 0, \quad (20)$$

therefore, finding the motion step d can be reduced to solving the normal equation of the least squares problem

$$\min_{d \in R^n} \left\| \nabla F(x_k)^T d + F(x_k) \right\|, \quad (21)$$

from which a recurrent equation $x_{k+1} = x_k + \alpha_k d_k$ can be obtained for iteratively finding the vector of desired parameters, in which is the solution d_k to the optimization problem, and α_k is an experimentally determined parameter.

This algorithm uses the Gauss–Newton method, which is a traditional algorithm for solving the non-linear least squares problem, to calculate the direction of motion. In the general case, the Gauss-Newton method makes it possible to obtain a solution to the problem of sequential quadratic programming using only first-order derivatives, but in real situations it often fails to obtain a solution.

Therefore, to improve convergence, second-order methods are used, in which the matrix of second derivatives of the objective function is used - the Jacobian matrix when solving optimization problems without restrictions. Second-order algorithms, compared to first-order methods, allow one to efficiently obtain a solution in a region close to the optimal point, when the components of the gradient vector have sufficiently small values.

Recently, methods using Levenberg-Marquardt algorithms have become widespread in quasi-Newtonian methods. The idea of these methods is to replace the Hesse matrix with some matrix $\lambda_k I$ with a positive coefficient λ_k . Then we obtain the following system of linear equations

$$\nabla F(x_k)\nabla F(x_k)^T d + \lambda_k d + \nabla F(x_k)F(x_k) = 0. \quad (22)$$

There are many different methods for solving the non-linear least squares problem without restrictions. On the other hand, there is a simple approach for combining the properties of the Gauss-Newton method with the method of sequential quadratic programming. The main

problem of applying the method of sequential quadratic programming is the need to use special methods to ensure negative eigenvalues when approximating the Hess matrix in the case of alternative approaches.

Deterministic optimization methods such as linear programming and non-linear programming are widely used to solve multiobjective optimization problems.

However, these methods use a one-point approach and the result of these classical optimization methods is a single optimal solution. For example, the method of the weighted sum of local criteria transforms the multicriteria optimization problem into a single-criteria optimization problem, which makes it possible to obtain one point on the front of Pareto-optimal solutions.

To find the global optimum from Pareto optimal solutions, it is necessary to consider all possible Pareto fronts. In this case, it is necessary that the algorithms for finding the global optimum point are performed iteratively, so as to ensure that each combination of weights has been used.

To exhaust all combinations of weight, it is necessary to repeat the algorithms of such a local search many times. Therefore, algorithms must be able to «learn» from the solutions obtained in order to guide the correct choice of weight in further evolutions. When using classical methods for finding a global optimal solution, problems arise if the optimal solution is located in non-convex or disconnected regions of the functional space.

Recently, metaheuristic methods such as evolutionary algorithms and group intelligence technologies have become increasingly popular for solving the optimization problem [48-50]. Evolutionary methods, due to their efficiency and simplicity, have been successfully used to solve optimization problems with one objective function. These methods have some advantages over classical optimization methods, since they allow calculating optimal solutions for non-linear and non-convex functions [51-53].

They use the set of solutions in each iteration and stochastic search, and therefore they can find a search anywhere in the entire search space and are able to overcome the problems of local optima. Stochastic search methods are also more suitable for solving problems of multiobjective optimization.

Among the metaheuristic techniques, until recently, particle swarm optimization was applied only to single-objective optimization problems. The high convergence rate of particle swarm optimization algorithms for developing a multi-objective optimization algorithm has some advantages in terms of better exploration and exploitation provided by the algorithm's global search capability.

In the standard particle swarm optimization algorithm, particle velocities change according to linear laws, in which the movement of particle i swarm j is described by the following expressions [49]

$$v_{ij}(t+1) = c_{1j}r_{1j}(t) \times \dots \times [v_{ij}(t) - x_{ij}(t)] + c_{2j}r_{2j}(t) \times \dots, \quad (23)$$

$$\dots \times [y_j^*(t) - x_{ij}(t)] \\ x_{ij}(t+1) = x_{ij}(t) + v_{ij}(t+1), \quad (24)$$

where, are the position $x_{ij}(t)$ and speed $v_{ij}(t)$ of the particle i of the swarm j ; c_1, c_2 – positive constants that determine the weights of the cognitive and social components of the speed of particle movement; $r_{1j}(t), r_{2j}(t)$ are random

numbers from the range $[0, 1]$, which determine the stochastic component of the particle velocity component. Here, $y_{ij}(t)$ and y_j^* – the best local-lbest and global-gbest positions of that particle i are found, respectively, only by one particle i and by all particles i of that swarm j . The use of the inertia coefficient w_j allows improving the quality of the optimization process.

In order to increase the speed of finding a global solution, special nonlinear algorithms of stochastic multi-objective optimization have recently become widespread [51-53].

Naturally, the formalization of the solution of the multiobjective optimization problem by reducing it to a single-objective problem makes it possible to reasonably choose one single point from the area of compromises – the Pareto area [48]. However, this «single» point can be further tested in order to further improve the trade-off scheme from the point of view of the decision maker [52, 53].

Simulation results. Let us consider the results of the design of combined electromagnetic passive and active shielding of overhead power lines magnetic field generated by a double-circuit power line in a residential building, as shown in Fig. 2.



Fig. 2. Residential building closed to double-circuit power line

Figure 3 shows the scheme of the shielding system design.

Figure 4 shows the distribution of the calculated initial magnetic field induction.

Figure 5 shows the distribution of the calculated resulting magnetic field induction which only electromagnetic passive shield. The calculated shielding factor maximum value of resulting magnetic field which only electromagnetic passive shield is more 4 units.

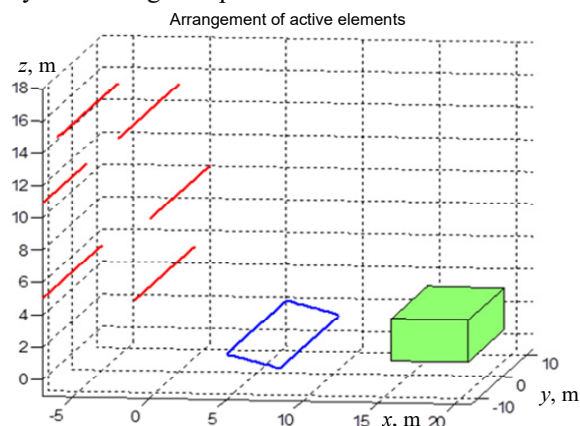


Fig. 3. Scheme of the shielding system design

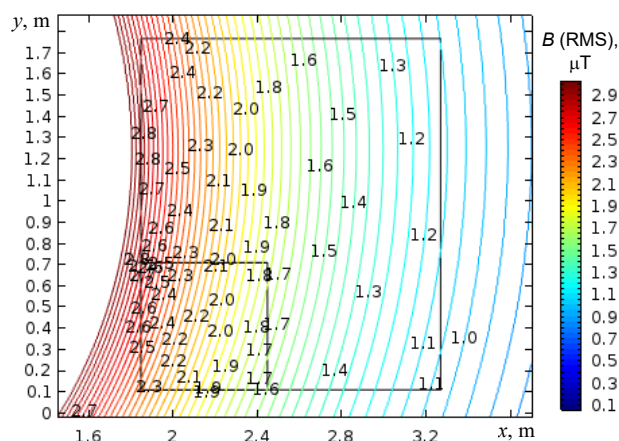


Fig. 4. Distribution of the calculated initial magnetic field induction

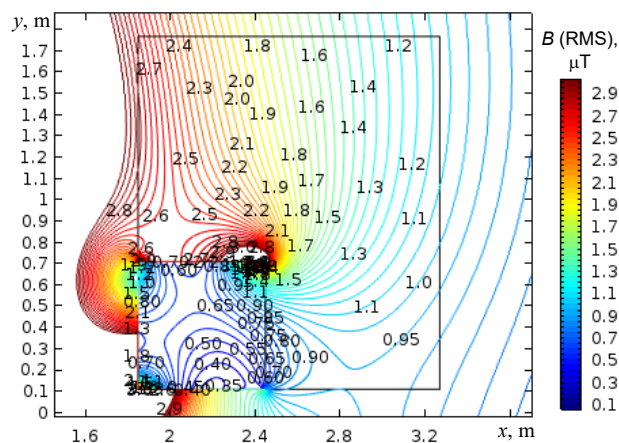


Fig. 5. Distribution of the calculated resulting magnetic field induction with only electromagnetic passive shield

Figure 6 shows the distribution of the calculated resulting magnetic field induction with only active shield. The calculated shielding factor maximum value of resulting magnetic field which only active shield is more 4 units.

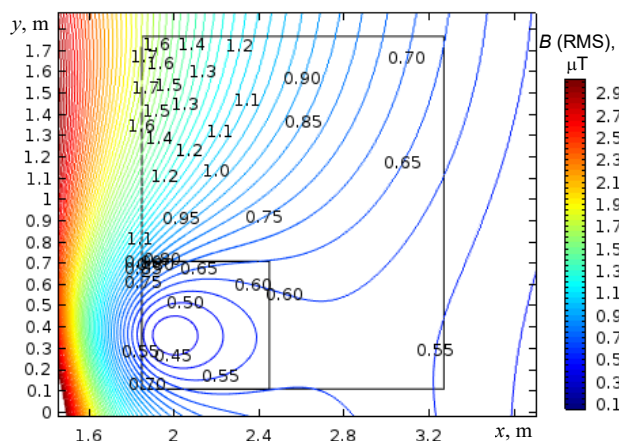


Fig. 6. Distribution of the calculated resulting magnetic field induction with only active shield

Figure 7 shows the distribution of the calculated resulting magnetic field induction with electromagnetic passive and active shield. The calculated shielding factor maximum value of resulting magnetic field which electromagnetic passive and active shield is more 13 units.

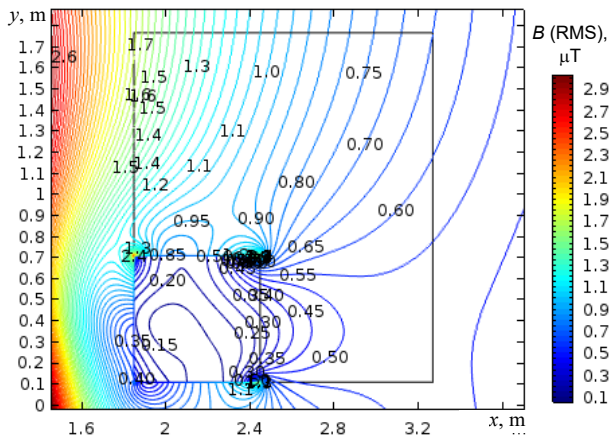


Fig. 7. Distribution of the calculated resulting magnetic field induction with combined electromagnetic passive and active shield

Results of experimental studies. Let us now consider the results of experimental studies of the electromagnetic passive and active shielding.

Figure 8 shows the compensation winding and electromagnetic passive shield of the experimental setup.

Figure 9 shows the control system of the experimental setup of electromagnetic passive and active shielding.



Fig. 8. Compensation winding and electromagnetic passive shield of the experimental setup of electromagnetic passive and active shielding



Fig. 9. Control system of the experimental setup

Figure 10 shows the experimental spatio-temporal characteristic of the initial magnetic field.

Figure 11 shows the experimental shielding factor of resulting magnetic field with only electromagnetic passive shield. The experimental shielding factor maximum value of resulting magnetic field with only electromagnetic passive shield is more 2 units.

Figure 12 shows the experimental spatio-temporal characteristic of the resulting magnetic field with only electromagnetic passive shield.

The experimental spatio-temporal characteristic of the resulting magnetic field with only electromagnetic

passive shield is about 2 times less than the original characteristic, which is shown in Fig. 10 and rotated counterclockwise about 20 degrees clockwise.

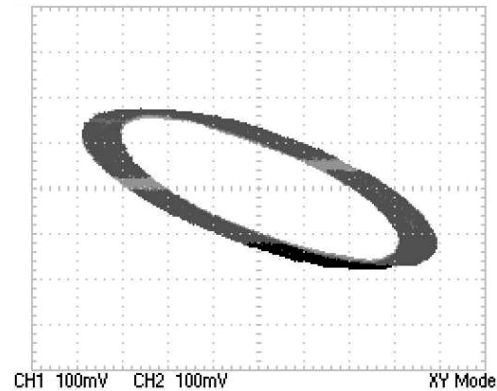


Fig. 10. Experimental spatio-temporal characteristic of the initial magnetic field

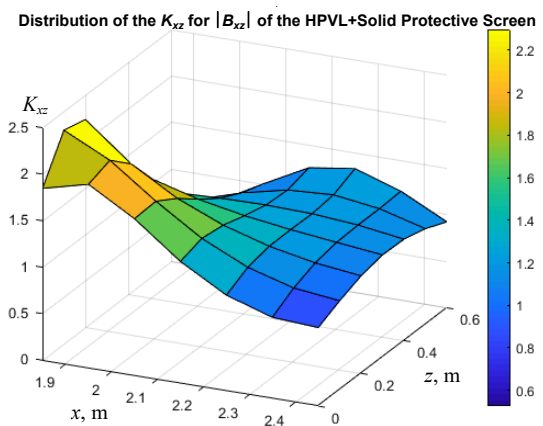


Fig. 11. Experimental shielding factor of resulting magnetic field with only electromagnetic passive shield

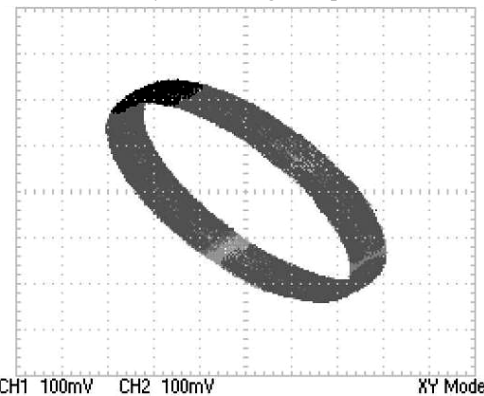


Fig. 12. Experimental spatio-temporal characteristic of the resulting magnetic field with only electromagnetic passive shield

Figure 13 shows the experimental shielding factor of resulting magnetic field with only active shield. The experimental shielding factor maximum value of resulting magnetic field with only active shield is more 5 units.

Figure 14 shows the experimental spatio-temporal characteristic of the resulting magnetic field with only active shield. The experimental spatio-temporal characteristic of the resulting magnetic field with only active shield actually represents a point which is blurred by the noise of the magnetic sensors of the spatio-temporal characteristic measurement system.

Figure 15 shows the experimental shielding factor of resulting magnetic field with electromagnetic passive and

active shield. The experimental shielding factor maximum value of resulting magnetic field with electromagnetic passive and active shield is more 10 units.

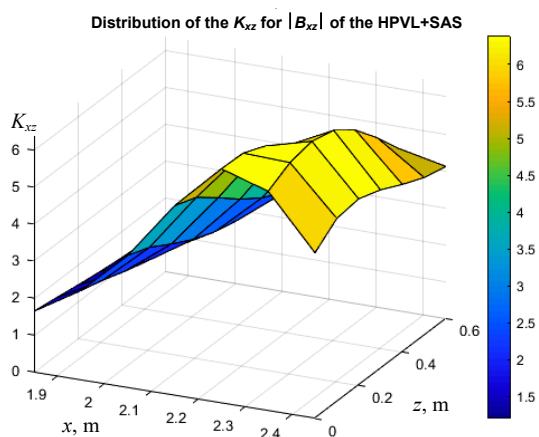


Fig. 13. Experimental shielding factor of resulting magnetic field with only active shield

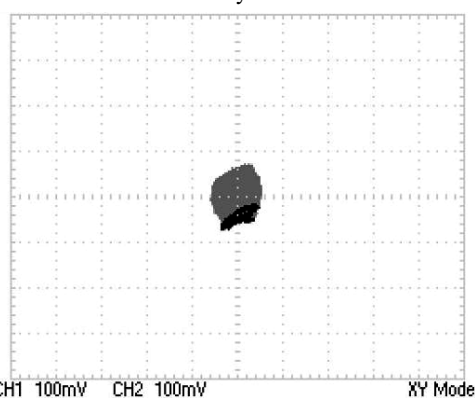


Fig. 14. Experimental spatio-temporal characteristic of the resulting magnetic field with only active shield

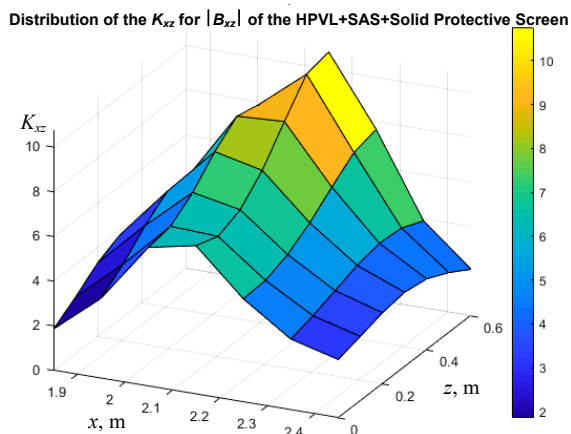


Fig. 15. Experimental shielding factor of resulting magnetic field with combined electromagnetic passive and active shield

Conclusions.

1. For the first time the method of designing a combined electromagnetic shield, consisting of active and passive parts, to improve the effectiveness of reduction of industrial frequency magnetic field created by two-circuit overhead power lines in residential buildings.

2. The problem of design of combined electromagnetic passive and active shielding solved based on the multi-criteria two-player antagonistic game. The game payoff vector calculated based on the finite element calculations system COMSOL Multiphysics. The solution

of this game calculated based on algorithms of multi-swarm multi-agent optimization from set of Pareto-optimal solutions based on binary preferences.

3. During the design of combined electromagnetic passive and active shields spatial location coordinates of shielding winding, the currents and phases in the shielding winding of active shielding, geometric dimensions and thickness of the electromagnetic passive shield are calculated.

4. Based on the developed method the combined electromagnetic passive and active shields for magnetic field generated by double-circuit overhead power lines in residential building were design. The results of calculating and experimental study the shielding efficiency of the initial magnetic field using designed combined active and electromagnetic passive shielding are given.

5. The results of the performed theoretical and experimental studies have shown that the shielding factor is only passive electromagnetic screen made of a solid aluminum plate with a thickness of 1.5 mm is about 2 units, only active screen made in the form of a winding consisting of 20 turns is about 4 units. When using a combined electromagnetic passive and active screen, the shielding factor was more 10 units, which confirms its high efficiency, exceeding the product shielding factors of passive and active shields.

6. The practical use of the developed combined electromagnetic screen will allow reducing the level of the magnetic field in a residential building from a double-circuit power transmission line with a «barrel» type arrangement of wires to a safe level for the population of 0.5 μT .

Acknowledgments. The authors express their gratitude to PhD, Research Scientist O.O. Tkachenko of the Department of Magnetism of Technical Objects of Anatolii Pidhomyi Institute of Mechanical Engineering Problems of the National Academy of Sciences of Ukraine for your help in carrying out calculations for designing combined electromagnetic shield.

The authors also express their gratitude to the engineers Sokol A.V. and Shevchenko A.P. for the creative approach and courage shown during the creation under fire, under martial law, of an experimental installation and successful testing of a laboratory model of the system of active silencing.

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

REFERENCES

1. Sung H., Ferlay J., Siegel R.L., Laversanne M., Soerjomataram I., Jemal A., Bray, F. Global Cancer Statistics 2020: GLOBOCAN Estimates of Incidence and Mortality Worldwide for 36 Cancers in 185 Countries. *CA: A Cancer Journal for Clinicians*, 2021, vol. 71, no. 3, pp. 209-249. doi: <https://doi.org/10.3322/caac.21660>.
2. Directive 2013/35/EU of the European Parliament and of the Council of 26 June 2013 on the minimum health and safety requirements regarding the exposure of workers to the risks arising from physical agents (electromagnetic fields). Available at: <http://data.europa.eu/eli/dir/2013/35/oj> (Accessed 25.07.2022).
3. The International EMF Project. Radiation & Environmental Health Protection of the Human Environment World Health Organization. Geneva, Switzerland, 1996. 2 p. Available at: <https://www.who.int/initiatives/the-international-emf-project> (Accessed 25.07.2022).
4. 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>.
5. Rozov V.Y., Pelevin D.Y., Levina S.V. Experimental research into indoor static geomagnetic field weakening phenomenon. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2013, no. 6, pp. 72-76. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2013.6.13>.
 6. Rozov V.Y., Kvytsynskyi A.A., Dobrodeyev P.N., Grinchenko V.S., Erisov A.V., Tkachenko A.O. Study of the magnetic field of three phase lines of single core power cables with two-end bonding of their shields. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 4, pp. 56-61. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.4.11>.
 7. Rozov V.Yu., Reutsky S.Yu., Pelevin D.Ye., 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>.
 8. Salceanu A., Paulet M., Alistar B.D., Asiminicesei O. Upon the contribution of image currents on the magnetic fields generated by overhead power lines. *2019 International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN)*. 2019. doi: <https://doi.org/10.1109/sielmen.2019.8905880>.
 9. Del Pino Lopez J.C., Romero P.C. Influence of different types of magnetic shields on the thermal behavior and ampacity of underground power cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Oct. 2011, vol. 26, no. 4, pp. 2659-2667. doi: <https://doi.org/10.1109/tpwrd.2011.2158593>.
 10. Hasan G.T., Mutlaq A.H., Ali K.J. The Influence of the Mixed Electric Line Poles on the Distribution of Magnetic Field. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics (IJEI)*, 2022, vol. 10, no. 2, pp. 292-301. doi: <https://doi.org/10.52549/ijeii.v10i2.3572>.
 11. Victoria Mary S., Pugazhendhi Sugumaran C. Investigation on magneto-thermal-structural coupled field effect of nano coated 230 kV busbar. *Physica Scripta*, 2020, vol. 95, no. 4, art. no. 045703. doi: <https://doi.org/10.1088/1402-4896/ab6524>.
 12. Ippolito L., Siano P. Using multi-objective optimal power flow for reducing magnetic fields from power lines. *Electric Power Systems Research*, 2004, vol. 68, no. 2, pp. 93-101. doi: [https://doi.org/10.1016/S0378-7796\(03\)00151-2](https://doi.org/10.1016/S0378-7796(03)00151-2).
 13. Barsali S., Giglioli R., Poli D. Active shielding of overhead line magnetic field: Design and applications. *Electric Power Systems Research*, May 2014, vol. 110, pp. 55-63. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2014.01.005>.
 14. Bavastro D., Canova A., Freschi F., Giaccone L., Manca M. Magnetic field mitigation at power frequency: design principles and case studies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, May 2015, vol. 51, no. 3, pp. 2009-2016. doi: <https://doi.org/10.1109/tia.2014.2369813>.
 15. Beltran H., Fuster V., Garcia M. Magnetic field reduction screening system for a magnetic field source used in industrial applications. *9 Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica (9 CHLIE)*, Marbella (Málaga, Spain), 2005, pp. 84-99.
 16. Bravo-Rodríguez J., Del-Pino-López J., Cruz-Romero P. A Survey on Optimization Techniques Applied to Magnetic Field Mitigation in Power Systems. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 7, p. 1332. doi: <https://doi.org/10.3390/en12071332>.
 17. Canova A., del-Pino-López J.C., Giaccone L., Manca M. Active Shielding System for ELF Magnetic Fields. *IEEE Transactions on Magnetics*, March 2015, vol. 51, no. 3, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/tmag.2014.2354515>.
 18. Canova A., Giaccone L. Real-time optimization of active loops for the magnetic field minimization. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, Feb. 2018, vol. 56, pp. 97-106. doi: <https://doi.org/10.3233/jae-172286>.
 19. Canova A., Giaccone L., Cirimele V. Active and passive shield for aerial power lines. *Proc. of the 25th International Conference on Electricity Distribution (CIRED 2019)*, 3-6 June 2019, Madrid, Spain. Paper no. 1096.
 20. Canova A., Giaccone L. High-performance magnetic shielding solution for extremely low frequency (ELF) sources. *CIRED - Open Access Proceedings Journal*, Oct. 2017, vol. 2017, no. 1, pp. 686-690. doi: <https://doi.org/10.1049/oap-cired.2017.1029>.
 21. Celozzi S. Active compensation and partial shields for the power-frequency magnetic field reduction. *2002 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Minneapolis, MN, USA, 2002, vol. 1, pp. 222-226. doi: <https://doi.org/10.1109/isemc.2002.1032478>.
 22. Celozzi S., Garzia F. Active shielding for power-frequency magnetic field reduction using genetic algorithms optimization. *IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology*, 2004, vol. 151, no. 1, pp. 2-7. doi: <https://doi.org/10.1049/ip-smt:20040002>.
 23. Celozzi S., Garzia F. Magnetic field reduction by means of active shielding techniques. *WIT Transactions on Biomedicine and Health*, 2003, vol. 7, pp. 79-89. doi: <https://doi.org/10.2495/ehr030091>.
 24. Martynenko G. Analytical Method of the Analysis of Electromagnetic Circuits of Active Magnetic Bearings for Searching Energy and Forces Taking into Account Control Law. *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2020, pp. 86-91. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250138>.
 25. Popov A., Tserne E., Volosyuk V., Zhyla S., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Dergachov K., Havrylenko O., Shmatko O., Averyanova Y., Ostroumov I., Kuzmenko N., Sushchenko O., Zaliskyi M., Solomentsev O., Kuznetsov B., Nikitina T. Invariant Polarization Signatures for Recognition of Hydrometeors by Airborne Weather Radars. *Computational Science and Its Applications – ICCSA 2023. Lecture Notes in Computer Science*, 2023, vol. 13956, pp. 201-217. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-36805-9_14.
 26. Sushchenko O., Averyanova Y., Ostroumov I., Kuzmenko N., Zaliskyi M., Solomentsev O., Kuznetsov B., Nikitina T., Havrylenko O., Popov A., Volosyuk V., Shmatko O., Ruzhentsev N., Zhyla S., Pavlikov V., Dergachov K., Tserne E. Algorithms for Design of Robust Stabilization Systems. *Computational Science and Its Applications – ICCSA 2022. ICCSA 2022. Lecture Notes in Computer Science*, 2022, vol. 13375, pp. 198-213. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-10522-7_15.
 27. Ostroverkhov M., Chumack V., Monakhov E., Ponomarev A. Hybrid Excited Synchronous Generator for Microhydropower Unit. *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 219-222. doi: <https://doi.org/10.1109/ess.2019.8764202>.
 28. Ostroverkhov M., Chumack V., Monakhov E. Output Voltage Stabilization Process Simulation in Generator with Hybrid Excitation at Variable Drive Speed. *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 310-313. doi: <https://doi.org/10.1109/ukrcon.2019.8879781>.
 29. Tytiuk V., Chorny O., Baranovskaya M., Serhienko S., Zachepa I., Tsvirkun L., Kuznetsov V., Tryputen N. Synthesis of a fractional-order PI^λD^μ-controller for a closed system of switched reluctance motor control. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2019, no. 2 (98), pp. 35-42. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.160946>.
 30. Zagirnyak M., Chorny O., Zachepa I. The autonomous sources of energy supply for the liquidation of technogenic accidents. *Przeglad Elektrotechniczny*, 2019, no. 5, pp. 47-50. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2019.05.12>.
 31. Chorny O., Serhienko S. A virtual complex with the parametric adjustment to electromechanical system parameters. *Technical Electrodynamics*, 2019, pp. 38-41. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2019.01.038>.
 32. Shchur I., Kasha L., Bukavyn M. Efficiency Evaluation of Single and Modular Cascade Machines Operation in Electric Vehicle. *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavsk, Ukraine, 2020, pp. 156-161. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235413>.
 33. Shchur I., Turkovskiy V. Comparative Study of Brushless DC Motor Drives with Different Configurations of Modular Multilevel Cascaded Converters. *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavsk, Ukraine, 2020, pp. 447-451. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235473>.
 34. Zhyla S., Volosyuk V., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Havrylenko O., Kuzmenko N., Dergachov K., Averyanova Y., Sushchenko O., Zaliskyi M., Solomentsev O., Ostroumov I., Kuznetsov B., Nikitina T. Practical imaging algorithms in ultra-wideband radar systems using active aperture

synthesis and stochastic probing signals. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2023, no. 1, pp. 55-76. doi: <https://doi.org/10.32620/reks.2023.1.05>.

35. Havrylenko O., Dergachov K., Pavlikov V., Zhyla S., Shmatko O., Ruzhentsev N., Popov A., Volosyuk V., Tserne E., Zaliskyi M., Solomentsev O., Ostroumov I., Sushchenko O., Averyanova Y., Kuzmenko N., Nikitina T., Kuznetsov B. Decision Support System Based on the ELECTRE Method. *Data Science and Security. Lecture Notes in Networks and Systems*, 2022, vol. 462, pp. 295-304. doi: https://doi.org/10.1007/978-981-19-2211-4_26.

36. Solomentsev O., Zaliskyi M., Averyanova Y., Ostroumov I., Kuzmenko N., Sushchenko O., Kuznetsov B., Nikitina T., Tserne E., Pavlikov V., Zhyla S., Dergachov K., Havrylenko O., Popov A., Volosyuk V., Ruzhentsev N., Shmatko O. Method of Optimal Threshold Calculation in Case of Radio Equipment Maintenance. *Data Science and Security. Lecture Notes in Networks and Systems*, 2022, vol. 462, pp. 69-79. doi: https://doi.org/10.1007/978-981-19-2211-4_6.

37. Shmatko O., Volosyuk V., Zhyla S., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Ostroumov I., Kuzmenko N., Dergachov K., Sushchenko O., Averyanova Y., Zaliskyi M., Solomentsev O., Havrylenko O., Kuznetsov B., Nikitina T. Synthesis of the optimal algorithm and structure of contactless optical device for estimating the parameters of statistically uneven surfaces. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2021, no. 4, pp. 199-213. doi: <https://doi.org/10.32620/reks.2021.4.16>.

38. Volosyuk V., Zhyla S., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Dergachov K., Havrylenko O., Ostroumov I., Kuzmenko N., Sushchenko O., Averyanova Y., Zaliskyi M., Solomentsev O., Kuznetsov B., Nikitina T. Optimal Method for Polarization Selection of Stationary Objects Against the Background of the Earth's Surface. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, 2022, vol. 68, no. 1, pp. 83-89. doi: <https://doi.org/10.24425/ijet.2022.139852>.

39. Halchenko V., Trembovetska R., Bazilo C., Tychkova N. Computer Simulation of the Process of Profiles Measuring of Objects Electrophysical Parameters by Surface Eddy Current Probes. *Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies*, 2023, vol. 178, pp. 411-424. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-35467-0_25.

40. Halchenko V., Bacherikov D., Filimonov S., Filimonova N. Improvement of a Linear Screw Piezo Motor Design for Use in Accurate Liquid Dosing Assembly. *Smart Technologies in Urban Engineering. STUE 2022. Lecture Notes in Networks and Systems*, 2023, vol. 536, pp. 237-247. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-20141-7_22.

41. Ruzhentsev N., Zhyla S., Pavlikov V., Volosyuk V., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Ostroumov I., Kuzmenko N., Dergachov K., Sushchenko O., Averyanova Y., Zaliskyi M., Solomentsev O., Havrylenko O., Kuznetsov B., Nikitina T. Radio-Heat Contrasts of UAVs and Their Weather Variability at 12 GHz, 20 GHz, 34 GHz, and 94 GHz Frequencies. *ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics, and Communications*, 2022, vol. 20, no. 2, pp. 163-173. doi: <https://doi.org/10.37936/ecti-ec.2022202.246878>.

42. Chystiakov P., Chorny O., Zhautikov B. Remote control of electromechanical systems based on computer simulators. *Proceedings of the International Conference on Modern Electrical and Energy Systems, MEES 2017* (2017), 2018. – January, pp. 364–367. doi: <https://doi.org/10.1109/MEES.2017.8248934>.

43. Zagirnyak M., Bisikalo O., Chorna O., Chorny O. A Model of the Assessment of an Induction Motor Condition and Operation Life, Based on the Measurement of the External Magnetic Field. *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kharkiv, 2018, pp. 316-321. doi: <https://doi.org/10.1109/ieps.2018.8559564>.

44. Maksymenko-Sheiko K.V., Sheiko T.I., Lisin D.O., Petrenko N.D. Mathematical and Computer Modeling of the Forms of Multi-Zone Fuel Elements with Plates. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 4, pp. 32-38. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.04.032>.

How to cite this article:

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdvi I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. The method for design of combined electromagnetic shield for overhead power lines magnetic field. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 3, pp. 22-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.3.03>

45. Hontarovskiy P.P., Smetankina N.V., Ugrimov S.V., Garmash N.H., Melezhyk I.I. Computational Studies of the Thermal Stress State of Multilayer Glazing with Electric Heating. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 1, pp. 14-21. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.02.014>.

46. Kostikov A.O., Zevin L.I., Krol H.H., Vorontsova A.L. The Optimal Correcting the Power Value of a Nuclear Power Plant Power Unit Reactor in the Event of Equipment Failures. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 3, pp. 40-45. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.03.040>.

47. Rusanov A.V., Subotin V.H., Khoryev O.M., Bykov Y.A., Korotaiev P.O., Ahibalov Y.S. Effect of 3D Shape of Pump-Turbine Runner Blade on Flow Characteristics in Turbine Mode. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 4, pp. 6-14. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.04.006>.

48. Ummels M. *Stochastic Multiplayer Games Theory and Algorithms*. Amsterdam University Press, 2010. 174 p.

49. Ray T., Liew K.M. A Swarm Metaphor for Multiobjective Design Optimization. *Engineering Optimization*, 2002, vol. 34, no. 2, pp. 141-153. doi: <https://doi.org/10.1080/03052150210915>.

50. Xiaohui Hu, Eberhart R.C., Yuhui Shi. Particle swarm with extended memory for multiobjective optimization. *Proceedings of the 2003 IEEE Swarm Intelligence Symposium. SIS'03* (Cat. No.03EX706), Indianapolis, IN, USA, 2003, pp. 193-197. doi: <https://doi.org/10.1109/sis.2003.1202267>.

51. Dergachov K., Havrylenko O., Pavlikov V., Zhyla S., Tserne E., Volosyuk V., Ruzhentsev N., Ostroumov I., Averyanova Y., Sushchenko O., Popov A., Shmatko O., Solomentsev O., Zaliskyi M., Kuzmenko N., Kuznetsov B., Nikitina T. GPS Usage Analysis for Angular Orientation Practical Tasks Solving. *2022 IEEE 9th International Conference on Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T)*, 2022, pp. 187-192. doi: <https://doi.org/10.1109/PICST57299.2022.10238629>.

52. Zhyla S., Volosyuk V., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Havrylenko O., Kuzmenko N., Dergachov K., Averyanova Y., Sushchenko O., Zaliskyi M., Solomentsev O., Ostroumov I., Kuznetsov B., Nikitina T. Statistical synthesis of aerospace radars structure with optimal spatio-temporal signal processing, extended observation area and high spatial resolution. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2022, no. 1, pp. 178-194. doi: <https://doi.org/10.32620/reks.2022.1.14>.

53. Hashim F.A., Hussain K., Houssein E.H., Mabrouk M.S., Al-Atabany W. Archimedes optimization algorithm: a new metaheuristic algorithm for solving optimization problems. *Applied Intelligence*, 2021, vol. 51, no. 3, pp. 1531-1551. doi: <https://doi.org/10.1007/s10489-020-01893-z>.

Received 16.09.2023

Accepted 12.12.2023

Published 01.05.2024

B.I. Kuznetsov¹, Doctor of Technical Science, Professor,

T.B. Nikitina², Doctor of Technical Science, Professor,

I.V. Bovdvi¹, PhD, Senior Research Scientist,

K.V. Chunikhin¹, PhD, Research Scientist,

V.V. Kolomiets², PhD, Assistant Professor,

B.B. Kobylanskyi², PhD, Assistant Professor,

¹ Anatolii Pidhorny Institute of Mechanical Engineering

Problems of the National Academy of Sciences of Ukraine,

2/10, Pozharskogo Str., Kharkiv, 61046, Ukraine,

e-mail: kuznetsov.boris.i@gmail.com (Corresponding Author)

² Educational Scientific Professional Pedagogical Institute

V.N. Karazin Kharkiv National University,

9a, Nosakov Str., Bakhmut, Donetsk Region, 84511, Ukraine,

e-mail: nnpipiipa@ukr.net

R. Rouaibia, Y. Djeghader, L. Moussaoui

Artificial neural network and discrete wavelet transform for inter-turn short circuit and broken rotor bars faults diagnosis under various operating conditions

Introduction. This work presents a methodology for detecting inter-turn short circuit (ITSC) and broken rotor bars (BRB) fault in variable speed induction machine controlled by field oriented control. If any of these faults are not detected at an early stage, it may cause an unexpected shutdown of the industrial processes and significant financial losses. **Purpose.** For these reasons, it is important to develop a new diagnostic system to detect in a precautionary way the ITSC and BRB at various load condition. We propose the application of discrete wavelet transform to overcome the limitation of traditional technique for non-stationary signals. **The novelty** of the work consists in developing a diagnosis system that combines the advantages of both the discrete wavelet transform (DWT) and artificial neural network (ANN) to identify and diagnose defects, related to both ITSC and BRB faults. **Methods.** The suggested method involves analyzing the electromagnetic torque signal using DWT to calculate the stored energy at each level of decomposition. Then, this energy is applied to train neural network classifier. The accuracy of ANN based on DWT, was improved by testing different orthogonal wavelet functions on simulated signal. The selection process identified 5 pertinent wavelet energies, concluding that, Daubechies44 (db44) is the best suitable mother wavelet function for effectively detecting and classifying failures in machines. **Results.** We applied numerical simulations by MATLAB/Simulink software to demonstrate the validity of the suggested techniques in a closed loop induction motor drive. The obtained results prove that this method can identify and classify these types of faults under various loads of the machine. References 31, table 1, figures 9.

Key words: diagnosis, short circuit, broken bars, induction motor, discrete wavelet transform, artificial neural network, indirect field oriented control.

Вступ. У цій роботі представлена методологія виявлення міжвиткового короткого замикання (ITSC) та несправності стрижнів ротора (BRB) в асинхронних машинах з регульованою швидкістю, керованих полеорієнтованим керуванням. Якщо будь-яка з цих несправностей не буде виявлена на ранній стадії, це може призвести до несподіваної зупинки виробничих процесів та значних фінансових втрат. **Мета.** З цих причин важливо розробити нову діагностичну систему для профілактичного виявлення ITSC та BRB за різних умов навантаження. Ми пропонуємо застосувати дискретне вейвлет перетворення, щоб подолати обмеження традиційної техніки для нестационарних сигналів. **Новизна** роботи полягає в розробці системи діагностики, що поєднує в собі як переваги дискретного вейвлет перетворення (DWT), так і штучної нейронної мережі (ANN) для виявлення та діагностики дефектів, пов'язаних як з несправностями ITSC, так і з BRB. **Методи.** Пропонований метод включає аналіз сигналу електромагнітного моменту, що крутить, з використанням DWT для розрахунку запасеної енергії на кожному рівні розкладання. Потім ця енергія застосовується на навчання класифікатора нейронної мережі. Точність ANN, заснованої на DWT, була підвищена за рахунок тестування різних ортогональних вейвлет функцій на сигналі, що моделюється. У процесі відбору було визначено п'ять відповідних енергій вейвлета, і було зроблено висновок, що Daubechies44 (db44) є найбільш підходящою материнською вейвлет функцією ефективного виявлення і класифікації відмов у машинах. **Результати.** Ми застосували чисельне моделювання за допомогою програмного забезпечення MATLAB/Simulink, щоб продемонструвати ефективність запропонованих методів приводу асинхронного двигуна із замкнутим контуром. Отримані результати доводять, що цей метод дозволяє виявити та класифікувати дані види несправностей при різних навантаженнях машини. Бібл. 31, табл. 1, рис. 9.

Ключові слова: діагностика, коротке замикання, обрив стрижнів, асинхронний двигун, дискретне вейвлет перетворення, штучна нейронна мережа, непряме полеорієнтоване керування.

Introduction. The squirrel cage induction motor (IM) by its robustness, simplicity and relatively low cost, plays a most significant role in applications requiring high power in industrial applications, particularly for constant or variable speed applications. Despite these great benefits, various stresses may occur, during operating conditions. For these reasons, early recognition of abnormalities is important to identify any faults at an incipient stage can help to avoid catastrophic failure and global damage. Literature has reports that electrical faults are principal causes [1-3], inter-turn short circuit (ITSC) have a significant share with approximately 30 % to 40 % and broken rotor bars (BRB) which represent 5-10 % of all the IM faults. These faults are caused by several forms of stress such as thermal, electrical, mechanical and environmental.

Several publications have focused on stator winding defects. In [2] a mathematical model of an IM based on coupled magnetic circuit theory is presented. This model allows detection of short circuit (SC) faults in stator winding and predicts it before it grows and damages the machine completely. In [3], a thermal model analysis of IM relies on finite elements method used to identify how ITSC faults of different severity affect the temperature of the IM. However, this method needs times after starting the motor to estimate the failure severity. Another useful

technique was proposed in [4], combines the genetic algorithm and simulated annealing method to identify ITSC in IM during load current variations. In [5] Least Squares Support Vector Machine technique is proposed for fault detection and classification of the short circuit in the stator phases of an IM using information provided by the stator current. Moreover In [6], the estimations of rotor and stator resistances parameters based on Model Reference Adaptive System technique. Work [7] proposes axial stray flux based on analysis of flux signals collected by sensor. The pattern obtained from two-phase quantities is observed to be circular in nature for healthy case and elliptical nature for stator malfunctions. However, it is costly and challenging to install a sensor on the inside of the machine. Also in [8], an off line signal processing techniques called the Fortescue transform is applied to obtain the zero sequence of the current and the Fast Fourier Transform (FFT) is applied to detect the occurrence of the ITSC from the current and voltage signals of synchronous reluctance motor. Other work [9] use the three-phase stator voltages of IM as inputs, and by using the short-time least square Prony's method, to extract phases and magnitudes of the fundamental harmonics to calculate indicator called zero voltage factor

© R. Rouaibia, Y. Djeghader, L. Moussaoui

that allows a rapid ITSC fault detection. However, this method is susceptible to load variation and the presence of unbalanced supply voltage. In [10], the residuals current between the estimated currents provided by the Extended Kalman Filter and the actual ones using FFT and Short-Time Fourier transform approaches are used for ITSC fault diagnosis and identification. The Artificial Neural Network (ANN) and Discrete Wavelet Transform (DWT) are proposed in [11], for ITSC fault diagnosis of IM. Three parameters (energy, Kurtosis and singular values) of DWT technique are computed under load variation and used as the input for the ANN classifier, using a single wavelet function db40. In [12], continuous and discrete wavelet methods are applied to study the stator current, at the start-up to identify BRB fault. But the limitation is that it is not always feasible to frequently restart the motor to capture starting current. The detection of BRB faults are detected by DWT based on harmonics characteristic, using vibration signal decomposition and ANN is presented in [13]. The detection and classification of BRB fault in the IM, based a combination of the DWT, the slip and the ANN algorithm to solve the problem of low load has been discussed in [14]. Similarly, in [15, 16] the multiple signal processing tools using Hilbert Transform and ANN, are proposed for BRB fault diagnosis. In [17] suggests a hybrid combining a new electrical-time synchronous-averaging, DWT and fuzzy logic techniques was employed for dealing with the early identification of an incipient defect occurring at the rotor bar and classification of the severity of this defect.

Problem definition. Generally, diagnostic methods used for open-loop machine operation are not efficient when the control structure becomes more complex, particularly, in closed-loop drives. It's necessary to employ different analysis to interpret the acquired signals for the detection process. The FFT approach is widely applied and proven to be effective for stationary signals. However, this approach is not efficient and has limitations for non-stationary signals. In this context, to ameliorate the diagnosis procedure taking into account different faults of IM, a combination of DWT and ANN technique becomes our main focus to resolve these drawbacks for processing non-stationary, low load and over load. However, different types of the wavelet function can be used for early fault detection based electromechanical signal decomposition in closed loop operation. The comparison between the proposed methodology and the previously used methods is made based on the faults severity, operating mode, different load torques, and fault diagnosis methods. The work [18] focuses on the analysis of BRB faults in open-loop asynchronous machines powered by electrical network. The study utilized a single db40 wavelet function, and the acquisition of three current sensors for phases (I_a, I_b, I_c), the calculated energy of three-phase (E_{7a}, E_{7b}, E_{7c}), are employed as input of ANN to determine the faulty phases (a_s, b_s, c_s). However this work deals with the diagnosis of both short circuit faults and BRB at speeds, with a reference speed set to 100 rad/s controlled by Indirect Field Oriented Control (IFOC) technique. Various wavelet functions are used to compare the best suitable function such as BiorSplines, ReverseBior, Symlet, Coiflet, and Daubechies are used for diagnosis. Only one acquisition signal is used, which

is the torque signal to differentiate between stator and rotor faults. The energy calculation of the electromagnetic torque signal involves selecting the pertinent energy, resulting 5 energies (E_1, E_2, E_6, E_7, E_8), after that these energies are used as input of ANN. The wavelet function db44 was found to be the best function to identify these faults. The application of this work is used in the first step to determine which fault occurs ITSC or BRB after that we use the method from [18], to locate the faulty phases. This study presents an effectiveness percentage of 98 %, taking into account both different severity levels of short circuited turns, 1, 2 and 3 BRB with different mechanical load levels (ranging from 1 to 7 N·m), in contrast to other works reviewed in [19-21], which analyze levels of fault and different operating conditions or different levels of fault and a constant load operating condition in open loop machine. Whereas, works [22-24] introduced a signal transformation and several nonlinear indices is required, along with an expert to interpret the obtained results. Other works [25-27] have good accuracy in diagnosing the highly incipient faults based fuzzy logic method but using number of fuzzy rules causes significant computation time, which is always longer

The goal of the paper is to identify ITSC and BRB fault when the IM operates in a closed-loop drive to preserve high performance. The used method for the fault detection combines DWT and ANN method to provide intelligent methodology for the diagnosis system.

Subject of investigations. This approach used DWT of electromechanical torque signal at steady state to compute the stored energy at each level of decomposition. Then, this energy is applied as input for the Neural Network (NN) classifier. Many test of orthogonal wavelet function are evaluated with ANN to find the best classification and lowest Root Mean Square Error (RMSE), and justified that db44 is the best suited mother wavelet function to detect and identify different severity for both the ITSC and BRB faults under various loads operation of IM.

IM mathematical model. An accurate model including a fault is needed to test fault diagnosis strategies in IM. The equivalent circuit diagram of the IM, in the reference frame ($d-q$) is considered, taking into account ITSC and BRB fault. Additionally, the following non-linear system equations are developed to validate IM performance [18]:

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = A(\omega)X(t) + Bu(t); \\ Y(t) = CX(t) + Du(t), \end{cases} \quad (1)$$

where

$$X = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]^T, u = \begin{bmatrix} U_{ds} \\ U_{qs} \end{bmatrix}^T, Y = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}.$$

The expression of equivalent rotor resistance is:

$$R_{eq} = R_r \cdot I + \frac{\alpha}{1 + \alpha} K(\theta_0) R_r; \quad \alpha = \frac{2}{3} \eta; \quad \eta = \frac{3N_{bc}}{N_b}; \quad (2)$$

$$K(\theta_0) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0)^2 & \cos(\theta_0)\sin(\theta_0) \\ \cos(\theta_0)\sin(\theta_0) & \sin(\theta_0)^2 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

where N_b, N_{bc}, R_r, R_{eq} are the total number of bars in the rotor, the number of BRB, the rotor resistance and the equivalent resistance of rotor, respectively; θ_0 is the initial phase of the rotor.

By adding the mechanical equation to the system equation, we obtain the complete model of the machine taking account the ITSC and BRB in the Park coordinate system. The mechanical speed ω is the solution of the equation:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_l - f_v \omega, \quad (4)$$

and the electromagnetic torque in the Park coordinate system is given by the expression:

$$T_e = p(i_{qs}\phi_{dr} - i_{ds}\phi_{qr}), \quad (5)$$

where T_e is the electromagnetic torque; T_l is the load torque; J is inertia moment; f_v is friction coefficient.

Indirect field oriented control. The most significant aspect of field oriented control of the IM is transformation that converts a three-phase system into 2 components, which used to generate both the magnetizing flux and the electromagnetic torque [16, 24]. This transformation simplifies the structure of IM similar that of a DC machine as shown in Fig. 1. It implies that the 2 stator current components would be aligned as input references: the flux component (aligned with the d coordinate) and the torque component (aligned with the q coordinate).

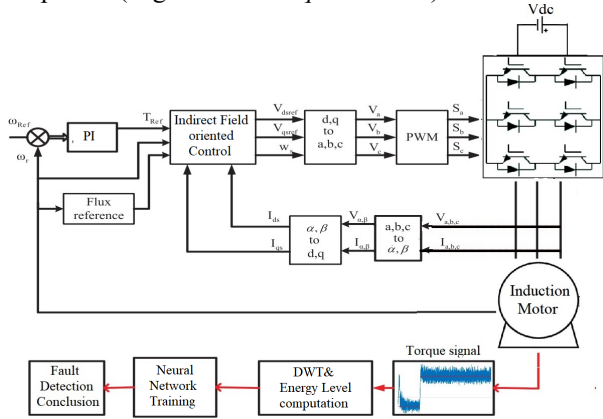


Fig. 1. Block diagram of the diagnosis system

The IFOC technique is known for its simplicity of implementation and high effectiveness what makes it widely used in industry applications. The flux component is aligned in the direction of rotor flux ϕ_r to achieve field orientation along the rotor flux direction:

$$\phi_{dr} = \phi_r, \quad \phi_{qr} = 0, \quad V_{dr} = 0, \quad V_{qr} = 0. \quad (6)$$

The advantage of using a reference linked to the rotating field frame is to have constant magnitudes. The control is then made easier by relying on the variables of direct axis current i_{ds} and the quadrature axis current i_{qs} . The magnitudes of flux ϕ_r and torque T_e are independent controlled is assumed as [16, 24]. The calculated rotor flux, given by:

$$\phi_r = \frac{L_{sm} \cdot i_{ds}}{1 + s \frac{L_r}{R_r}}, \quad (7)$$

where L_r , L_{sm} are the rotor and mutual inductance; s is the Laplace transform. The slip frequency is expressed by:

$$\omega_{sl} = \frac{L_{sm} i_{qs}}{T_r \phi_r}, \quad (8)$$

where $T_r = L_r / R_r$ is the rotor time constant.

The equation of the electromagnetic torque can be given by:

$$T_e = \frac{p L_{sm} i_{qs} \phi_r}{L_r} = K i_{qs}, \quad (9)$$

where p is the number poles pairs; ϕ_r is the rotor flux. Therefore, the relation with DC motor is clearly demonstrated by holding the flux constant.

The two components magnetizing flux ϕ_r and electromagnetic torque T_e can independently controlled by acting on each variable separately, establishing the high performance of a DC machine. The simulation results of IFOC control IM drive in cases of healthy and faulty motors demonstrated through simulation in MATLAB/Simulink.

Figures 2-4 show the dynamic performance of speed, stator current and electromagnetic torque in healthy and when a fault appears in stator or rotor bars fault with reference speed set to 100 rad/s. After reaching the set value of motor speed, the step change of load torque (from 1 to 7 N·m) at the moment $t = 0.6$ s. It is evident that, the actual speed accurately follows the reference speed in healthy and faulty state, which be explain by the fact that the PI speed controller minimize the effects of ITSC and BRB faults on the speed (Fig. 2).

Figure 3 depicts the stator currents that are sinusoidal and have the same amplitude. But in the occurrence of the fault, there will be an imbalance at the level of the stator currents which increase in term of amplitude.

Similarly, we observe the influence of ITSC and BRB in the electromagnetic torque. During a fault condition, motor suffers from oscillations. The amplitude of these oscillations increases when the severity of fault increases (Fig. 4).

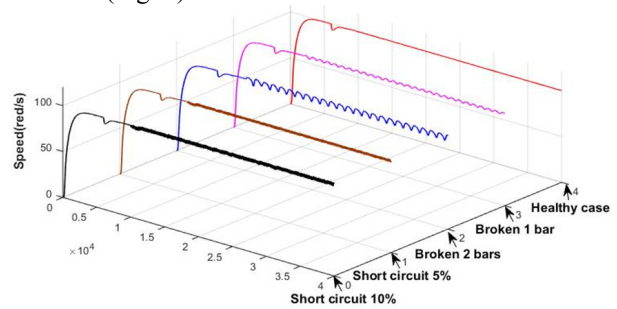


Fig. 2. Actual speed at full load

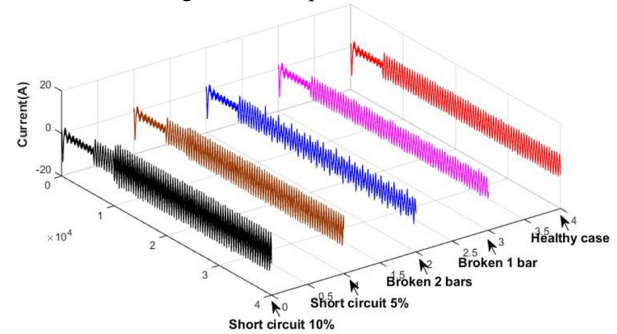


Fig. 3. Evolution of stator currents under full load

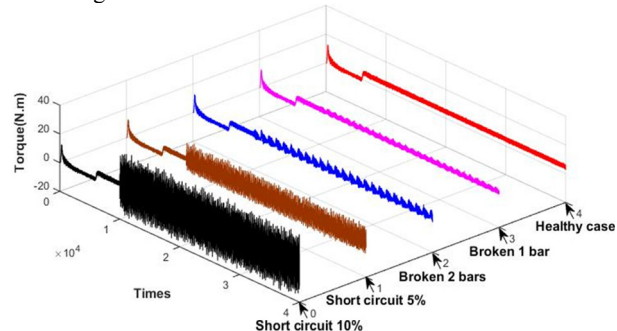


Fig. 4. Electromagnetic torque at full load

Discrete Wavelet Transform (DWT). The wavelet transform is an effective method for acquiring time-frequency information in both stationary and non-stationary signal processing, with the intention to solve the limitations of Fourier transform. This signal processing tool, characterized by robust time and frequency localization, is divided into Continuous Wavelet Transforms (CWT) and DWT. Adopting a mother wavelet $\Psi(t)$, the CWT of a function $x(t)$ can be expressed as:

$$CWT(a, \tau) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \psi^* \left(\frac{t-\tau}{a} \right) dt, \quad (10)$$

where $\psi(t)^*$ is the complex conjugates form; τ is the time parameter; a is the scale factor; $\sqrt{|a|}$ is the energy normalization.

The translation and the expansion transform the signal into another timescale. The high-frequency components correspond to the smallest scales [28, 29].

A more computationally efficient form of the CWT which gives optimal accuracy at low frequency and non-stationary state is the DWT given by [20, 22]:

$$DWT(J, k) = \frac{1}{\sqrt{2^J}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \psi^* \left(\frac{t-k \cdot 2^J}{2^J} \right) dt = 2^{-\frac{J}{2}} \psi(2^{-J} \cdot t - k). \quad (11)$$

The DWT decompose a given signal into its constituent level (scales), each one representing that part of the original signal occurring at particular time and frequency band. DWT is performed by a sequential operation using a high-pass filters H (details) and through a series of low-pass filters L (approximations).

The original signals $x(t)$ is divided into 2 parts high frequency part, and low frequency part used to decompose and reconstruct a signal (Fig. 5) [18-20].

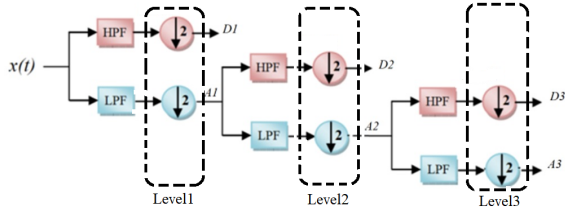


Fig. 5. DWT decomposition process of the signal at level 3

The low frequency part called approximations (A_j) contains the low-frequency information of the original signal belong to $[0, f_s \cdot 2^{-(j+1)}]$. The high-frequency part called detail (D_j) contain high frequency information included in the interval $[f_s \cdot 2^{-(j+1)}, f_s \cdot 2^{-j}]$. Practically, the DWT decomposition at level N of signal $x(t)$, giving rise to one approximation coefficient vector A_N and N detail coefficient vectors D_j are expressed by [29, 30]:

$$x(t) = A_N(t) + \sum_{j=1}^N D_j(t). \quad (12)$$

It can be shown that the approximation and detail coefficients can be recursively calculated by:

$$\begin{aligned} A_{j,k} &= \sqrt{2} \sum_{-\infty}^{+\infty} L[n] A_{j-1, 2k+n}; \\ D_{j,k} &= \sqrt{2} \sum_{-\infty}^{+\infty} H[n] A_{j-1, 2k+n}. \end{aligned} \quad (13)$$

The effectiveness of DWT relies on the careful choice of the wavelet function. Different types of mother wavelets exist, such as: Meyer, Coiflets, Symlets and Daubechies.

Preliminary step before selecting the wavelet function involves judiciously choosing the number of levels in order to cover the whole range of frequencies approximation and detail, given by the relationship:

$$\frac{f_s}{2^{N+1}} \leq f_e, \quad (14)$$

where f_e is the fundamental frequency of the signal, $f_e = 22$ Hz; f_s is the sampling frequency, $f_s = 10$ kHz; N is the number of decomposition levels.

Wavelet energy. The consumed energy at each level of decomposition is calculated, to identify and validate the frequency bands containing the defect frequency for both faulty and healthy cases under different load conditions. For this purpose, the energy linked to each D_j detail signal of the torque signal is expressed as follow:

$$E_j = \sum_{k=1}^n D_{j,k}^2(n), \quad (15)$$

where j is the decomposition level ($j \in [1, N]$); E_j is the detail energy; $D_{j,k}$ is the magnitude of the coefficient in corresponding level j ; n is the DWT decomposition time.

The energy extracted from the torque signal through wavelet transformation, using db44 under different load and faults severity. The number of decomposition levels N depends on the sampling frequency f_s of the signal were performed up to the 10th level of the decomposition. By computing associated coefficient at each decomposition levels of the torque signal. The results of detail energy D_j for various instances of shorted turns and broken 1 bar and 2 bars under different loads are depicted in Fig. 6.

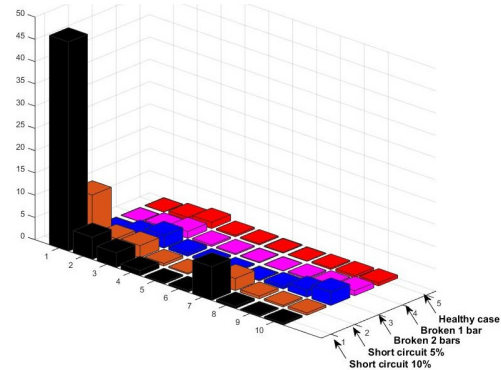


Fig. 6. The comparison of total energy

Artificial Neural Networks are complex intelligent structures inspired by biological neurons, have demonstrated remarkable performances to solve analytically challenging problems and the automation of the monitoring process. The most frequently used NN for classification purposes is feed forward multilayer perceptron NN, known for its simple structure making it easily implementable. Hence, it was chosen for the developing of the monitoring process. The training function used was Levenberg–Marquardt trained by back propagation algorithm and training results are used to attain the minimum Mean Square Errors (MSE) [28, 29]. Typically, an ANN consists of an input layer, hidden layers and an output layer, where each layer connected to other layer, with weights assigned to the connections. The

activation function used for the hidden layer is tangent sigmoid «tansig», while the activation function for the output layer is Logsigmoid «logsig» [30, 31].

The inputs are the pertinent wavelet energy value and outputs are the fault class of IM, respectively.

The training performance and parameters related to the training algorithm are illustrated in Fig. 7. After 85 epochs, a low training MSE of $2.3561 \cdot 10^{-11}$ is achieved, indicating suitability for accurately classifying the test set.

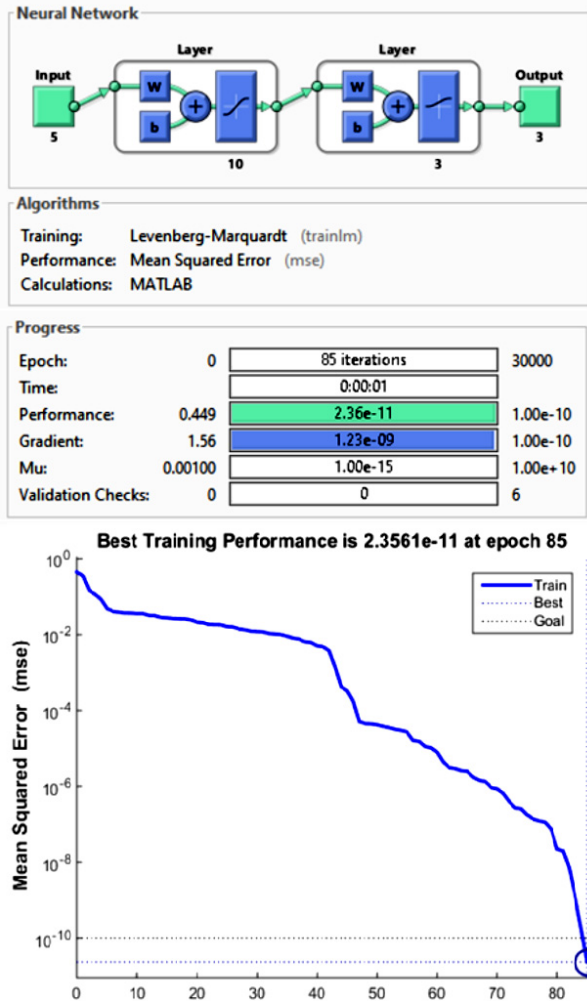


Fig. 7. Neural network performance

Preparation of training data. The NN is trained using a dataset comprising input and output sets. The number of input units in the ANN corresponds to the fault indicators, while the output units are determined by the number of faulty states. The inputs represent the pertinent stored energy calculated from the torque signal, which found the best value are 5 energies (E_1, E_2, E_6, E_7, E_8) and the outputs signify the fault classes: healthy case, short circuit and BRB fault. For an optimal compromise between complexity and accuracy, one hidden layer with 10 neurons is chosen. Input data are gathered through simulations under various loading conditions and fault severities, ranging from no load to full load. The NN is exposed to examples under 7 load torques (1–7 N·m), representing different operating conditions, including healthy states (7 samples), faults with an even number of shorted turns (2, 4, 6, 8, 10), and faults with single and 2 BRB. This results in a total of 56 cases ((7 healthy) + (7×5 shorted

turns with different loads and severities) + (7×2 BRB with different loads)), as shown in Fig. 8. Consequently, the dimension of the training vector inputs for the NN is 5×56 .

The target data required for supervised learning in the NN are defined accordingly:

- T1 = [1; 0; 0] – healthy case;
- T2 = [0; 1; 0] – short circuit fault;
- T3 = [0; 0; 1] – BRB.

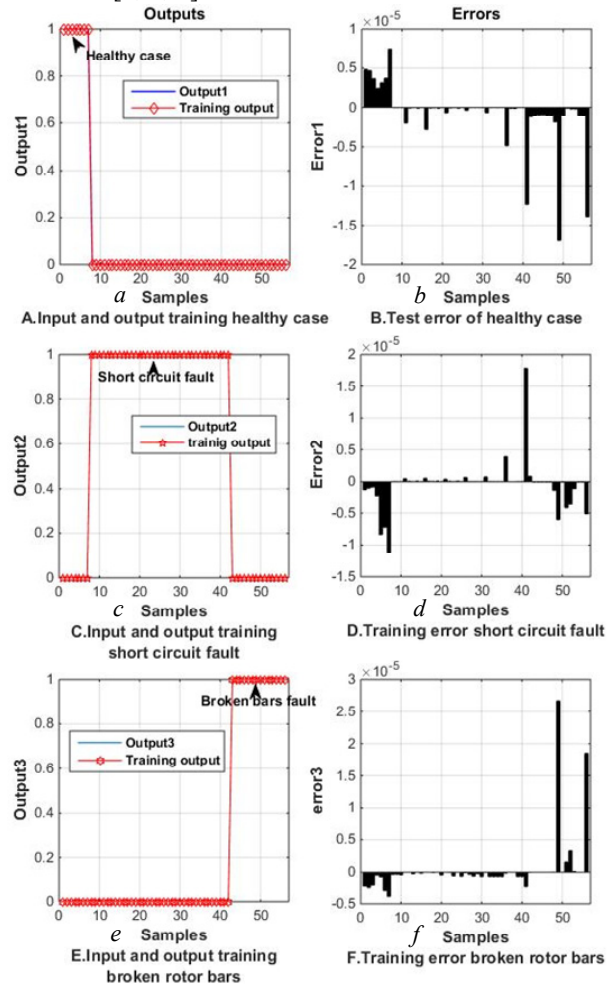


Fig. 8. Training and classification errors of the NN

Simulation results. The NN ability to generalize is assessed through its performance on the testing dataset. To evaluate classification effectiveness, 2 distinct datasets are compiled, representing both healthy and faulty cases. Various tests are conducted to determine the optimal structure and outcomes. The results indicate that the selected ANN model has achieved significant success in detecting and classifying these faults.

The dataset is divided into 2 parts, with 1 set applied for training while another for testing. An effective NN is expected to perform well on both training and testing data, showcasing its generalization capacity. The testing process involves a dataset separate from the one used for training, providing an assessment of the network’s ability to generalize to new, unseen data.

Figure 9 depicts the test data set of the system under different operating cases of IM: healthy case (7 samples), fault of shorted turns (1, 3, 5, 7, 9), and fault for 1 and 2 BRB, are obtained under 7 load torques (0.5, 1.5, 2.5, 3.5, 4.5, 5.5 and 6.5 N·m).

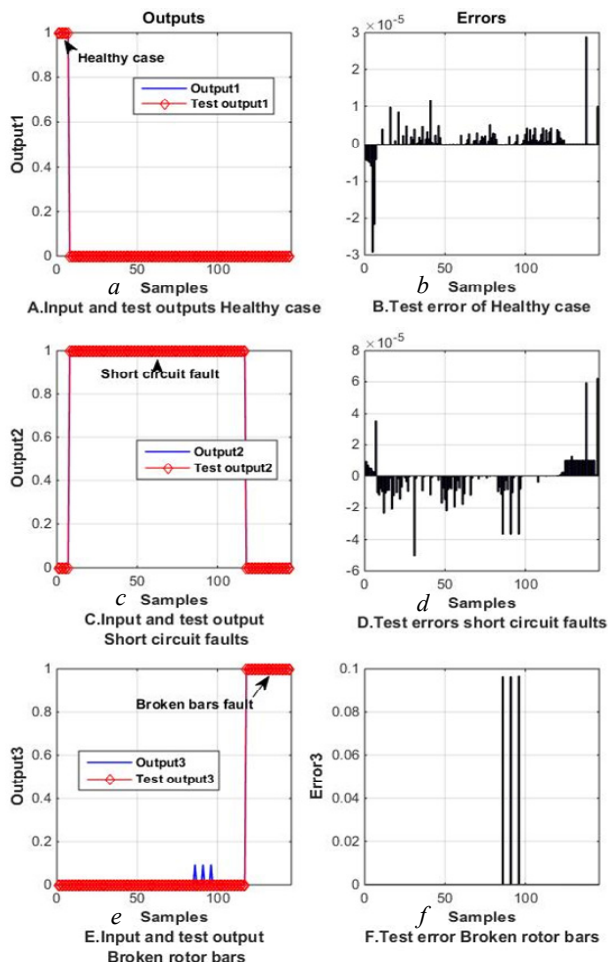


Fig. 9. Test and classification errors of the NN

As a result, the total number of combinations of load variation, shorted turn and BRB was 143 ((7 healthy) + (7×5 load of different severities of ITSC) + (7×5 different load of ITSC) + (7×5 different load and severities of ITSC) + (7×2 different load of BRB) + (7×2 different load + 3 BRB)).

The test output of the NN (T1, T2, T3) is accurately equal to (1, 0, 0), (0, 1, 0), and (0, 0, 1). The NN test outputs and classification errors for faults of ITSC and BRB, respectively is shown in Fig. 9. The test output of NN from (Fig. 9,a,b) is accurately identical to (1, 0, 0) in healthy state and classification error is very low. The NN output in (Fig. 9,c,d) give the output (0, 1, 0), with minimal amount of testing error in short circuit faults. As a result, the ITSC can be accurately located by the NN. According to (Fig. 9,e,f), the NN accurately gives the outputs (0, 0, 1) for the BRB indicating the occurrence of small errors. Therefore, we can observe that the NN can accurately identify the ITSC and BRB faults.

Table 1 shows a comparison of the performance of a simulated model. In this study, the accuracy of ANN is evaluated using the RMSE with the expression given by:

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m (x_i - x_i^*)^2}{m}}, \quad (16)$$

where x_i and x_i^* represent respectively the measured and desired outputs; m is the total number of input sets.

The test data are simulated under various wavelet functions, using BiorSplines (bior6.8), ReverseBior (rbior6.8), Symlet (sym8), Coiflet (coif5) and Daubechies (db44) wavelet families. The input of NN are chosen by selecting the pertinent energy, we found 5 energies (E_1, E_2, E_6, E_7, E_8) identified as the most effective. Subsequently, the best classification and the minimum classification error are achieved using Daubechies44 (db44) which found better than any other wavelet transform. The achieved results clearly demonstrate that the db44 of the electromechanical torque signal can be used as an effective indicator for stator and rotor condition monitoring.

Table 1

Performance of different wavelets functions with 5 energies (E_1, E_2, E_6, E_7, E_8)

Wavelet mother	bior6.8	rbior 6.8	sym8	coif5	db44
ANN-RMSE (test)	0.0235	0.0164	0.0339	0.0308	0.0011
Classification accuracy, %	97.24	98.16	96.32	97.24	98.62

Conclusions. This paper introduces a precise method for diagnosing inter-turn short circuit (ITSC) and broken rotor bars (BRB) in variable speed drives using discrete wavelet transform (DWT) and artificial neural network (ANN). The proposed approach involves analyzing the electromechanical torque signal of a squirrel cage induction motor (IM) through DWT. This analysis computes the stored energy at each level of decomposition, which then serves as input for an ANN classifier.

The proposed technique has been applied for fault detection under various loads, instances of ITSC, and different occurrences of BRB in the IM. The results obtained are highly significant, demonstrating the ability to automatically detect and locate faults related to BRB and ITSC. The best result is achieved through the application of 5 pertinent energies, particularly using db44. According to the test results, DWT and ANN prove to be a powerful method for diagnosis, offering a means to automatically identify faults under variable load conditions. Future research could further develop this work to determine the specific number of short circuits and BRB, enabling continuous and real-time monitoring.

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

REFERENCES

- Halder S., Bhat S., Zychma D., Sowa P. Broken Rotor Bar Fault Diagnosis Techniques Based on Motor Current Signature Analysis for Induction Motor – A Review. *Energies*, 2022, vol. 15, no. 22, art. no. 8569. doi: <https://doi.org/10.3390/en15228569>.
- Babaa F., Bennis O. An accurate inter-turn short circuit faults model dedicated to induction motors. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 2021, vol. 11, no. 1, pp. 9-16. doi: <https://doi.org/10.11591/ijece.v11i1.pp9-16>.
- Adouni A., Marques Cardoso A.J. Thermal Analysis of Low-Power Three-Phase Induction Motors Operating under Voltage Unbalance and Inter-Turn Short Circuit Faults. *Machines*, 2020, vol. 9, no. 1, art. no. 2. <https://doi.org/10.3390/machines9010002>.
- Tomczyk M., Mielnik R., Plichta A., Goldasz I., Sułowicz M. Identification of Inter-Turn Short-Circuits in Induction Motor Stator Winding Using Simulated Annealing. *Energies*, 2021, vol. 15, no. 1, art. no. 117. doi: <https://doi.org/10.3390/en15010117>.
- M'hamed B., Djamel T., Bessedik S.A., Mohamed-Fouad B. Least square support vectors machines approach to diagnosis of stator winding short circuit fault in induction motor. *Diagnostyka*, 2020, vol. 21, no. 4, pp. 35-41. doi: <https://doi.org/10.29354/diag/130283>.

6. Bednarz S., Dybkowski M. Induction motor windings faults detection using flux-error based MRAS estimators. *Diagnostyka*, 2019, vol. 20, no. 2, pp. 87-96. doi: <https://doi.org/10.29354/diag/109092>.
7. Filho P.C.M.L., Santos D.C., Batista F.B., Baccarini L.M.R. Axial Stray Flux Sensor Proposal for Three-Phase Induction Motor Fault Monitoring by Means of Orbital Analysis. *IEEE Sensors Journal*, 2020, vol. 20, no. 20, pp. 12317-12325. doi: <https://doi.org/10.1109/JSEN.2020.2999547>.
8. Henriques K., Laadjal K., Cardoso A.J.M. Inter-Turn Short-Circuit Fault Detection in Synchronous Reluctance Machines, Based on Current Analysis. *Engineering Proceedings*, 2022, vol. 24, no. 1, art. no. 23. doi: <https://doi.org/10.3390/IECMA2022-12884>.
9. Alloui A., Laadjal K., Sahraoui M., Marques Cardoso A.J. Online Interturn Short-Circuit Fault Diagnosis in Induction Motors Operating Under Unbalanced Supply Voltage and Load Variations, Using the STLSP Technique. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, vol. 70, no. 3, pp. 3080-3089. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2022.3172751>.
10. Ouamara D., Boukhni M., Chaibet A., Maida A. Diagnosis of ITSC fault in the electrical vehicle powertrain system through signal processing analysis. *Diagnostyka*, 2023, vol. 24, no. 1, pp. 1-10. doi: <https://doi.org/10.29354/diag/161309>.
11. Sakhara S., Brahimi M., Nacib L., Layadi T.M. Application of a wavelet neural network approach to detect stator winding short circuits in asynchronous machines. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 21-27. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.03>.
12. Abu Ibaid O.Z.I., Belhamdi S., Abid M., Chakroune S., Mouassa S., Al-Sagar Z.S. Wavelet packet analysis for rotor bar breakage in an inverter induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.01>.
13. Defdaf M., Berrabah F., Chebabhi A., Cherif B.D.E. A new transform discrete wavelet technique based on artificial neural network for induction motor broken rotor bar faults diagnosis. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2021, vol. 31, no. 4, art. no. e12807. doi: <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12807>.
14. Talhaoui H., Ameid T., Kessal A. Energy eigenvalues and neural network analysis for broken bars fault diagnosis in induction machine under variable load: experimental study. *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*, 2022, vol. 13, no. 5, pp. 2651-2665. doi: <https://doi.org/10.1007/s12652-021-03172-2>.
15. Senthil Kumar R., Gerald Christopher Raj I., Alhamrouni I., Saravanan S., Prabakaran N., Ishwarya S., Gokdag M., Salem M. A combined HT and ANN based early broken bar fault diagnosis approach for IFOC fed induction motor drive. *Alexandria Engineering Journal*, 2023, vol. 66, pp. 15-30. doi: <https://doi.org/10.1016/j.aej.2022.12.010>.
16. Ramu S.K., Vairavasundaram I., Aljafari B., Kareri T. Rotor Bar Fault Diagnosis in Indirect Field-Oriented Control-Fed Induction Motor Drive Using Hilbert Transform, Discrete Wavelet Transform, and Energy Eigenvalue Computation. *Machines*, 2023, vol. 11, no. 7, art. no. 711. doi: <https://doi.org/10.3390/machines11070711>.
17. Sabir H., Ouassaid M., Ngote N. An experimental method for diagnostic of incipient broken rotor bar fault in induction machines. *Heliyon*, 2022, vol. 8, no. 3, art. no. e09136. doi: <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2022.e09136>.
18. Bessam B., Menacer A., Boumehraz M., Cherif H. Wavelet transform and neural network techniques for inter-turn short circuit diagnosis and location in induction motor. *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, 2017, vol. 8, no. S1, pp. 478-488. doi: <https://doi.org/10.1007/s13198-015-0400-4>.
19. Almounajjed A., Sahoo A.K., Kumar M.K. Diagnosis of stator fault severity in induction motor based on discrete wavelet analysis. *Measurement*, 2021, vol. 182, art. no. 109780. doi: <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2021.109780>.
20. Kim M.-C., Lee J.-H., Wang D.-H., Lee I.-S. Induction Motor Fault Diagnosis Using Support Vector Machine, Neural Networks, and Boosting Methods. *Sensors*, 2023, vol. 23, no. 5, art. no. 2585. doi: <https://doi.org/10.3390/s23052585>.
21. Hussein A.M., Obed A.A., Zubo R.H.A., Al-Yasir Y.I.A., Saleh A.L., Fadhel H., Sheikh-Akbari A., Mokryani G., Abd-Alhameed R.A. Detection and Diagnosis of Stator and Rotor Electrical Faults for Three-Phase Induction Motor via Wavelet Energy Approach. *Electronics*, 2022, vol. 11, no. 8, art. no. 1253. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics11081253>.
22. Garcia-Calva T.A., Morinigo-Sotelo D., Fernandez-Cavero V., Garcia-Perez A., Romero-Troncoso R. de J. Early Detection of Broken Rotor Bars in Inverter-Fed Induction Motors Using Speed Analysis of Startup Transients. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 5, art. no. 1469. doi: <https://doi.org/10.3390/en14051469>.
23. Harzelli I., Menacer A., Ameid T. A fault monitoring approach using model-based and neural network techniques applied to input-output feedback linearization control induction motor. *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*, 2020, vol. 11, no. 6, pp. 2519-2538. doi: <https://doi.org/10.1007/s12652-019-01307-0>.
24. Jankowska K., Dybkowski M. Design and Analysis of Current Sensor Fault Detection Mechanisms for PMSM Drives Based on Neural Networks. *Designs*, 2022, vol. 6, no. 1, art. no. 18. doi: <https://doi.org/10.3390/designs6010018>.
25. Talhaoui H., Ameid T., Aissa O., Kessal A. Wavelet packet and fuzzy logic theory for automatic fault detection in induction motor. *Soft Computing*, 2022, vol. 26, no. 21, pp. 11935-11949. doi: <https://doi.org/10.1007/s00500-022-07028-5>.
26. Aib A., Khodja D.E., Chakroune S., Rahali H. Fuzzy current analysis-based fault diagnostic of induction motor using hardware co-simulation with field programmable gate array. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 3-9. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.01>.
27. 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>.
28. Khelil K., Berrezzek F., Bouadjila T. GA-based design of optimal discrete wavelet filters for efficient wind speed forecasting. *Neural Computing and Applications*, 2021, vol. 33, no. 9, pp. 4373-4386. doi: <https://doi.org/10.1007/s00521-020-05251-5>.
29. 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>.
30. Akkouchi K., Rahmani L., Lebed R. New application of artificial neural network-based direct power control for permanent magnet synchronous generator. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 6, pp. 18-24. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.6.03>.
31. Abid M., Laribi S., Larbi M., Allaoui T. Diagnosis and localization of fault for a neutral point clamped inverter in wind energy conversion system using artificial neural network technique. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 55-59. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.09>.

Received 30.11.2023

Accepted 15.01.2024

Published 01.05.2024

Reda Rouaibia¹, Doctor,
Yacine Djeghader¹, Associate Professor,
Lotfi Moussaoui¹, Associate Professor,
¹Department of Electrical Engineering,
Faculty of Science and Technology,
Mohamed-Cherif Messaadia University Souk Ahras, Algeria,
e-mail: r.rouaibia@univ-soukahras.dz (Corresponding Author);
yacine.djeghader@univ-soukahras.dz;
l.moussaoui@univ-soukahras.dz

How to cite this article:

Rouaibia R., Djeghader Y., Moussaoui L. Artificial neural network and discrete wavelet transform for inter-turn short circuit and broken rotor bars faults diagnosis under various operating conditions. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 3, pp. 31-37. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.3.04>

M.E. Lahlaci, M. Miloudi, H. Miloudi

Experimental electromagnetic compatibility of conducted electromagnetic interferences from an IGBT and a MOSFET in the power supply

Introduction. Most electromagnetic compatibility studies carried out in the context of power switch research are generally valid for low frequencies. This frequency restriction appears to be too restrictive for a complete analysis of the electromagnetic interference conducted. **The novelty** of this work lies in the load-dependent an optimal selection of IGBTs and MOSFETs for least-disturbance power switching in the frequency range from 150 kHz to 30 MHz, based on an optimal experimental selection procedure and show the impact of load value on switch switching and noise generation. **Purpose.** Analysis of the fundamental possibility of selecting a switching device with a power supply based on an experimental measurement which allows to increase the reliability of the entire mechanism operation and significantly simplify the design. **Methods.** In this paper, the proposed study is used and compared with experimental results at low and high frequencies. Then, a comparison is made for conducted electromagnetic interference (common-mode and differential-mode) generated by IGBT and MOSFET for different loads, and the proposed methodology is verified on an experiment suitable for predicting terminal overvoltage analysis and conducted electromagnetic interference problems. **Practical value.** The primary method for establishing a conducted electromagnetic interference source for switching devices is based on IGBT and a MOSFET depending on the resistive load. References 22, figures 17.

Key words: electromagnetic interference, electromagnetic compatibility, common-mode, differential-mode, IGBT, MOSFET.

Вступ. Більшість досліджень електромагнітної сумісності, які проводяться в контексті досліджень силових вимикачів, зазвичай застосовуються для низьких частот. Це обмеження за частотою видається занадто жорстким щодо повного аналізу електромагнітних перешкод. **Новизна** даної роботи полягає у залежному від навантаження оптимальному виборі IGBT і MOSFET для комутації потужності з найменшими перешкодами в діапазоні частот від 150 кГц до 30 МГц, на основі оптимальної експериментальної процедури вибору і впливу величини навантаження на перемикання перемикачів і генерацію шуму. **Мета.** Аналіз принципової можливості вибору комутаційного пристрою з джерелом живлення на основі експериментального виміру дозволяє підвищити надійність роботи всього механізму та суттєво спростити конструкцію. **Методи.** У цій статті запропоноване дослідження використовується та порівнюється з експериментальними результатами на низьких та високих частотах. Потім проводиться порівняння кондуктивних електромагнітних перешкод (синфазних та диференціальних), що генеруються IGBT і MOSFET для різних навантажень, і запропонована методологія перевіряється в експерименті, який підходить для прогнозування аналізу перенапруги на клеммах і проблем кондуктивних електромагнітних перешкод. **Практична цінність.** Основний метод створення кондуктивного джерела електромагнітних перешкод для комутаційних пристроїв ґрунтується на використанні IGBT та MOSFET залежно від резистивного навантаження. Бібл. 22, рис. 17.

Ключові слова: електромагнітні перешкоди, електромагнітна сумісність, синфазний режим, диференціальний режим, IGBT, MOSFET.

Introduction. The proliferation of devices employed in power electronics has witnessed a significant upsurge in recent times. Rooted in the principles of semiconductor switching, these devices have now permeated diverse domains, including land and air transportation, consumer-focused household applications, and even the realm of renewable energies [1, 2].

The functionality of static converters carries an environmental detriment due to their swift switching intervals marked by substantial amplitudes. These rapid switching processes serve to curtail losses during transitions by virtue of the simultaneous presence of voltage and current within the switches. The orders of magnitude for the gradients of these transitions may span from 100 to 1000 A/ μ s for dI/dt , while dV/dt values range from 5 to 50 kV/ μ s [3]. Additionally, the markedly high switching frequency stands as an additional contributor to electromagnetic pollution, varying from 100 Hz to 1 MHz.

Electromagnetic compatibility (EMC) has emerged as a critical design requirement for switching power supplies. The required standards ensure that a system can work satisfactorily in its environment without causing unbearable electromagnetic disruptions to neighboring equipment.

Because the main electromagnetic interference (EMI) sources in power electronics are converter switching and essentially produce conducted emissions [4-8] disturbances can be classified into two types based on their modes of propagation:

1) conducted disturbances, which propagate through electrical conduction;

2) radiated disturbances, which circulate through an electromagnetic field [9-11].

A switch-mode power supply must follow the same piping requirements as most modern electrical equipment.

In the field of power electronics, a conversion chain typically consists of multiple stages (Fig. 1).

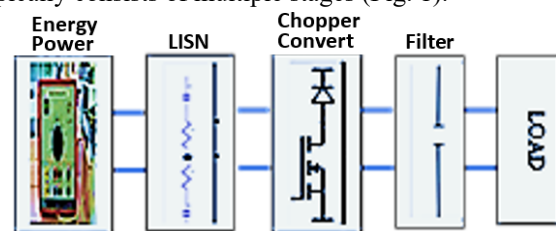


Fig. 1. Multi-stage power converter

These stages often include a rectifier followed by a switching stage, which could be a variable speed drive, a switching power supply, or an inverter for induction heating systems. The assessment of EMC takes place at various levels, including power lines, rectifiers, converters and their control systems, filters, and loads [12-14].

The switching cell and its control energy conversion in power electronics is based on two complementary phases: switching and energy storage. Switching is achieved using power switches with semiconductor

components. There are switches with controlled switching (MOSFET, IGBT, JFET) that require control, and others with natural switching (diode, Schottky). Energy storage occurs in passive components like capacitors and inductors. The integration of these two phases is the principle behind the switching cell. The study of power transistors is not a new issue [15-17], and relevant studies have been carried out throughout the evolution of power systems and power conversion technologies. Power transistors are the primary source of EMI and EMC issues in power equipment.

This paper focuses on the EMI-EMC (common-mode (CM) and differential-mode (DM)) design of high-frequency (150 kHz to 30 MHz) power transistors (MOSFET and IGBT) for high-frequency and high-power applications. A background description and review are provided to assist characterize this work and its originality. The experimental method used for identifying high-frequency behavior is presenting oneself in simple circumstances with only two separate potentials. Considering EMI generated by MOSFET and IGBT during the original design stage can help designers satisfy EMC at a reasonable cost before reality. EMI forecast should be closely paid to in order to save design cycle and expense.

Purpose. Analysis of the fundamental possibility of selecting a switching device with a power supply based on an experimental measurement which allows to increase the reliability of the entire mechanism operation and significantly simplify the design.

The tests EMC in this paper underscore the importance of carefully selecting the type of switching device (IGBT or MOSFET) based on the specific requirements of different loads and switching constraints. MOSFETs are generally preferred for fast switching and low-frequency (LF) applications, while IGBTs are better suited for slower switching and high-frequency (HF) applications. Proper thermal management is also essential to ensure optimal performance. The results of these tests contribute to a better understanding of switching device performance in series chopper applications and guide design choices accordingly.

EMC measurement and standards of conducted EMI. Conducted emissions refer to disruptions in measurable electrical properties that are directly observable at the conductor level (voltage and current). These emissions encompass undesired high-frequency currents that traverse within the device, along with overvoltages that may arise at the load's terminals when powered through an extended cable [18].

To make measurements meaningful and repeatable, it is desirable to decouple the assembly under test from the network, providing a known impedance through which disturbances can be forced to pass. This is the purpose of a device known as a Line Impedance Stabilizing Network (LISN), which is inserted between the network and the assembly under test (Fig. 2).

LISN is equivalent to a filter inserted between the supply network and the input of the equipment under test. Its role is multiple: it isolates the equipment under test from the power supply network, sets the prescribed impedance at the measurement points, and channels conducted disturbances to the measurement receiver.

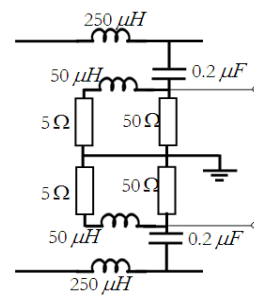


Fig. 2. Line Impedance Stabilization Network (LISN)

Conducted disturbances often pertain to high-frequency currents circulating within the device. The term high-frequency typically encompasses frequencies ranging from 150 kHz to 30 MHz, as this frequency range aligns with the bandwidth regulated by prevailing EMC standards. This current can be dissected into two modes (CM and DM), as depicted in Fig. 3.

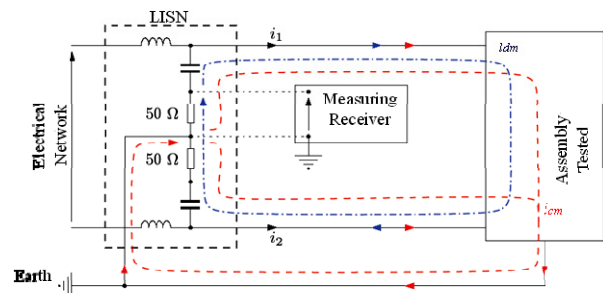


Fig. 3. High-frequency CM (I_{cm}) and DM (I_{dm}) currents

The DM current (I_{dm}) characterizes the portion of the current that forms a loop within the power conductors between the power source and the load. This is the normal current path, but the high-frequency components are undesirable.

The CM current (I_{cm}) refers to the portion of the current that flows through the ground wire. This path typically does not participate in power transfer, but it can carry high-frequency components, especially through capacitive coupling. Regardless of their coupling mode, these high-frequency currents ultimately loop back through the internal impedances of the electrical network, making their measurement dependent on the specific network configuration and layout.

All power transistors are sources of pollution due to parasitic elements coming from the power supplies themselves. Like most electrical equipment today, they must comply with EMC standards. Even if their predominant use in the industrial sector means that they can sometimes escape this constraint, their progressive use in the tertiary sector means that the normative aspect must be met, or at least anticipated. Companies specializing in the design of power supplies and, more generally, of static converters, are today faced with this type of requirement. Power transistor applications, which are now common place in many service sectors, represent some of the most complex power structures in terms of design and modeling.

Each regulatory body has a specific standard for carrying out EMC tests. Measurements are carried out in accordance with EN 55022 [19-22]. The latter imposes a specific measurement protocol. This protocol guarantees the reproducibility and reliability of measurements carried out on the equipment under test. In order to explain the

layout of the various system components and the configuration of the normative measurements, we present the synoptic diagram of the test bench in Fig. 4. The conducted emission test configuration complies with EN 55022. All devices are placed on a copper ground plane.

The equipment under test is placed on a plane electrically isolated from the surrounding area.

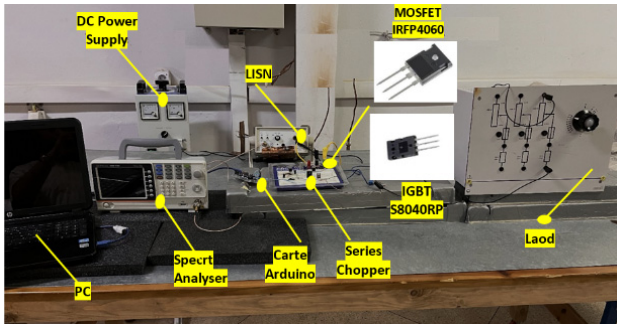


Fig. 4. EMC bench for measuring conducted EMI

In the context of conducting a comparison regarding conducted EMI in CM and DM, involving a series chopper associated with a resistive load, two static converters were utilized for reference purposes: the IGBT reference FG40N60 and the MOSFET reference IRFP4060, along with a BYT12 diode. An experimental setup was established to assess the conducted EMI, where a chopper (Fig. 5) fed a resistive load at a continuous 24 V voltage level. The primary measurement elements included the LISN connected before the chopper, as well as a spectrum analyzer to measure the conducted disturbances in both CM and DM across various load values.

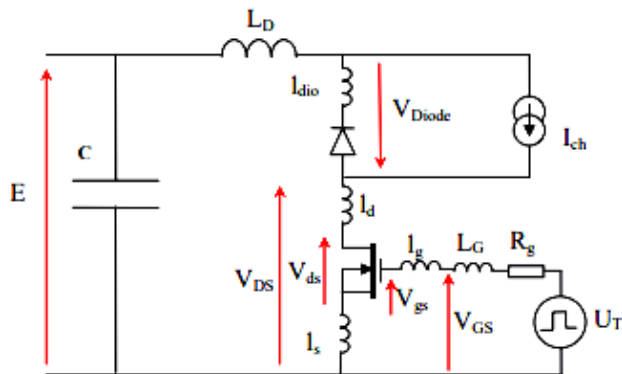


Fig. 5. Chopper (equipment under test)

We have focused on the conducted mode, which is largely responsible for the majority of disturbance phenomena generated by these devices. The distribution of CM and DM currents in the system will be presented. To illustrate their origins, CM currents are essentially transmitted via capacitive CM couplings. Conducted disturbances propagate to other parts of the system by looping through the ground.

For the analysis of EMI produced by the converter, spectral estimates must be referred to EN 55022, the standard for measuring disturbances. To comply with current regulations, a frequency range of 150 kHz to 30 MHz must be taken into consideration. The standard aims to estimate EMI in the measurement receiver at the chopper input.

A method of EMC analysis commonly used in power electronics has been employed. To illustrate this

method, we will first use a chopper with the MOSFET (IRFP4060), and then the same chopper with the IGBT (FG40N60). From there, we'll choose the analysis method and the resulting measurement tool for what would appear to be the most suitable for this study.

Results and discussion. Figures 6, 7 show the frequency spectrum of disturbances after using the MOSFET respectively in CM and DM with different loads (50 Ω , 100 Ω and 200 Ω).

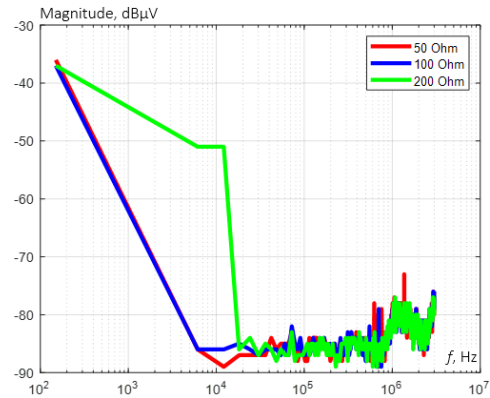


Fig. 6. CM EMI (MOSFET)

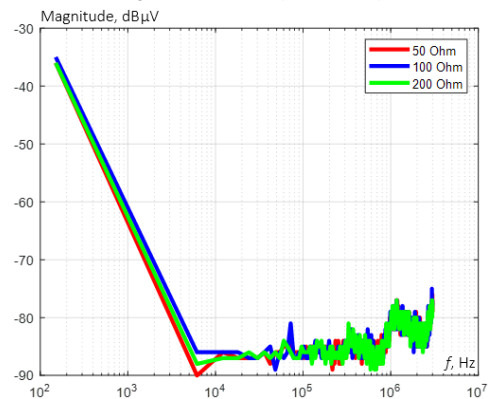


Fig. 7. DM EMI (MOSFET)

When parasitic currents flow through the links in the same direction, closing at equipotential bonding, we speak of CM. In this case, parasitic currents propagate via the parasitic capacitances created between each hot spot subject to voltage variations (MOSFET drain) and the ground plane, and via the parasitic capacitances between the semiconductor and the heat sink. These parasitic currents flow through the two parallel resistors of standardized value equal to 50 Ω .

In DM, when parasitic currents flow in both conductors. These currents are due to the switching of switch currents (MOSFET). Part of the switching current flows through the switching capacitor, and the other part through the two resistors of 50 Ω in series.

In the linear amplification region of the MOSFET transistor, when the input voltage exceeds the threshold voltage, a small current begins to appear at the output. This current creates a voltage across the resistor, causing the output voltage to decrease. Conducted EMI (CM and DM) is very small. Transitioning to the linear region, we observe similar conducted disturbances in both CM and DM. However, once the output current reaches a certain value, the V_{DS} voltage drops below the $V_{GS} - V_{th}$ voltage, as seen in the case of a load equal to 50 Ω in Fig. 8.

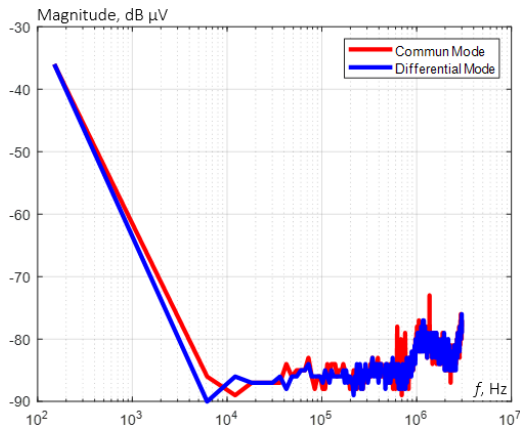


Fig. 8. CM/DM EMI (MOSFET)

As the load increases, the occurrence of interference spikes in the DM increases in the first operating region (switching state or closure) of the switch. This is due to rapid voltage fluctuations exceeding the threshold voltage and significant current appearing at the switch's output (for a load of 200 Ω) (Fig. 9). In contrast, the MOSFET does not exhibit any CM propagation during the switching phase, which is similar to that of the 50 Ω load (Fig. 8).

The conducted interference diagrams in CM observed for the IGBT power switch are nearly identical for different loads (Fig. 10). However, there is a notable interference peak for the 50 Ω and 100 Ω loads compared to the 200 Ω load.

In this study, the behavior of the EMIs (CM and DM) from the two static converters is nearly the same, but with different amplitudes and peaks, and higher with the lower load.

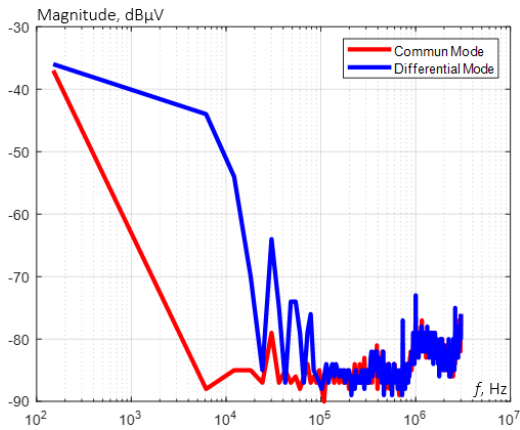


Fig. 9. CM/DM MOSFET

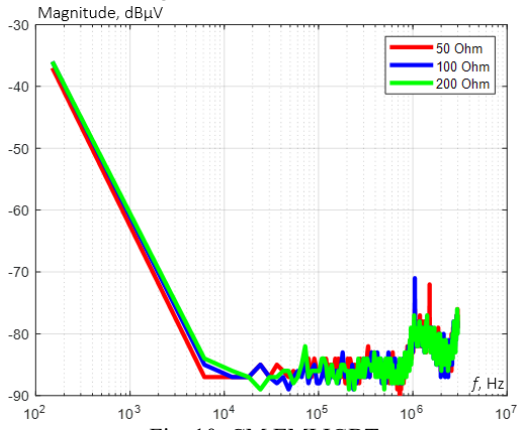


Fig. 10. CM EMI IGBT

In DM, the impedance of the load can play a crucial role. An increase in the resistive load can lead to an increase in differential impedance, which can influence the time required for the current to reach its nominal level in DM. On the other hand, higher loads (200 Ω load in our test) can generate more heat, which can affect the performance of the IGBT device. Elevated temperatures can influence the switching behavior (Fig. 11).

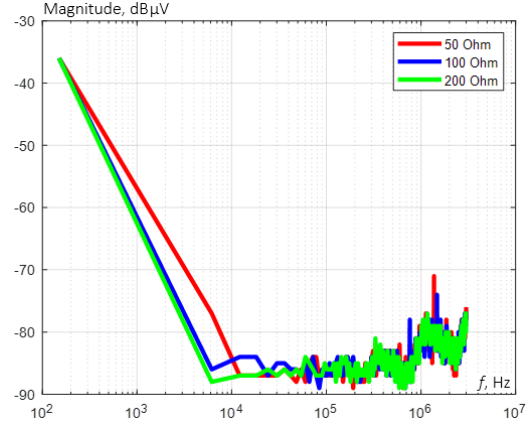


Fig. 11. DM EMI IGBT

The IGBT power switch behaves in a similar manner in both CM and DM for a 50 Ω load (Fig. 12) and a 200 Ω load (Fig. 13). However, for a low load, the IGBT takes longer to transition from the first region to the linear region.

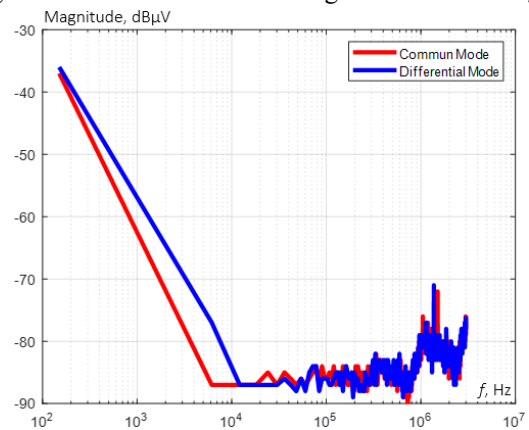


Fig. 12. CM/DM IGBT

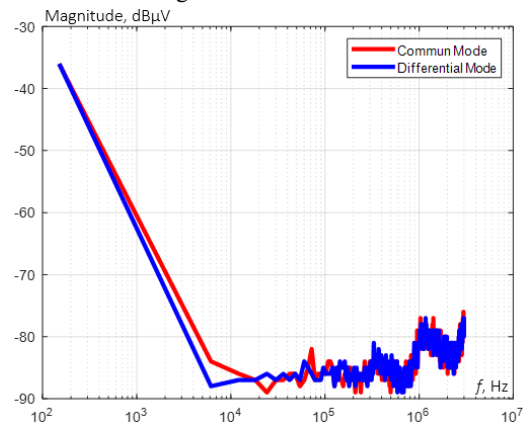


Fig. 13. CM/DM IGBT

In Fig. 14, 15, for a 50 Ω resistive load, both power switches exhibit similar interference patterns. However, in DM, the IGBT may show a more significant switching delay compared to the MOSFET.

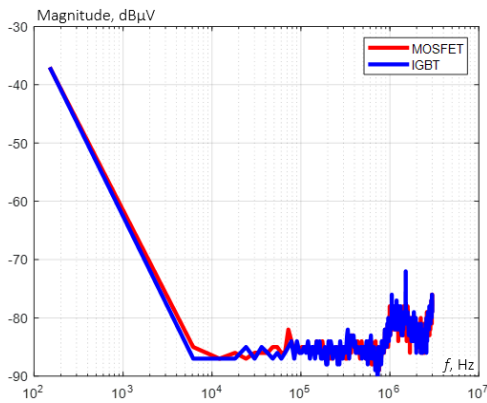


Fig. 14. CM MOSFET/IGBT

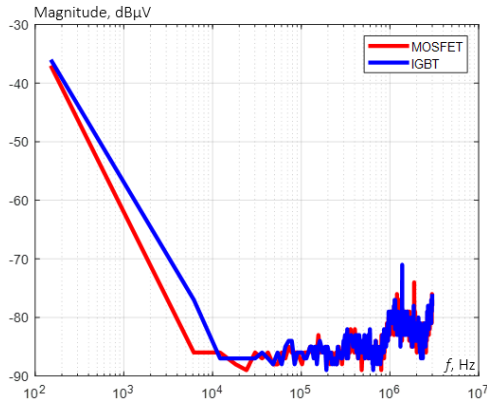


Fig. 15. DM MOSFET/IGBT

This last difference can be attributed to the intrinsic switching times of the two devices. The MOSFET, typically being faster, responds more swiftly in this context, while the IGBT may require more time to reach its switching state in DM with this load.

The conducted (CM and DM) interference tests using a series chopper employing both an IGBT and a MOSFET revealed several key observations.

When the load is increased to 200 Ω , the conducted disturbances in CM (Fig. 16) remain the same as those for a 50 Ω load in both operational regions for both switches. However, in the case of DM (Fig. 17), a significant current appears across the terminals of the load when the input voltage exceeds the threshold voltage for the MOSFET. The IGBT, on the other hand, does not reach saturation in this region.

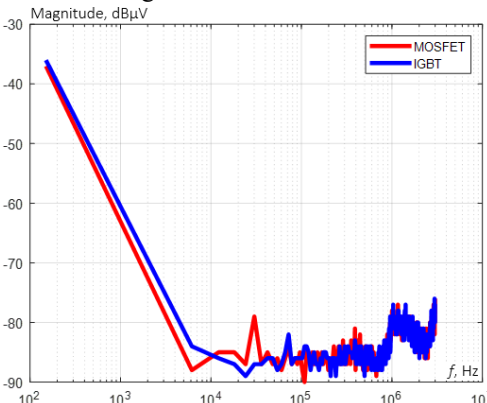


Fig. 16. CM MOSFET/IGBT

The main difference between IGBTs and MOSFETs is that IGBTs have an additional p-n junction compared to

MOSFETs, which gives them the properties of both MOSFETs. The least disruptive power switch is the one that produces the least amount of transients when it is turned on or off. These transients can cause damage to sensitive electronic equipment.

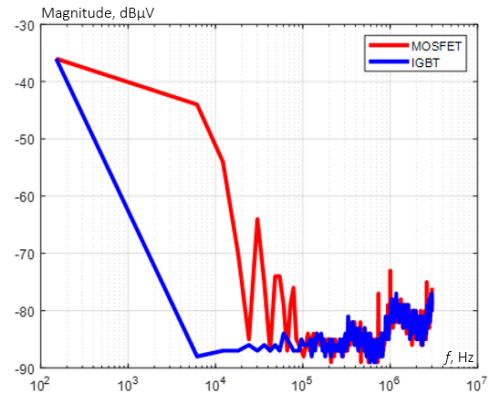


Fig. 17. DM MOSFET/IGBT

Conclusions.

1. The difference between using an IGBT and a MOSFET is that the IGBT tends to have smoother switching, resulting in fewer high harmonics and less electromagnetic interference (EMI) during switching. This can be advantageous in terms of electromagnetic compatibility as smoother current transitions reduce the potential for EMI emissions. Conversely, MOSFETs, especially when used in high-speed switching applications, can generate higher peaks of EMI due to their rapid switching in the low-frequency (LF) and high-frequency (HF) ranges.

2. MOSFET is better suited for fast switching and low-frequency applications, whereas IGBT is more suitable for LF and HF. The difference in behavior between the IGBT and MOSFET is linked to their intrinsic switching characteristics. MOSFET tend to have shorter switching times, making them faster in responding to variations in load and voltage. Conversely, IGBT may exhibit longer switching delays.

3. The load defines the switch's electrical characteristics, such as rated power, current and voltage. It is important to choose a switch whose characteristics correspond to the load to which it will be connected.

4. Impact of the load value: played a critical role in test results. Resistive loads of varying values influenced interference levels and observed switching delays.

5. Thermal effects: tests also demonstrated that higher loads could generate more heat, potentially affecting the performance of switching devices, particularly IGBT.

Acknowledgments. This research was supported by «La Direction Générale de la Recherche Scientifique et du Développement Technologique (DGRSDT)».

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

REFERENCES

1. Miloudi M., Bendaoud A., Miloudi H. Common and differential modes of conducted electromagnetic interference in switching power converters. *Revue Roumaine Des Sciences Techniques Serie Electrotechnique et Energetique*, 2017, vol. 62, no. 3, pp. 246-251.
2. Miloudi H., Bendaoud A., Miloudi M. A method for modeling a common-mode impedance for the AC motor. *Elektrotehniski Vestnik/Electrotechnical Review*, 2017, vol. 84, no. 5, pp. 241-246.

3. Miloudi H., Miloudi M., Gourbi A., Bermaki M.H., Bendaoud A., Zeghoudi A. A high-frequency modeling of AC motor in a frequency range from 40 Hz to 110 MHz. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 3-7. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.01>.
4. Wunsch B., Skibin S., Forsström V., Stevanovic I. EMC Component Modeling and System-Level Simulations of Power Converters: AC Motor Drives. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 6, art. no. 1568. doi: <https://doi.org/10.3390/en14061568>.
5. Miloudi M., Miloudi H., Bendaoud A., Salhi M.A., Al-Omari A.N. Experimental characterization of the high-frequency isolating power transformer. *Elektrotehnicki Vestnik/Electrotechnical Review*, 2019, vol. 86, no. 4, pp. 211-218.
6. Benazza B., Bendaoud A., Slimani H., Benaïssa 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>.
7. Li Y., Dang Y., Zhang S., Li X., Jin Y., Ben-Abdallah P., Xu J., Ma Y. Radiative Thermal Transistor. *Physical Review Applied*, 2023, vol. 20, no. 2, art. no. 024061. doi: <https://doi.org/10.1103/PhysRevApplied.20.024061>.
8. Chikhi N., Bendaoud A. Evaluation of Conducted Disturbances Generated by the Chopper-rectifier Association Propagating to the Electrical Network. *European Journal of Electrical Engineering*, 2019, vol. 21, no. 1, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.18280/ejee.210101>.
9. Muller D., Schweitzer D.N., Bettle M., Tenbohlen S. An Active Common Mode EMI Filter Approach introducing Predictive Pulsed Compensation. *2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 2019, pp. 1003-1008. doi: <https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2019.8872104>.
10. Kharanaq F.A., Emadi A., Bilgin B. Modeling of Conducted Emissions for EMI Analysis of Power Converters: State-of-the-Art Review. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 189313-189325. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3031693>.
11. Xu S.-Z., Peng Y.-F., Li S.-Y. Suppression effectiveness research on multi-level EMI filter in thermal electromagnetic interactive field of explosion-proof three-level NPC converter. *Case Studies in Thermal Engineering*, 2019, vol. 15, art. no. 100510. doi: <https://doi.org/10.1016/j.csite.2019.100510>.
12. Zeghoudi A., Bendaoud A., Slimani H., Miloudi H., Miloudi M., Chikhi N. Experimental Measurement of Common and Differential Modes for Variable Speed Drive DC Motor. *2022 19th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, 2022, pp. 532-537. doi: <https://doi.org/10.1109/SSD54932.2022.9955933>.
13. Mariscotti A., Sandrolini L. Review of models and measurement methods for compliance of electromagnetic emissions of electric machines and drives. *ACTA IMEKO*, 2021, vol. 10, no. 2, pp. 162-173. doi: https://doi.org/10.21014/acta_imeko.v10i2.1066.
14. Touré M.T., Paladian F., Bensetti M., Robert F., Dufour L. Conducted EMI prediction using different levels of MOSFET models in a multi-physics optimization context. *European Journal of Electrical Engineering*, 2016, vol. 18, no. 5-6, pp. 425-439. doi: <https://doi.org/10.3166/ejee.18.425-439>.
15. Miloudi H., Bendaoud A., Miloudi M., Gourbi A., Slimani H. Common Mode conducted electromagnetic interference in inverter fed-AC motor. *Przeglad Elektrotechniczny*, 2010, vol. 86, no. 12, pp. 272-275.
16. Hamoudi A. *Modélisation et Caractérisation cem D'un Convertisseur DC-AC*. Master's Thesis. Oran University of Science and Technology, 2009. 169 p. (Fra).
17. Douzi Chawki. *Effet du vieillissement par fatigue électrothermique sur la compatibilité électromagnétique des composants de puissance à base de SiC*. Doctor's Thesis. Normandie Université; Université de Sousse (Tunisie), 2019. 193 p. (Fra).
18. Yuwono T., Baharuddin M.H., Misran N., Ismail M., Mansor M.F. A review of measurement of electromagnetic emission in electronic product: Techniques and challenges. *Communications in Science and Technology*, 2022, vol. 7, no. 1, pp. 23-37. doi: <https://doi.org/10.21924/cst.7.1.2022.727>.
19. Mariscotti A., Sandrolini L., Simonazzi M. Supraharmonic Emissions from DC Grid Connected Wireless Power Transfer Converters. *Energies*, 2022, vol. 15, no. 14, art. no. 5229. doi: <https://doi.org/10.3390/en15145229>.
20. Wu Y., Yin S., Liu Z., Li H., See K.Y. Experimental Investigation on Electromagnetic Interference (EMI) in Motor Drive Using Silicon Carbide (SiC) MOSFET. *2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 2020, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/EMCEUROPE48519.2020.9245674>.
21. Khvitiya B., Gheonjian A., Kutchadze Z., Jobava R. A SPICE Model for IGBTs and Power MOSFETs Focusing on EMI/EMC in High-Voltage Systems. *Electronics*, 2021, vol. 10, no. 22, art. no. 2822. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics10222822>.
22. Zeghoudi A., Bendaoud A., Lucache D.-D., Bechekir S., Slimani H., Miloudi M. Frequency Variation Impact on Conducted Disturbances Generated by a SEPIC Converter. *International Journal of Electronics and Electrical Engineering Systems*, 2023, vol. 6, no. 1, pp. 27-32.

Received 07.10.2023

Accepted 16.12.2023

Published 01.05.2024

Mohammed Elamine Lahlaci¹, PhD,

Mohamed Miloudi¹, Lecturer,

Houcine Miloudi², Lecturer,

¹ GIDD Laboratory, Department of Electrical Engineering and Automation, Relizane University, Algeria,

e-mail: mohammedelamine.lahlaci@univ-relizane.dz

(Corresponding Author);

mohamed.miloudi@univ-relizane.dz

² APELEC Laboratory, Djillali Liabes University,

Sidi-Bel-Abbes, Algeria,

e-mail: el.houcine@yahoo.fr

How to cite this article:

Lahlaci M.E., Miloudi M., Miloudi H. Experimental electromagnetic compatibility of conducted electromagnetic interferences from an IGBT and a MOSFET in the power supply. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 3, pp. 38-43. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.3.05>

В.Я. Ромашко, Л.М. Батрак, О.О. Абакумова

Отримання максимуму потужності від джерела за допомогою імпульсних регуляторів підвищувально-понижувального типу, що працюють на акумулятор

Проаналізовано регульовальні характеристики імпульсних регуляторів підвищувально-понижувального типу з урахуванням внутрішнього опору джерела живлення, за умови підключення акумулятора на їх виході. Показано, що за наявності акумулятора, регулятори напруги працюватимуть у режимі регулювання струму зарядження акумулятора. При цьому діапазон регулювання відносного часу замкненого стану ключа буде обмеженим. Дано рекомендації щодо вибору режимів роботи регулятора, за яких забезпечується передавання енергії від джерела до акумулятора, в залежності від схеми регулятора, а також значення напруги на акумуляторі. Визначено умови, за яких забезпечується передавання максимальної потужності від джерела живлення до акумулятора. Бібл. 15, табл. 1, рис. 4.

Ключові слова: вихідний опір джерела, узгоджувальний імпульсний регулятор, робота на акумулятор, передавання максимальної потужності, регулятори підвищувально-понижувального типу.

Вступ. При використанні різних типів нетрадиційних та відновлювальних джерел, від них прагнуть отримати максимально можливу кількість електричної енергії. Для цього робоча точка джерела має перебувати в точці максимальної потужності (МП) на його вихідній характеристиці. Однак, такий режим роботи джерела можливий лише у випадку, коли вихідний опір джерела r співпадає з опором його навантаження R [1, 2].

Для забезпечення можливості відбирання МП від джерела в широкому діапазоні зміни опору навантаження, між джерелом та навантаженням вмикають імпульсний регулятор (ІР), який узгоджує вихідний опір джерела з опором навантаження [3-6]. В таких випадках роль навантаження джерела виконуватиме вхідний опір регулятора $R_e = f(R, t^*)$, який є функцією опору навантаження регулятора R , а також відносного часу замкненого стану ключа регулятора $t^* = t_{closed} / T$ на періоді роботи ключа T . Змінюючи параметр t^* можна забезпечити виконання умови $R_e = r$ в широкому діапазоні змін опору навантаження R .

Кількість енергії, що надходить від нетрадиційних та відновлюваних джерел, часто залежить від зовнішніх умов. Тому, для забезпечення більш рівномірного надходження енергії до навантаження, на виході ІР вмикають акумулятор, який працює в буферному режимі. В таких випадках навантаженням ІР буде саме акумулятор, а навантаженням джерела – вхідний опір регулятора. Передавання МП від джерела до акумулятора може бути забезпечене шляхом вибору відповідного режиму роботи ІР [5, 7, 8].

У [9] проаналізовано умови, за яких можливе і доцільне передавання МП від джерела до акумулятора за допомогою ІР підвищувального та понижувального типу, а також особливості роботи цих регуляторів у зазначеному режимі. Для узгодження вихідного опору джерела з навантаженням, також можуть бути використані відомі схеми ІР підвищувально-понижувального типу [10-12].

Метою роботи є аналіз особливості роботи ІР підвищувально-понижувального типу в режимі передавання МП від джерела до акумулятора, а також визначення умов, за яких можливе і доцільне використання таких регуляторів із зазначеною метою.

Схеми регуляторів. Розглянемо ті варіанти схем ІР підвищувально-понижувального типу, які забезпечують можливість відбирання МП від джерела жив-

лення [13]. Відповідні схеми регуляторів представлено на рис. 1 та 2.

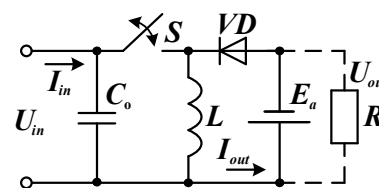


Рис. 1. Регулятор підвищувально-понижувального типу з послідовним вмиканням ключа

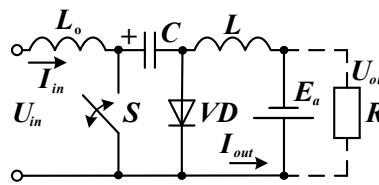


Рис. 2. Регулятор підвищувально-понижувального типу з паралельним вмиканням ключа

Визначимо та проаналізуємо регульовальні характеристики цих регуляторів, за допомогою яких може бути визначений режим роботи ІР, при якому від джерела живлення відбиратиметься МП. Оскільки в режимі відбирання МП опір навантаження та вихідний опір джерела є величинами одного порядку, при визначенні регульовальних характеристик регуляторів, будемо враховувати внутрішній опір джерела, вважаючи його лінійним.

Регулятор підвищувально-понижувального типу з послідовним вмиканням ключа (рис. 1). Якщо не враховувати втрати в елементах схеми ІР, в режимі безперервного струму індуктивності L , завжди виконуватимуться умови [12]

$$U_{out} = U_{in} \frac{t^*}{1-t^*}; \quad I_{out} = I_{in} \frac{1-t^*}{t^*}. \quad (1)$$

Якщо вважати, що внутрішній опір акумулятора є значно меншим від внутрішнього опору джерела, можна стверджувати, що в процесі регулювання вихідна напруга регулятора залишатиметься практично незмінною і дорівнюватиме напрузі на акумуляторі $U_{out} = E_a$. Отже, для того, щоб у процесі регулювання система перебувала у стані рівноваги, вхідна напруга регулятора має дорівнювати

$$U_{in} = U_{out} \frac{1-t^*}{t^*} = E_a \frac{1-t^*}{t^*}, \quad (2)$$

де $t^* = t_{closed} / T$ – відносний час замкненого стану ключа S на періоді T , t_{closed} – тривалість замкненого стану ключа.

Внаслідок наявності внутрішнього опору джерела, вхідна напруга регулятора змінюватиметься при змінах струму, що споживається і визначатиметься вихідною характеристикою джерела [12]

$$U_{in} = U_{oc} - I_{out}r, \quad (3)$$

де U_{oc} – напруга холостого ходу джерела живлення.

Таким чином, у стані рівноваги, мають одночасно виконуватись умови (2) та (3)

$$U_{oc} - I_{in}r = E_a \frac{1-t^*}{t^*}, \quad (4)$$

або переходячи до відносних одиниць [12]

$$1 - I_{in}^* = E_a^* \frac{1-t^*}{t^*}, \quad (5)$$

де $E_a^* = E_a / U_{oc}$; $I_{in}^* = I_{in} / I_{sc}$; $I_{sc} = U_{oc} / r$ – струм короткого замикання джерела.

Враховуючи, що напруга холостого ходу джерела, а також напруга акумулятора є фіксованими, змінюючи параметр t^* , тим самим регулюватимемо вхідний і, відповідно, вихідний струм регулятора

$$I_{in}^* = 1 - E_a^* \frac{1-t^*}{t^*}. \quad (6)$$

З урахуванням (1)

$$I_{out}^* = I_{in}^* \frac{1-t^*}{t^*} = \left[1 - E_a^* \frac{1-t^*}{t^*} \right] \frac{1-t^*}{t^*}. \quad (7)$$

Отже, (6) та (7) і є регулювальними характеристиками ІР за схемою (рис. 1).

Регулятор підвищувально-понижувального типу з паралельним вмиканням ключа (рис. 2). Для цієї схеми у режимі безперервного струму індуктивності L_0 є дійсним співвідношення [12]

$$U_{out} = U_{in} = \frac{1-t^*}{t^*}; \quad I_{out} = I_{in} \frac{t^*}{1-t^*}, \quad (8)$$

де $t^* = t_{open} / T$; t_{open} – тривалість розімкненого стану ключа S на періоді T .

Отже, в усталеному режимі роботи, вхідна напруга регулятора має бути

$$U_{in} = U_{out} \frac{t^*}{1-t^*} = E_a \frac{t^*}{1-t^*}. \quad (9)$$

Для того, щоб система перебувала у стані рівноваги, має виконуватись умова

$$E_a \frac{t^*}{1-t^*} = 1 - I_{in}r, \quad (10)$$

або у відносних одиницях

$$E_a^* \frac{t^*}{1-t^*} = 1 - I_{in}^*. \quad (11)$$

Отже, регулювальні характеристики ІР за схемою (рис. 2) матимуть вигляд

$$I_{in}^* = \left[1 - E_a^* \frac{t^*}{1-t^*} \right]; \quad (12)$$

$$I_{out}^* = \left[1 - E_a^* \frac{t^*}{1-t^*} \right] \frac{t^*}{1-t^*}. \quad (13)$$

Таким чином, за наявності акумулятора на виході, регулятори, що розглядаємо, працюватимуть у режимі регулювання вхідного та вихідного струму (струму заряджання акумулятора). В той же час вихідна напруга регуляторів залишатиметься практично постійною і дорівнюватиме напрузі на акумуляторі.

Аналіз регулювальних характеристик регуляторів. За наявності акумулятора на виході, ІР працюватимуть в режимі регулювання струму заряджання акумулятора. У випадку $t^* = 0$ джерело живлення та навантаження роз'єднані між собою і передавання енергії до акумулятора буде відсутнє. Якщо ж $t^* > 0$, для забезпечення передавання енергії від джерела до акумулятора має виконуватись умова $I_{in} > 0$. Для схеми (рис. 1), з урахуванням (6), ця умова приймає вигляд

$$\left[1 - E_a^* \frac{1-t^*}{t^*} \right] > 0, \quad (14)$$

а для схеми (рис. 2)

$$\left[1 - E_a^* \frac{t^*}{1-t^*} \right] > 0. \quad (15)$$

Враховуючи, що у загальному випадку параметр t^* може змінюватись у діапазоні $[0..1]$, з урахуванням (14), (15) приходимо до висновку, що за наявності акумулятора допустимий діапазон зміни параметра t^* буде обмеженим. Для схеми (рис. 1) допустима зміна параметра лежить у діапазоні

$$1 \geq t^* > \frac{E_a^*}{E_a^* + 1}, \quad (16)$$

а для схеми (рис. 2)

$$0 < t^* < \frac{1}{1 + E_a^*}. \quad (17)$$

Отже, чим більшою буде напруга на акумуляторі E_a^* , тим більш обмеженим буде допустимий діапазон регулювання параметра t^* в ІР. В той же час аналіз (16) та (17) показує, що напруга акумулятора може бути як більшою, так і меншою за напругу холостого ходу джерела живлення U_{oc} .

Як відомо [1], у випадку лінійного внутрішнього опору джерела живлення, в точці МП відносно значення його вихідного струму (вихідного струму ІР) має бути $I_{in}^* = 0.5$.

Отже, умова відбирання МП від джерела для схеми регулятора (рис. 1) матиме вигляд

$$1 - E_a^* \frac{1-t^*}{t^*} = 0.5, \quad (18)$$

а для схеми (рис. 2)

$$1 - E_a^* \frac{t^*}{1-t^*} = 0.5. \quad (19)$$

Таким чином, МП буде передаватись від джерела до навантаження за умови, що $t^* = t_{MP}^*$, де для схеми регулятора (рис. 1)

$$t_{MP}^* = \frac{E_a^*}{E_a^* + 0,5}, \quad (20)$$

а для схеми (рис.2)

$$t_{MP}^* = \frac{0,5}{0,5 + E_a^*}. \quad (21)$$

Регулювальні характеристики розглянутих схем, що представлені на рис. 3, 4, підтверджують результати проведеного аналізу. Основні властивості цих схем є аналогічними. Однак, якщо для схеми (рис. 1) допустимий діапазон регулювання обмежений зліва $[t_{\min} \dots 1]$, то для схеми (рис. 2) – справа $[0 \dots t_{\max}]$. Це є наслідком дуальності схем розглянутих регуляторів [13].

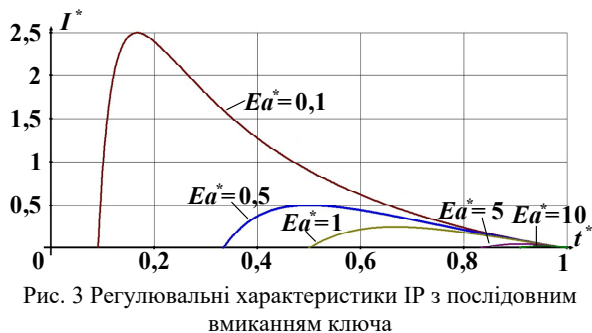


Рис. 3 Регулювальні характеристики ІР з послідовним вмиканням ключа

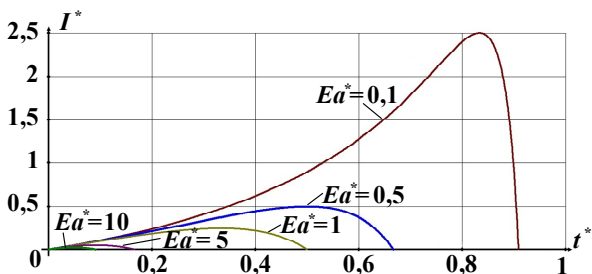


Рис. 4 Регулювальні характеристики ІР з паралельним вмиканням ключа

Для порівняння властивостей чотирьох основних схем ІР в табл. 1 наведено їх основні особливості при роботі в режимі передавання МП від джерела живлення до акумулятора, а саме:

- умова передавання енергії від джерела до акумулятора;
- умова відбору МП від джерела;
- доцільний діапазон зміни напруги акумулятора E_a .

Таблиця 1

Умови передавання енергії від джерела до акумулятора

№	Тип регулятора	Умова передавання енергії	Умова відбирання МП	Доцільний діапазон зміни E_a^*
1	Понижувальний	$t^* > E_a^*$	$t_{MP}^* = 2E_a^*$	$0,1 \leq E_a^* \leq 0,5$
2	Підвищувальний	$t^* < 1/E_a^*$	$t_{MP}^* = 1/2E_a^*$	$0,5 \leq E_a^* \leq 5$
3	Підвищувально-понижувальний (рис. 1)	$t^* > \frac{E_a^*}{1 + E_a^*}$	$t_{MP}^* = \frac{E_a^*}{E_a^* + 0,5}$	$0,1 \leq E_a^* \leq 5$
4	Підвищувально-понижувальний (рис. 2)	$t^* < \frac{1}{1 + E_a^*}$	$t_{MP}^* = \frac{0,5}{0,5 + E_a^*}$	$0,1 \leq E_a^* \leq 5$

На сьогодні існують модифіковані варіанти схем ІР підвищувально-понижувального типу, які відрізняються від розглянутих полярністю вихідної напруги (ZETA та SEPIC converters) [14, 15]. Зміна полярності вихідної напруги досягається шляхом відповідної побудови вихідного кола регулятора. Однак, оскільки основні властивості регулятора визначаються способом побудови його вхідного кола, і в першу чергу способом підключення керованого ключа S , одержані результати будуть дійсними і для відповідних типів модифікованих схем регуляторів підвищувально-понижувального типу.

Висновки.

1. За наявності акумулятора на виході, імпульсні регулятори напруги працюватимуть у режимі регулятора струму.
2. Характер регулювальної характеристики і допустимий діапазон регулювання залежить від типу регулятора та значення напруги на акумуляторі.
3. Максимальна потужність від джерела відбиратиметься за певного значення параметра $t^* = t_{MP}^*$, яке визначається типом регулятора та значенням напруги на акумуляторі.
4. Імпульсний регулятор підвищувально-понижувального типу, у порівнянні з регуляторами підвищувального та понижувального типів, мають найширший допустимий діапазон зміни відносної напруги на акумуляторі.

Конфлікт інтересів. Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

1. Panchenko S.V., Ananieva O.M., Babaev M.M. *Theory of electric and magnetic circuits. Textbook.* Kharkiv, UkrDUZT Publ., 2020. 246 p. (Ukr).
2. 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>.
3. Twaha S., Zhu J., Yan Y., Li B., Huang K. Performance analysis of thermoelectric generator using DC-DC converter with incremental conductance based maximum power point tracking. *Energy for Sustainable Development*, 2017, vol. 37, pp. 86-98. doi: <https://doi.org/10.1016/j.esd.2017.01.003>.
4. Olalla C., Clement D., Rodriguez M., Maksimovic D. Architectures and Control of Submodule Integrated DC-DC Converters for Photovoltaic Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 6, pp. 2980-2997. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2219073>.
5. Anandhi T.S., PremKumar S. Application of DC-DC boost converter for solar powered traffic light with battery backup. *Indian Journal of Science and Technology*, 2015, vol. 8, no. 32, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.17485/ijst/2015/v8i32/84408>.
6. Tseng S.-Y., Wang H.-Y. A Photovoltaic Power System Using a High Step-up Converter for DC Load Applications. *Energies*, 2013, vol. 6, no. 2, pp. 1068-1100. doi: <https://doi.org/10.3390/en6021068>.
7. Krieger E.M., Arnold C.B. Effects of undercharge and internal loss on the rate dependence of battery charge storage efficiency. *Journal of Power Sources*, 2012, vol. 210, pp. 286-291. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2012.03.029>.
8. Vieira J.A.B., Mota A.M. Implementation of a stand-alone photovoltaic lighting system with MPPT battery charging and LED current control. *2010 IEEE International Conference on*

Control Applications, 2010, pp. 185-190. doi: <https://doi.org/10.1109/CCA.2010.5611257>.

9. Romashko V.Y., Batrak L.M., Abakumova O.O. Features of the work of pulse regulators in the maximum power transmission mode, with the presence of an accumulator at their output. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 63-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.11>.

10. Dinniyah F.S., Wahab W., Alif M. Simulation of Buck-Boost Converter for Solar Panels using PID Controller. *Energy Procedia*, 2017, vol. 115, pp. 102-113. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2017.05.011>.

11. Shayeghi H., Pourjafar S., Sedaghati F. A Buck-Boost Converter; Design, Analysis and Implementation Suggested for Renewable Energy Systems. *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 2021, vol. 17, no. 2, p. 1862. doi: <https://doi.org/10.22068/IJEEE.17.2.1862>.

12. Goncharov Y.P., Budonny O.V., Morozov V.G., Panasenko M.V., Romashko V.Y., Rudenko V.S. *Power conversion equipment. Text book. Part 2*. Kharkiv, Folio Publ., 2000. 360 p. (Ukr).

13. Romashko V.Y., Batrak L.M., Abakumova O.O. Step-up/step-down regulators in maximum power transmission mode. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 18-22. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.03>.

14. Soedibylo, Amri B., Ashari M. The comparative study of Buck-boost, Cuk, Sepic and Zeta converters for maximum power point tracking photovoltaic using P&O method. *2015 2nd International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE)*, 2015, pp. 327-332. doi: <https://doi.org/10.1109/ICITACEE.2015.7437823>.

15. Chavan F.T., Mopari S.S., Swami P.S. Performance analysis of SEPIC and zeta converter for power quality improvement. *International Journal of Scientific and Technology Research*, 2019, vol. 8, no. 12, pp. 1925-1929.

Надійшла (Received) 22.11.2023

Прийнята (Accepted) 16.01.2024

Опублікована (Published) 01.05.2024

Ромашко Володимир Якович¹, д.т.н., проф.,

Батрак Лариса Миколаївна¹, к.т.н., доц.,

Абакумова Олена Олегівна¹, к.ф.н., доц.,

¹Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,

03056, Київ, пр. Берестейський, 37,

e-mail: rvy90593-eds@iit.kpi.ua;

batrakln5@gmail.com (Corresponding Author);

e.o.abakumova@gmail.com

How to cite this article:

Romashko V.Y., Batrak L.M., Abakumova O.O. Obtaining the maximum power from the source using step-up and step-down type pulse regulators that work on battery. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 3, pp. 44-47. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.3.06>

V.Y. Romashko¹, L.M. Batrak¹, O.O. Abakumova¹

¹National Technical University of Ukraine

«Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,

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

Obtaining the maximum power from the source using step-up and step-down type pulse regulators that work on battery.

Introduction. Pulse regulators are widely used to match the output resistance of the source with the load resistance in order to ensure the possibility of taking maximum power when the value of the load resistance changes. **Problem.** In the case of using non-traditional and renewable sources of electrical energy, for a more uniform supply of energy to the load, a battery is often connected to the output of the pulse regulator, which works in buffer mode. In such cases, the load for the pulse regulator will be the battery itself, and the role of the source load will be performed by the input resistance of the regulator. To ensure the mode of operation of the pulse regulator, in which the maximum power will be transmitted from the source to the load, it is necessary to know the regulating characteristics of the regulator. There are works that analyze the regulating characteristics of step-up and step-down pulse regulators, which are used to match the load with the output resistance of the source. At the same time, for the same purpose, pulse regulators of the step-up and step-down type can be used. **Goal.** The purpose of the work is to analyze the features of the operation of step-up and step-down type pulse regulators in the mode of maximum power transmission from the source to the battery, as well as to determine the conditions under which it is possible and appropriate to use such regulators for the specified purpose. **Methodology.** The regulating characteristics of step-up and step-down type pulse regulators with sequential and parallel switching on of the controlled key were determined and analyzed, taking into account the presence of a battery at their output. **Results.** It is shown that the transfer of energy from the source to the battery is possible only under certain modes of operation of the regulator, which depend on the type of regulator, as well as the amount of voltage on the battery. The conditions under which it is possible to draw the maximum power from the source are determined. **Originality.** Since the output resistance of the source and the load resistance are of the same order in the maximum power selection mode, the internal resistance of the power source was taken into account when determining the regulating characteristics of the regulators. **Practical value.** The obtained results made it possible to formulate practical recommendations for a justified choice of the regulator's operating modes, depending on its type and the value of voltage on the battery. References 15, tables 1, figures 4.

Key words: source output impedance, matching pulse regulator, battery operation, maximum power transmission, step-up and step-down type regulators.

Yu.M. Vasetsky

Analytical determination of a quasi-stationary electromagnetic field created by magnetic moments and eddy currents in conducting half-space

Aim. Study of the distribution of a three-dimensional alternating quasi-stationary electromagnetic field at the surface of conducting half-space with strong skin-effect, the source of which is an arbitrarily oriented magnetic moment. **Methodology.** The expressions for non-uniform electromagnetic field with strong skin effect are used for the analysis, which is based on the found exact analytical solution of the general three-dimensional problem and the use of expansion into asymptotic series with respect to a small parameter that is proportional to the ratio of the field penetration depth to the distance between the sources of the external field and the surface of body. Specific expressions at the surface are completely determined by the known field of external sources. In this work, the external magnetic moment field is used. **Results.** For strong skin effect, expressions for the electric and magnetic field strength are obtained separately for the components of the magnetic moment oriented perpendicularly and parallel to the flat surface between the dielectric and conducting areas. The features of the electromagnetic field distribution are analyzed depending on the value of introduced small parameter. The results are presented for the module and phase shift of the field strength with respect to the phase of the external field source. **Originality.** The expressions found for the electromagnetic field appear to be more general than the use of closed contours with alternating current, since they extend types of external field sources and allow the use of the superposition method instead of integration over the entire contour. **Practical value.** The found specific analytical expressions of the electromagnetic field at the surface for the external field of magnetic moments significantly simplify the solution of the problems, since they do not require additional solution of the field equations. References 20, figures 8.

Key words: three-dimensional quasi-stationary electromagnetic field, strong skin effect, external field of magnetic moments, asymptotic method, analytical solution.

Мета. Дослідження в умовах прояву сильного скін-ефекту розподілу на поверхні електропровідного півпростору тривимірного змінного квазістаціонарного електромагнітного поля, джерелом зовнішнього поля якого є довільно орієнтований магнітний момент. **Методологія.** Для аналізу використаний аналітичний розв'язок загальної тривимірної задачі для випадку неоднорідного електромагнітного поля при сильному скін-ефекті і використанні розкладання в асимптотичні ряди по малому параметру, який пропорційний відношенню глибини проникнення поля до відстані між джерелами зовнішнього поля і поверхнею тіла. Конкретні вирази на поверхні повністю визначаються відомим полем зовнішніх джерел, в якості яких використовується поле магнітного моменту. **Результати.** Для сильного скін-ефекту отримано вирази для напруженостей електричного і магнітного полів окремо для компонентів магнітного моменту, що орієнтовані перпендикулярно і паралельно до плоскої поверхні між діелектричною і електропровідною областями. Проаналізовано особливості розподілу електромагнітного поля в залежності від величини введеного малого параметру. Результати представлено для модулів і зсуву фаз компонентів напруженостей полів відносно фази джерела зовнішнього поля. **Оригінальність.** Знайдені вирази для електромагнітного поля уявляються більш загальними, ніж використання замкнених контурів зі змінним струмом, оскільки розширюють види джерел зовнішнього поля, що враховуються, і дозволяють використати метод суперпозиції замість інтегрування по всьому контуру. **Практична цінність.** Знайдені конкретні аналітичні вирази електромагнітного поля на поверхні для зовнішнього поля магнітних моментів значно спрощують вирішення конкретних задач, оскільки не потребують для цього додаткового розв'язку рівнянь поля. Бібл. 20, рис. 8.

Ключові слова: тривимірне квазістаціонарне електромагнітне поле, сильний скін-ефект, зовнішнє поле магнітних моментів, асимптотичний метод, аналітичний розв'язок.

Introduction. The interaction of an alternating electromagnetic field with electrically conducting bodies is accompanied by the manifestation of the skin effect. In high-frequency and short-time pulsed electromagnetic processes, there is a strong skin effect, then the current and electromagnetic field are concentrated in the thin surface layer of the body. In this case, the formulation of mathematical models for calculating the electromagnetic field is significantly simplified. The simplest mathematical model of the ideal skin effect can be imagined, when the characteristic dimensions of the conducting body L significantly exceed the field penetration depth δ . Here, it is enough to consider a stationary problem for a body with ideal electrical conductivity and, accordingly, zero field penetration depth $\delta \rightarrow 0$ [1, 2]. In this case, the normal component of the magnetic and the tangential component of the electric fields are equal to zero.

The further development of approximate models of the electromagnetic field penetration into conducting medium at $\delta \neq 0$ is associated, first of all, with studies based on the impedance boundary condition [3, 4].

In the mathematical model proposed by M. Leontovich back in the middle of the 20th century [3], the model with ideal electrical conductivity remained the

starting point. From this model, the magnetic field strength tangent to the surface of the conducting body was determined. The bounded depth of field penetration was calculated using the concept of the impedance boundary condition, where the magnetic field strength at the surface of the body is related to the electric field strength by a specific ratio. It is assumed that electromagnetic field locally penetrates into metallic body in the same way as uniform field penetrates into conducting half-space. The model is approximate and one of the issues is determining the limits of the model's application. A detailed analysis of many years of research in the development of the concept of the impedance boundary condition is presented, for example, in [5, 6].

The development of effective methods for solving 3D problems of electromagnetic field theory in a fairly general formulation is a topical problem, despite significant progress in the use of numerical calculation methods. Analytical methods of solving similar problems still have a certain appeal for theoretical research. This is due to their positive aspects. First, there is a wide range of objects where specialized analytical or combined numerical and analytical approaches remain effective.

© Yu.M. Vasetsky

Such objects include, in particular, systems whose geometric features are characterized by a different nature of the field change in space – a rapid change near concentrated sources of the field or near the interface between media and a much slower one in another region of space with a much larger volume. Secondly, the availability of an analytical solution makes it possible to obtain general features of the formation of a 3D field, and make it possible to carry out an in-depth analysis of the causes and features of physical processes. There is also an opportunity to develop well-grounded approaches to 3D modeling of complex electromagnetic systems. Finally, analytical solutions provide a certain set of exactly solvable problems, which can be a benchmark for comparison when developing other methods for calculating systems of more complex geometry, where obtaining analytical solutions is impossible.

The book [7] presents the exact analytical solution obtained by the author and published in separate articles for alternating and pulsed electromagnetic fields created by a system of spatial contours with a current of arbitrary configuration, located near a magnetized conducting body with a flat surface, where eddy currents are induced. The solution for closed contours was found in the integral form for vector and scalar potentials, magnetic and electric field strengths in dielectric and conducting media without restrictions on the geometry of the contours, medium properties and field frequency. The obtained solution made it possible, in particular, to establish the following general features of field formation [8]. The components of current density and electric field strength, perpendicular to the surface, have a zero value in the entire conducting half-space. The result is also a boundary condition for the normal component of the electric field strength in the dielectric medium, which is completely determined by the known field of external sources. Another consequence of the exact solution is the conclusion that non-uniform electromagnetic field, when penetrating into conducting half-space, always decays with depth faster than uniform field.

Simplification of computational procedures is also necessary for the analytical solution, especially when solving optimization and inverse problems of field theory. The calculation is simplified significantly not only for ideal skin effect at $\delta \rightarrow 0$, but also for the strong skin effect in its extended sense, when the distance r between the sources of external field and observation points at the body surface is limited. An effective technique is the expansion of potentials and field vectors into an asymptotic series [9, 10] with respect to the small parameter $\varepsilon = \mu\delta/(\sqrt{2}r) < 1$, where μ is the relative magnetic permeability of the conducting medium. This representation also allows to draw further conclusions regarding the general features of the 3D electromagnetic field formation. In particular, it was established that at the flat boundary the field strength is determined not only by the value of the components of known external field, as in the model of ideal skin effect, but also by its derivatives along the coordinate perpendicular to the media interface. Thus, the effect of field non-uniformity at the surface is determined, and the distribution of the field at the surface

does not require the solution of additional boundary value problems.

The peculiarity of the applied power asymptotic series of the Poincaré type [11, 12] is the limited number of their members N . This is due to the error of determining each term of the series, which increases with the increase in the value of the parameter ε and the number of the series term n . Therefore, there is such a number of terms at which the error is minimal and further increasing their number only increases the error. In [9, 10], issues of the limits of application of the asymptotic method for the general case of an arbitrary external field, error analysis, determine of the number of terms of limited series, as well as their optimal number are presented. In addition, when calculating the value of the field due to the error in determining the terms of the series, their values are taken into account with a weight function, the value of which depends on the error estimate.

In [9], in particular, it is shown that calculations with sufficient accuracy can be performed for the value of the small parameter $\varepsilon \leq 0.3$. This condition is fulfilled in many technological processes, where it is necessary to ensure a strong interaction between the electromagnetic field of inductor and the conducting body. For example, in devices for high-frequency induction heating of flat metal products [13, 14], the distance between the inductor and the body usually does not exceed $h = 3$ cm. In this case, at $\varepsilon = 0.3$, for example, for brass products ($\mu = 1$, $\gamma = 1.25 \cdot 10^7 \Omega^{-1} \text{ m}^{-1}$) at $h = 0.03$ m calculations can be performed for frequencies $f = \omega/2\pi \geq 125$ Hz. In equipment for exposure to a strong field to improve the mechanical properties of metal products [15, 16], the distance is $h = 0.01-0.02$ m. In this case, at $h = 0.01$ m for aluminum ($\mu = 1$, $\gamma = 3.71 \cdot 10^7 \Omega^{-1} \text{ m}^{-1}$) permissible frequencies are $f \geq 380$ Hz. It should be noted that the devices for the technological processes indicated here are examples of objects in the development of which the calculation methods under investigation can be used.

Sources of the external field can be not only contours with alternating current. In the general case, sources of the external field can also be represented by a system of magnetic moments [17]. This representation is even more convenient, since in the quasi-stationary approximation the contour must be closed and cannot be divided into parts [18]. At the same time, the principle of superposition is valid for the magnetic field of the system of magnetic moments. Each magnetic moment \mathbf{m} is a individual field source whose vector \mathbf{A} ($\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$) and scalar φ_m magnetic potentials in a non-magnetic medium

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\mathbf{m} \times \mathbf{r}}{r^3} = -\frac{\mu_0}{4\pi} \mathbf{m} \times \nabla \frac{1}{r}; \\ \varphi_m &= \frac{\mathbf{m} \cdot \mathbf{r}}{4\pi r^3} = -\frac{1}{4\pi} \mathbf{m} \cdot \nabla \frac{1}{r} \end{aligned} \quad (1)$$

determine the same magnetic field strength \mathbf{H}

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \mathbf{A} = -\nabla \varphi_m = \frac{1}{4\pi} \left[\frac{3\mathbf{m} \cdot \mathbf{r}}{r^4} \frac{\mathbf{r}}{r} - \frac{\mathbf{m}}{r^3} \right], \quad (2)$$

here the vector \mathbf{r} is directed from the point of source (moment) to the observation point.

Each contour with current I_0 , for the electromagnetic field of which calculation expressions are given in [7], can be replaced by a surface S resting on a closed contour with field sources in the form of a double layer of magnetic charges (magnetic moments) $d\mathbf{m} = \mu_0 I_0 d\mathbf{S}\mathbf{n}$, where $\mu_0 I_0 \mathbf{n}$ is the surface density vector of the distributed magnetic moment directed along the normal \mathbf{n} to the surface (Fig. 1).

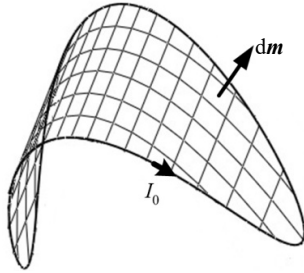


Fig. 1. Replacement of a contour with a current by the surface of a double layer of magnetic charges (magnetic moments)

Now, in contrast to the found expressions for the contour, the calculations allow the application of the principle of superposition with the summation of the fields created by the system of magnetic moments covering the surface S . As the distance from the source of the field to the observation point increases, the number of magnetic moments that provide the required accuracy decreases. At a considerable distance, the field source can be represented by one total magnetic moment that creates the field (1), (2).

Currently, despite the fairly general nature of the use of the field of magnetic moments, there are not enough specific studies of their application to represent the field of external sources in the asymptotic method of calculating the electromagnetic field. Therefore, the study of the possibility of their application in the practice of analytical calculations of 3D quasi-stationary fields is a topic problem.

The goal of the work is to obtain specific calculation relationships and to study the features of the distribution for non-uniform quasi-stationary electromagnetic field at the surface of conducting half-space created by external source in the form of one magnetic moment and eddy currents in conducting medium which change in time according to a sinusoidal law under the conditions of strong skin effect.

Mathematical model. It is assumed that near the conducting half-space with electrical conductivity γ and relative magnetic permeability μ at a distance h in dielectric non-magnetic medium there is a magnetic moment $\dot{\mathbf{m}} = \dot{\mathbf{m}}_{\parallel} + \dot{\mathbf{m}}_{\perp}$ that varies in time according to a sinusoidal law with cyclic frequency ω (Fig. 2). Here and in the below, complex amplitudes are denoted by a dot above the corresponding symbol.

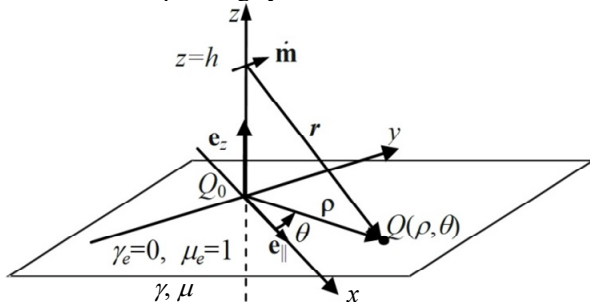


Fig. 2. The location of the magnetic moment nearby conducting half-space

In the general case, the magnetic moment is arbitrarily oriented relative to the media interface: the component $\dot{\mathbf{m}}_{\parallel} = \dot{m}_{\parallel} \mathbf{e}_{\parallel}$ is oriented parallel to the surface along the unit vector \mathbf{e}_{\parallel} ; the component $\dot{\mathbf{m}}_{\perp} = \dot{m}_{\perp} \mathbf{e}_z$ is oriented along the unit vector normal to the surface \mathbf{e}_z .

The solution of the problem for the electromagnetic field at the surface between dielectric and conducting areas based on the exact solution for the system: «an arbitrary spatial contour with sinusoidal current as a source of the external field – a conducting half-space» [7]. It was shown in [8] that in the case of strong skin effect in the extended sense when $\varepsilon < 1$, taking into account the external field non-uniformity at the surface of conducting body with flat surface, the electric and magnetic field strengths are completely determined by the magnetic field strength of external sources $\dot{\mathbf{H}}_0$. The resulting expressions in the form of expansion into limited asymptotic series for the tangential and normal components of the electric $\dot{\mathbf{E}} = \dot{\mathbf{E}}_{\parallel} + \dot{\mathbf{E}}_{\perp}$ and magnetic $\dot{\mathbf{H}} = \dot{\mathbf{H}}_{\parallel} + \dot{\mathbf{H}}_{\perp}$ field strengths are as follows:

- Tangential components of fields that are the same at the surface in dielectric and conducting media:

$$\dot{\mathbf{E}}_{\parallel}(z=0) = \zeta \sum_{n=0}^N 2a_n(\mu) \left(\frac{\varepsilon r}{\sqrt{j}} \right)^n \left\{ \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \mathbf{e}_z \times \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel} \right\} \Bigg|_{z=0}; \quad (3)$$

$$\dot{\mathbf{H}}_{\parallel}(z=0) = - \sum_{n=0}^{N+1} 2a_{n-1}(\mu) \left(\frac{\varepsilon r}{\sqrt{j}} \right)^n \left\{ \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel} \right\} \Bigg|_{z=0}, \quad (4)$$

where $\zeta = p/\gamma$ is the surface impedance, $p = \sqrt{j\omega\mu\mu_0\gamma}$ is the propagation constant, j is the imaginary unit. In (3), (4) it is taken into account that $\varepsilon r/\sqrt{j} = \mu/p$. The $a_n(\mu)$ are the coefficients of the Taylor series expansion of the function

$$1/w = \sum_{n=0}^{\infty} a_n(\mu) \left(\chi/\sqrt{j} \right)^n, \quad \text{where } w(\chi) = \frac{\chi}{\sqrt{j}} + \sqrt{1 + \left(\frac{\chi}{\mu\sqrt{j}} \right)^2},$$

it is assumed $a_{-1} = -1$. The number N of terms of the limited asymptotic series is determined, first of all, by the value of small parameter ε [9, 10].

- Normal components of the electric $\dot{\mathbf{E}}_{\perp}^+$, $\dot{\mathbf{E}}_{\perp}^-$ and magnetic $\dot{\mathbf{H}}_{\perp}^+$, $\dot{\mathbf{H}}_{\perp}^-$ fields at different sides of the surface in the dielectric ($z = 0+0$) and conducting ($z = 0-0$) media are different.

At any point of the electrically conducting medium, the component of the electric field intensity directed perpendicular to the surface is equal to zero for arbitrary values of the parameter ε and then at the surface of the body in dielectric medium the electric field strength is completely determined by the induced electric field of external sources which is considered as known

$$\dot{\mathbf{E}}_z(z < 0) = 0; \quad \dot{\mathbf{E}}_{\perp}^+ = -2j\omega\dot{A}_{0z}(z=0), \quad (5)$$

where $\dot{A}_{0z}(z=0)$ is the normal component of the vector potential of the magnetic field of external sources.

Taking into account the continuity of the normal component of the magnetic flux density, the expressions for the normal components of the strength on different sides of the surface are

$$\dot{H}_{\perp}^{+} = \mu \dot{H}_{\perp}^{-} = - \sum_{n=0}^{N} 2a_n (\mu) \left(\frac{\varepsilon r}{\sqrt{j}} \right)^{n+1} \left\{ \frac{\partial^{(n+1)} \dot{H}_{0\perp}}{\partial z^{n+1}} \right\} \Big|_{z=0}. \quad (6)$$

The zero term of the asymptotic series in (3), (4) corresponds to approximate model in which it is assumed that the field at the surface is uniform and the normal component of the magnetic field strength is zero. At the same time, the value of the tangential magnetic field at the surface corresponds to the magnetic field at the surface of a body with ideal conductivity and, accordingly, zero field penetration depth $\delta \rightarrow 0$.

Expressions (3) – (6) take into account the non-uniformity of the field of external sources. This is evidenced by the presence in the expressions of derivatives with respect to coordinates directed perpendicular to the surface of interface media. The influence of the non-uniformity of the electromagnetic field for tangential components is revealed in terms of the series with numbers $n \geq 1$. The normal component of the external field is already taken into account in the first term of the asymptotic series.

The given expressions of electromagnetic field distribution are approximate. In the calculation examples presented below, the value of the small parameter does not exceed the assumed value $\varepsilon = 0.3$. The number of terms of the asymptotic series was equal to four ($N = 3$). At the same time, according to the estimates made in [9, 10], the relative error in determining the field strengths did not exceed the value $\Delta_N = 5 \cdot 10^{-3}$.

The electric and magnetic components of the field at the flat surface of the conducting body are calculated below separately according to expressions (3), (4), (6) for the components of the magnetic moment oriented along the normal and parallel to the surface.

Electromagnetic field of magnetic moment m_{\perp} oriented along the normal to the surface. The external magnetic field of the magnetic moment $\dot{m}_{\perp} = \dot{m}_z e_z$ has axial symmetry, and it is convenient to write its expression in the cylindrical coordinate system (ρ, θ, z) with standard basis vectors $(e_{\rho}, e_{\theta}, e_z)$ directed along the corresponding coordinates. Then, in accordance with (2), the magnetic moment creates the following field at arbitrary point of the space

$$\begin{aligned} \dot{H}_0 &= \frac{1}{4\pi} \left[3 \frac{(\dot{m} \cdot r)r}{r^5} - \frac{\dot{m}}{r^3} \right] = \\ &= \frac{\dot{m}_z}{4\pi} \left[3 \frac{(z-h)^2}{r^5} - \frac{1}{r^3} \right] e_z + \frac{\dot{m}_z}{4\pi} 3 \frac{(z-h)\rho}{r^5} e_{\rho}. \end{aligned} \quad (7)$$

The parameter ε depends on the distance r between the source and observation points. At the point Q_0 at the surface directly below the magnetic moment the distance $r = h$ is minimal and parameter ε takes its maximum value. Accordingly, at this point the error of the approximate calculation method is the largest.

For further analysis, we will use the single maximum value of the small parameter $\varepsilon_m = \mu \delta / (h\sqrt{2}) = \varepsilon(r/h)$. Using the h and ε_m values, the surface impedance is found to be $\zeta = \sqrt{j} \omega \mu_0 h \varepsilon_m$.

By substituting the value of the external magnetic field (7) into the expressions for the field strengths (3), (4), (6), we obtain their distribution along the radial coordinate ρ at the surface of the conducting body, depending on the value of the small parameter ε_m , as well as the height of the location h and cyclic field frequency ω .

The normalized values of the electric and magnetic field strengths are entered as follows:

$$\dot{E}_{\parallel}^* = \dot{E}_{\parallel} / \left(\frac{\mu_0 \dot{m}_z \omega}{4\pi h^2} \right) \quad \text{and} \quad \dot{H}^* = \dot{H} / \left(\frac{\dot{m}_z}{4\pi h^3} \right).$$

The expression for the normalized value of the tangential component of the electric field strength takes the following form:

$$\dot{E}_{\parallel}^* = e_{\theta} \sqrt{j} 6 \frac{\rho}{h} \varepsilon_m \sum_{n=0}^N a_n \left(\frac{\varepsilon_m}{\sqrt{j}} \right)^n h^{n+4} \frac{\partial^{(n)} \left(\frac{z-1}{r^5} \right)}{\partial z^n} \Big|_{z=0}. \quad (8)$$

In turn, the normalized values of the tangential and normal to the surface components of the magnetic field strength are revealed

$$\dot{H}_{\parallel}^* = -e_{\rho} 6 \frac{\rho}{h} \sum_{n=0}^{N+1} a_{n-1} \left(\frac{\varepsilon_m}{\sqrt{j}} \right)^n h^{n+4} \frac{\partial^{(n)} \left(\frac{z-1}{r^5} \right)}{\partial z^n} \Big|_{z=0}; \quad (9)$$

$$\dot{H}_{\perp}^* = e_z 2 \sum_{n=0}^N a_n \left(\frac{\varepsilon_m}{\sqrt{j}} \right)^{n+1} h^{n+4} \frac{\partial^{(n+1)} \left(\frac{2(z-1)^2 - \rho^2}{r^5} \right)}{\partial z^{n+1}} \Big|_{z=0}. \quad (10)$$

From the presented dependencies, it can be seen that in this case of axisymmetric electromagnetic field, the electric field strength has only one azimuthal component, and the magnetic field strength is represented by radial and normal components.

In Fig. 3–5, the dependencies of the distribution of the normalized components of the complex-value amplitudes of the electric and magnetic field strengths are given as $\dot{E}_{\theta}^* = \pm |\dot{E}_{\theta}^*| \exp(j\varphi_{E\theta})$ and $\dot{H}_k^* = \pm |\dot{H}_k^*| \exp(j\varphi_{Hk})$ where $k = \rho, z$. The sign « \leftrightarrow » before the module of the complex-value amplitude is used to indicate the opposite to the selected direction of the field vector component. In this case, at the same time, the phase shift angle relative to the phase of the magnetic moment changes by π .

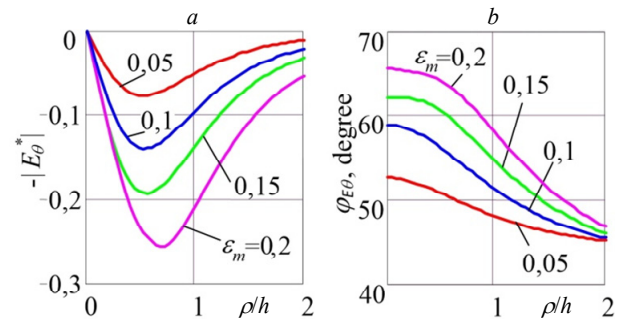


Fig. 3. Distribution along the surface of the module $-|\dot{E}_{\theta}^*|$ (a) and the phase shift angle $\varphi_{E\theta}$ (b) of the tangential component of the electric field strength for the source \dot{m}_{\perp}

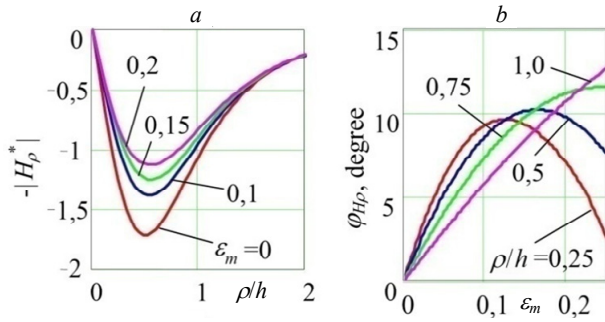


Fig. 4. Radial component of the magnetic field strength: dependence of the module $-|\dot{H}_\rho^*|$ on the radial coordinate (a); dependence of the phase shift angle $\varphi_{H\rho}$ on the parameter ε_m (b)

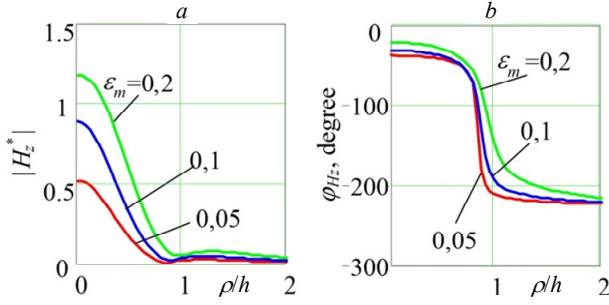


Fig. 5. Distribution along the surface of the module $|\dot{H}_z^*|$ (a) and phase shift angle φ_{Hz} (b) of the normal component of magnetic field strength

For an ideal skin effect at $\varepsilon_m \rightarrow 0$, the tangential strength of the electric field, as well as the normal component of the magnetic field, are equal to zero. In this case, the tangential strength of the magnetic field is equal to double value of the tangential component of external magnetic field [9]. Such field is used in a simplified model of the diffusion of a locally uniform field into a conducting body. In this case of the field of the magnetic moment, the phase shift is equal to zero, the tangential component is directed towards the radial coordinate (9), reaches its maximum value at the points of the circle of radius $\rho = h/2$ and is equal to

$$\dot{H}_{\parallel \max}^* = -6 \cdot 0,5 / \sqrt{0,5^2 + 1} = -1,717.$$

From the data presented in Fig. 3–5 it can be seen that with an increase in the parameter ε , that is, with increase in the influence of the external electromagnetic field non-uniformity during its diffusion into the conducting half-space, the character of the field distribution over the surface changes.

The tangential component of the electric field (Fig. 3) is no longer zero and increases with the growth of the parameter ε . On the contrary, the tangent component of the magnetic field strength decreases with increasing ε . At the same time, as can be seen from Fig. 4,b, the dependence on the parameter ε of the phase shift has a non-monotonic character.

For non-uniform field at the bounded thickness of the skin layer, that is, in the case of $\varepsilon > 0$, the normal component of the magnetic field strength is no longer zero. Note that even for the parameter $\varepsilon \cong 0.2$, the normal component $|\dot{H}_z^*|$ becomes commensurate with the

tangential component $|\dot{H}_\rho^*|$ and neglecting this field component in simplified models can lead to significant calculation errors. We also note that the normal component of the magnetic field becomes insignificant at the distance of $\rho/h \geq 0.8$. In the area $\rho/h \geq \approx 0.8 \div 1.0$, the phase shift of the normal component of field changes sharply by approximately 180° . This means that in this area there is change in the direction of normal component of field compared to the direction in the area $\rho/h \leq 0.8$.

Note also that the magnetic field is elliptically polarized. This is evidenced by the fact that, as can be seen from Fig. 4,b and Fig. 5,b that the phases of the mutually perpendicular magnetic field components \dot{H}_ρ^* and \dot{H}_z^* are differ from each other.

Electromagnetic field of magnetic moment m_{\parallel} , oriented parallel to the surface. In contrast to the previous case of normally oriented magnetic moment, the magnetic field of magnetic moment $\dot{m}_{\parallel} = \dot{m}_{\parallel} e_{\parallel}$ oriented parallel to the surface of media interface is convenient to write in the Cartesian coordinate system (x, y, z) , the x and y axes of which lie at the surface, and the x axis is directed along the projection of the vector \dot{m}_{\parallel} to flat surface (Fig. 2). The standard basis vectors of the coordinate system are (e_x, e_y, e_z) .

The external magnetic field of the considered magnetic moment in the Cartesian coordinate system has all three components

$$\dot{H}_0 = \frac{\dot{m}_{\parallel}}{4\pi} \left[\frac{2x^2 - y^2 - (z-h)^2}{r^5} e_x + \frac{3xy}{r^5} e_y + \frac{x(z-h)}{r^5} e_z \right]. \quad (11)$$

After substituting (11) into expressions (3), (4), (6) for the electric and magnetic field strengths at the surface of media interface, we obtain

$$\dot{E}_{\parallel} = \frac{\mu_0 \dot{m}_{\parallel} \omega}{4\pi h^2} \sqrt{j} 2\varepsilon_m \times \left\{ e_y \sum_{n=0}^N a_n \left(\frac{\varepsilon_m}{\sqrt{j}} \right)^n h^{n+3} \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \left(\frac{2x^2 - y^2}{r^5} - \frac{(z-1)^2}{r^5} \right) \right\}_{z=0} - \left\{ -e_x \sum_{n=0}^N a_n \left(\frac{\varepsilon_m}{\sqrt{j}} \right)^n h^{n+3} \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \left(\frac{3xy}{r^5} \right) \right\}_{z=0} \quad ;(12)$$

$$\dot{H}_{\parallel} = \frac{\dot{m}_{\parallel}}{4\pi h^3} 2 \times \left\{ -e_x \sum_{n=0}^N a_{n-1} \left(\frac{\varepsilon_m}{\sqrt{j}} \right)^n h^{n+3} \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \left(\frac{2x^2 - y^2}{r^5} - \frac{(z-1)^2}{r^5} \right) \right\}_{z=0} + \left\{ +e_y \sum_{n=0}^N a_{n-1} \left(\frac{\varepsilon_m}{\sqrt{j}} \right)^n h^{n+3} \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \left(\frac{3xy}{r^5} \right) \right\}_{z=0} \quad ;(13)$$

$$\dot{H}_{\perp} = \frac{\dot{m}_{\parallel}}{4\pi h^3} e_z 2 \sum_{n=0}^N a_n \left(\frac{\varepsilon_m}{\sqrt{j}} \right)^{n+1} h^{n+4} \frac{\partial^{(n+1)}}{\partial z^{n+1}} \left(\frac{x(z-1)}{r^5} \right) \Big|_{z=0}. \quad (14)$$

In this case, the electromagnetic field at the surface of the half-space is symmetrical about the x axis. The components of the electric $\dot{E}_{\parallel x}$ and magnetic $\dot{H}_{\parallel y}$ field

strengths have even symmetry, the components $\dot{E}_{\parallel y}$, $\dot{H}_{\parallel x}$, $\dot{H}_{\perp z}$ of the electromagnetic field have odd symmetry relative to the x axis.

An understanding of the electromagnetic field formation can be obtained if we first consider the ideal skin effect. In this case, it is sufficient to consider the formation of a magnetic field only in dielectric medium. The method of mirror images can be used to calculate the magnetic field of the moment located above the media interface. In the case of ideal skin effect, the general solution of the problem for finding the magnetic field is reduced to taking into account the current of the source and mirrored from the surface of the contour with the oppositely directed current [7]. This representation for magnetic moments, in contrast to currents, is reduced to the same direction of the tangential components and the opposite direction of the normal components of the initial \mathbf{m} and mirrored \mathbf{m}_1 moments [17] (Fig. 6,a).

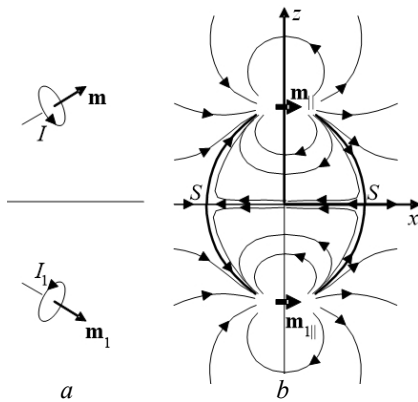


Fig. 6. The structure of the magnetic field of the magnetic moment located over half-space with ideal conductivity

The structure of the magnetic field of two equally directed magnetic moments \mathbf{m}_{\parallel} and $\mathbf{m}_{\perp\parallel}$ (Fig. 6,b) is convenient to analyze by defining critical points [19, 20] at which the vector field is zero. Let's find such points in the vertical plane $y = 0$. The field component perpendicular to this plane is zero $H_y = 0$. Due to the symmetry of the two magnetic moments, the field component perpendicular to the x axis and directed along the z axis is also zero $H_z = 0$. It remains to find the zero value of the H_x component on the x axis. Both magnetic moments have the same H_x field components. As a result, we get for this component

$$H_x = \mathbf{H} \cdot \mathbf{e}_x = 2 \frac{1}{4\pi} \left[\frac{3(\mathbf{m}_{\parallel} \cdot \mathbf{r})(\mathbf{r} \cdot \mathbf{e}_x)}{r^4} - \frac{\mathbf{m}_{\parallel} \cdot \mathbf{e}_x}{r^3} \right] = \frac{m_{\parallel}}{2\pi} \left(\frac{3x^2}{r^5} - \frac{1}{r^2} \right) = \frac{m_{\parallel}}{2\pi} \frac{2x^2 - h^2}{r^5}. \quad (15)$$

It follows from this that the critical points of the field in the plane $y = 0$ are located at the points $x = \pm h/\sqrt{2}$ of the axis parallel to the direction of the magnetic moments. These are critical points of the hyperbolic type (saddle) S , through which the separatrices pass – the field lines (shown by bold lines), which separate areas with different character of field formation. In Fig. 6,b for clarity, magnetic field lines are shown not only above the surface of the body, but

also in the area $z < 0$, where the field is absent in the case of an ideal skin effect.

Figure 7 illustrates the dependence of the various components of the magnetic field strength on the coordinates at the plane and on the value of the small parameter ε_m , the difference from zero of which indicates the influence of the bounded value of the penetration depth of the non-uniform electromagnetic field. In all figures, the dependencies for the ideal skin effect $\varepsilon = 0$ are shown by bold curves.

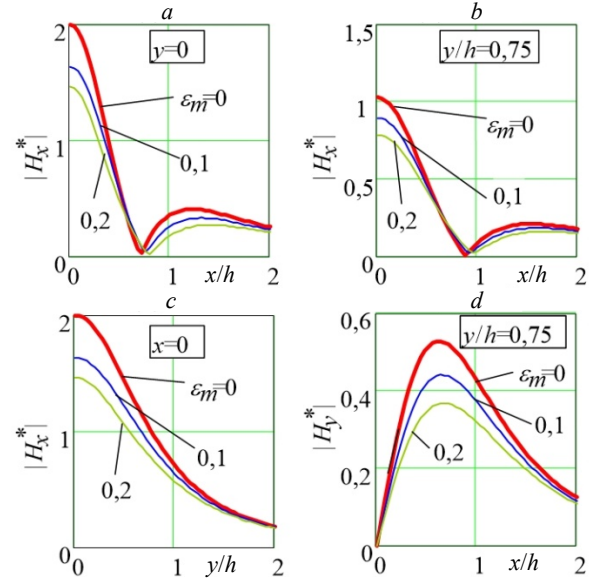


Fig. 7. Distribution of the tangential component of the magnetic field at the media interface for the source \mathbf{m}_{\parallel}

As can be seen from Fig. 6,b, at $\varepsilon_m = 0$, the tangential component of the magnetic field strength at the surface of the body changes direction when passing through critical points S . This feature of the field distribution is also shown in Fig. 7,a. When $\varepsilon_m > 0$, when the eddy currents no longer flow along the surface, but occupy a certain layer of finite thickness, a general tendency to decrease the magnetic field is observed. Here, the position of the critical hyperbolic point practically does not change.

When moving away from the plane $y = 0$, the longitudinal (parallel to the direction of the magnetic moment) component of the magnetic field strength decreases (Fig. 7,c). The zero value of this component still exists. However, not all components of the field strength are equal to zero at the corresponding points of the surface when $y \neq 0$. The tangential strength component perpendicular to the x axis will be different from zero (Fig. 7,d). This feature is illustrated in Fig. 8.

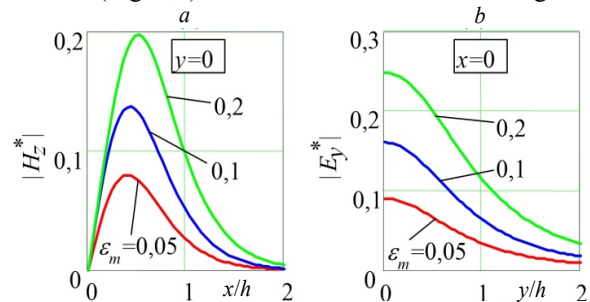


Fig. 8. Distribution over the surface of the modules of the normal component of the magnetic field (a) and the tangential component of the electric field (b) for the source \mathbf{m}_{\parallel}

The normal component of the magnetic field strength (Fig. 8,*a*) remains insignificant compared to the maximum value of the tangential component of the magnetic field (Fig. 7,*a*). But in the area near critical points of the field, the normal component becomes dominant.

The electric field strength under the external field of the horizontal magnetic moment (Fig. 8,*b*) is comparable in value to the electric field created by the action of the magnetic moment oriented normal to the surface (Fig. 5).

Conclusions. From the presented results for both the normally oriented magnetic moment and the moment directed parallel to the media interface, it follows that mathematical models with ideal skin effect at $\delta \rightarrow 0$ have a limited scope of application. In the case of non-uniform field of external sources, when the field penetration depth is commensurate with the distance between the source and conducting body, it is necessary to use more correct mathematical models for electromagnetic field. Analytical approaches using the expansion of the field into asymptotic series based on the introduced small parameter ε are convenient way of describing the electromagnetic field.

The specific expressions found for the electromagnetic field at the surface between the dielectric and conducting half-space under the action of arbitrarily oriented magnetic moment appear to be more general than the use of closed contours with alternating current, since they expand the types of considered external field sources and allow the use of the superposition method instead of integration over the whole contour.

In cases that allow the use of the conducting half-space model with strong skin effect, specific expressions for the field at the surface are found, which are completely determined by the known field of external sources (in this case, the field of magnetic moments). This significantly simplifies the solution of the corresponding problems, since there is no need to separately solve the field equations.

Further development of research can be aimed at determining the field under the action of other types of sources of a non-uniform external field, finding the impedance boundary condition for such fields, and finally, as a general program, spreading the applied approach to systems with curvilinear surfaces of media interface.

Acknowledgment. The work was carried out under the project «Development of theory and modeling of transient electrophysical processes in conducting and dielectric media of pulsed electromagnetic systems» (code: Barrier-3), funded by the National Academy of Sciences of Ukraine.

Conflict of interest. The author declares no conflict of interest.

REFERENCES

1. Landau L.D., Lifshitz E.M. *Electrodynamics of Continuous Media*. Elsevier Ltd, 1984. 475 p. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-08-030275-1.50024-2>.
2. Simonyi K. *Foundation of Electrical Engineering*. Elsevier Ltd, 1963. 865 p. doi: <https://doi.org/10.1016/c2013-0-02694-1>.
3. Leontovich M.A. On the Approximate Boundary Conditions for Electromagnetic Field on the Surface of Highly Conducting Bodies. *Radio Wave Propagation Studies*, 1948, pp. 5-12. (Rus).

How to cite this article:

Vasetsky Yu.M. Analytical determination of a quasi-stationary electromagnetic field created by magnetic moments and eddy currents in conducting half-space. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 3, pp. 48-54. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.3.07>

4. Yuferev S., Ida N. *Surface Impedance Boundary Conditions: A Comprehensive Approach*. CRC Press, 2018. 412 p. doi: <https://doi.org/10.1201/9781315219929>.
5. Berdnik S.L., Penkin D.Y., Katrich V.A., Penkin Y. M., Nesterenko M.V. Using the concept of surface impedance in problems of electrodynamics (75 years later). *Radio Physics and Radio Astronomy*, 2014, vol. 19, no. 1, pp. 57-80. doi: <https://doi.org/10.15407/rpra19.01.057>.
6. Berdnik S., Gomozev A., Gretsikh D., Kartich V., Nesterenko M. Approximate boundary conditions for electromagnetic fields in electrodynamic systems. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2022, no. 3, pp. 141-160. doi: <https://doi.org/10.32620/reks.2022.3.11>.
7. Vasetsky Y., Zaporozhets A. Electromagnetic Field Near Conducting Half-Space: Theory and Application Potentials. *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2023, vol. 1070, 124 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-3-031-38423-3>.
8. Vasetsky Y.M. Penetration of non-uniform electromagnetic field into conducting body. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 2, pp. 43-53. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.07>.
9. Vasetsky Y., Zaporozhets A. Approximate Mathematical Models for Analysis of Alternating Electromagnetic Field of Sources Near Conducting Body. *Electromagnetic Field Near Conducting Half-Space. Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2023, vol. 1070, pp. 33-67. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-38423-3_2.
10. Vasetsky Y., Mazurenko I. Parameters for calculation of three-dimensional electromagnetic field by asymptotic expansion method. *Computational Problems of Electrical Engineering*, 2020, vol. 10, no. 1, pp. 37-44. doi: <https://doi.org/10.23939/jcpee2020.01.037>.
11. Nayfeh A.H. *Introduction to Perturbation Techniques*. Wiley-VCH, 1993. 536 p.
12. Smirnov V.I. *A Higher Mathematics Course, Complex variables, special functions. vol. 3, part 2*. Oxford, Pergamon Press, 1964. 700 p.
13. Rudnev V., Loveless D., Cook R., Black M. *Handbook of Induction Heating*. London, Taylor & Francis Ltd, 2017. 772 p. doi: <https://doi.org/10.1201/9781315117485>.
14. Lucia O., Maussion P., Dede E.J., Burdjo J.M. Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology, and Future Challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, vol. 61, no. 5, pp. 2509-2520. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2281162>.
15. Raschepkin A.P., Kondratenko I.P., Karlov O.M., Kryshchuk R.S. A method for calculating electromagnetic field of a spiral type induction system for magnetopulse processing of non-magnetic metal strips with a ferromagnetic shield. *Technical Electrodynamics*, 2022, no 2, pp. 43-51. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.043>.
16. Lobanov L.M., Pashchyn M.O., Mykhodui O.L., Sydorenko Y.M. Effect of the Indenting Electrode Impact on the Stress-Strain State of an AMg6 Alloy on Electrodynamic Treatment. *Strength of Materials*, 2017, vol. 49, no. 3, pp. 369-380. doi: <https://doi.org/10.1007/s11223-017-9877-1>.
17. Polivanov K.M. *Theoretical Bases of Electrical Engineers. Vol. 3. Theory of Electromagnetic Field*. Moscow, Leningrad, Energiia Publ., 1965. 352 p. (Rus).
18. Tamm I.E. *Fundamentals of the Theory of Electricity*. Moscow, Mir Publ., 1979. 684 p. (Rus).
19. Novikov S.R., Fomenko A.T. *Basic elements of differential geometry and topology*. Springer, 1990. 500 p.
20. Theisel H., Rössl C., Weinkauff T. Topological Representations of Vector Fields. *Mathematics and Visualization*, 2008, pp 215-240. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-540-33265-7_7.

Received 13.11.2023

Accepted 15.01.2024

Published 01.05.2024

Yu.M. Vasetsky¹, Doctor of Technical Science, Professor,

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Prospect Beresteiskiy, Kyiv-57, 03057, Ukraine,

e-mail: yuriy.vasetsky@gmail.com (Corresponding Author)

М.І. Баранов, С.Г. Буряковський

Електротехнічне обладнання для генерування і вимірювання повного імпульсного струму штучної блискавки в умовах високовольтної електрофізичної лабораторії

Приведені дані, які вказують на вирішення в НДПКИ «Молнія» НТУ «ХПІ» проблемної науково-технічної задачі, пов'язаної з надійним генеруванням і вимірюванням в умовах високовольтної електрофізичної лабораторії повного імпульсного струму штучної блискавки, що містить імпульсну *A*- (повторну імпульсну *D*-), проміжну *B*- і тривалу *C*- (укорочену тривалу *C**) компоненти даного струму, які відповідають технічним вимогам нормативних документів США SAE ARP 5412: 2013, SAE ARP 5414: 2013 і SAE ARP 5416: 2013. Вказані відомості про застосовані електричні схеми окремих високовольтних генераторів імпульсних струмів конденсаторного типу ГІС-А (ГІС-Д), ГІС-В і ГІС-С (ГІС-С*), що синхронно працюють на загальне електричне навантаження у складі модернізованого потужного високовольтного генератора струму штучної блискавки типу УИТОМ-1, і використовані високовольтні вимірювальні засоби, які містять удосконалені низькоомні шунти типу ШК-300 для одночасної реєстрації за їх допомогою на випробовуваних на блискавкостійкість пристроях об'єктів авіаційної і ракетно-космічної техніки амплітудно-часових параметрів (АЧП) відповідних компонент повного імпульсного струму штучної блискавки. Приведені технічні приклади і описані деякі результати практичного застосування вказаного модернізованого вітчизняного високовольтного електрофізичного обладнання при випробуваннях елементів вітчизняних літальних апаратів на стійкість до прямої дії на них основних компонент імпульсного струму штучної блискавки з нормованими АЧП. Бібл. 30, табл. 3, рис. 20.

Ключові слова: імпульсний струм штучної блискавки, модернізований високовольтний генератор струму блискавки, шунт, генерування, вимірювання, компоненти струму блискавки.

Актуальність проблематики. Пряма (непряма) дія потужних природних грозових довгих іскрових розрядів (блискавок) на об'єкти авіаційної і ракетно-космічної техніки в період їх знаходження в земній електрично активній атмосфері може приводити до аварійних пошкоджень їх металевих (композиційних) конструкційних частин (елементів) і незворотних відмов їх електроапаратури і бортових систем (наприклад, комп'ютерної техніки, систем керування, навігації і зв'язку), що може мати катастрофічні наслідки [1-7]. Не менш небезпечними є прямі удари блискавки і в наземні технічні об'єкти (наприклад, теле- і радіоантени, енергооб'єкти і їх повітряні лінії електропередачі) [1, 3, 8]. Основними чинниками пошкодження вказаних об'єктів при цьому є як потужні електромагнітні завади, що виникають від розповсюдження в повітрі сильнострумовевого плазмового каналу блискавки і які викликають появу в бортових (внутрішніх) електричних колах цих об'єктів великих електричних наведень (перенапруг і обумовлених ними ударних струмів), так і великі імпульсні струми, що протікають в зоні локальної прив'язки плазмового каналу блискавки на їх поверхнях і які характеризуються сильною електротермічною і електродинамічною дією [1, 3, 9]. У зв'язку з цим для блискавкозахисту вказаних технічних об'єктів застосовуються різні електротехнічні підходи і завадозахисні пристрої [1-3, 10, 11].

Згідно [4-9] надійним методом перевірки використовуваних електротехнічних підходів і завадозахисних пристроїв при забезпеченні блискавкозахисту обладнання і систем як літальних апаратів (ЛА), так і наземних об'єктів, є їх натурне випробування на пряму (непряму) дію потужних штучних грозових іскрових розрядів, відтворюваних в умовах високовольтної електрофізичної лабораторії. Для практичної реалізації таких електромагнітних випробувань ЛА і інших технічних об'єктів необхідне відповідне потужне високовольтне випробувальне електрообладнання.

В [7, 9] вказана схема високовольтної електроустановки, яка дозволяє відповідно до технічних вимог стандарту НАТО АЕСТР-500: 2016 формувати на випробовуваних на блискавкостійкість різних пристроях і системах ЛА аперіодичний імпульс струму

часової форми 50 мкс/500 мкс з його амплітудою до ± 10 кА при постійній напрузі електричного заряду її конденсаторної батареї до ± 2 кВ. У той же час відповідно до технічних вимог нормативних документів США [12-14] при випробуваннях на блискавкостійкість бортових систем, складових частин і елементів ЛА потрібні інші амплітудно-часові параметри (АЧП) окремих компонент повного імпульсного струму штучної блискавки (табл. 1).

Таблиця 1*

Нормовані АЧП основних компонент повного імпульсного струму штучної блискавки [12-14]

Компонента струму блискавки	I_{mL} , кА	I_c , кА	q_L , Кл	J_a , 10^6 Дж/Ом	τ_f , мкс	τ_{p1} , мс
<i>A</i>	200±20	–	–	2±0,4	≤50	≤0,5
<i>B</i>	–	2±0,4	10±1	–	–	5±0,5
<i>C</i>	0,2-0,8	–	200±40	–	–	(0,25-1)·10 ³
<i>C</i> *	–	≥0,4	6-18	–	–	15-45
<i>D</i>	100±10	–	–	0,25±0,05	≤25	≤0,5

*Примітка. I_{mL} – амплітуда імпульсу струму блискавки; $I_c \approx q_L/\tau_p$ – середнє значення імпульсного струму; q_L – кількість заряду, що протікає в імпульсі струму; J_a – інтеграл дії імпульсу струму блискавки; τ_f , τ_{p1} – відповідно тривалість фронту імпульсу струму між рівнями (0,1-0,9) I_{mL} і тривалість імпульсу струму блискавки на рівні $\leq 0,1I_{mL}$.

При цьому слід вказати те, що згідно [12-14] залежно від зони ураження ЛА блискавкою в земній атмосфері її повний імпульсний струм в своєму складі може містити наступні основні складові, АЧП яких істотно відрізняються одна від однієї: імпульсну *A*- (повторну імпульсну *D*-), проміжну *B*- і тривалу *C*- (укорочену тривалу *C**) компоненти. Причому, в практиці електромагнітних випробувань на блискавкостійкість технічних пристроїв і бортових систем літаків цивільного і військового призначення найчастіше застосовуються наступні комбінації вказаних компонент повного імпульсного струму штучної блискавки [9, 12-14]: *A*-, *B*- і *C*- компоненти (зона 3 ураження); *A*-, *B*- і *C**- компоненти (зона 1А ураження); *D*-, *B*- і *C**- компоненти (зона 2А ураження). Послідовність протікання для відповідних зон ураження ЛА в атмосферному повітрі грозовим розрядом цих компо-

© М.І. Баранов, С.Г. Буряковський

нент струму блискавки повинна відповідати вказаному вище порядку, а кожна з даних компонент струму блискавки повинна монотонно переходити в іншу.

Для виконання технічних вимог [12-14] в [15] приведена схема потужної високовольтної електроустановки, яка призначалася для випробувань бортових систем і елементів ЛА на блискавкостійкість. Практика експлуатації потужного генератора струму блискавки (ГСБ) згідно [15] виявила ряд технічних недоліків в його схемах побудови і роботі: недостатню захищеність використовуваних високовольтних конденсаторів у сумарній кількості в декілька сотень штук генераторів імпульсних струмів (ГІС) ГСБ від аварійних ударних струмів амплітудою до ± 500 кА в мікросекундному часовому діапазоні; відсутність рекомендацій по одночасному вибору довжин h_1-h_3 ізоляційних повітряних проміжків у використовуваних високовольтних сильноточових комутаторах ГІС при зміні рівнів їх зарядної електричної напруги U_c , а також довжини h_e повітряного проміжку між краєм електрично вибухаючого дроту (ЕВД) і випробовуваним зразком (ВЗ) ЛА; наявність випадків несинхронної паралельної роботи в схемах ГСБ його окремих генераторів ГІС-А, ГІС-Д, ГІС-В, ГІС-С* і ГІС-С на загальне $R_L L_L$ – навантаження ВЗ відповідного ЛА, що виключає отримання потрібних згідно вимог [12-14] випробувальних імпульсів струму штучної блискавки.

З даних табл. 1 для вказаних АЧП компонент повного імпульсного струму штучної блискавки і застосування необхідного для їх практичного отримання ГСБ, побудованого на базі окремих високовольтних ГІС конденсаторного типу, витікає, що розробка і створення подібного ГСБ в області високовольтної імпульсної техніки (ВІТ) є складною проблемною науково-технічною задачею. При цьому не менш складною задачею виявляється і та, яка пов'язана з одночасною реєстрацією з одного високовольтного вимірювального засобу відразу не менше трьох компонент імпульсного струму штучної блискавки з АЧП, що різко відрізняються одні від інших. Одним з непрямих підтверджень тому є те, що в даний час нам не відомі електротехнологічні схеми побудови і технічні конструкції подібних високовольтних ГСБ і засобів для вимірювання струму блискавки, які були приведені у відкритому друці провідних країн світу.

Метою статті є вирішення проблемної науково-технічної задачі по надійному генеруванню і вимірюванню в умовах високовольтної електрофізичної лабораторії основних компонент повного імпульсного струму штучної блискавки з нормованими АЧП з використанням модернізованого ГСБ типу УИТОМ-1.

1. Електротехнологічні схеми побудови потужного ГСБ типу УИТОМ-1. На рис. 1 наведена модернізована електрична схема побудови потужного високовольтного ГСБ типу УИТОМ-1 [16], що містить в своєму складі п'ять окремих високовольтних ГІС (ГІС-А, ГІС-Д, ГІС-В, ГІС-С і ГІС-С*) з можливістю їх паралельної і надійної синхронної роботи на загальне низькоомне активно-індуктивне $R_L L_L$ – навантаження у вибраному дослідником режимі формування на ньому відповідних компонент повного імпульсного струму штучної блискавки. Необхідна комбінація заданих згі-

дно технічних вимог вказаних нормативних документів [12-14] компонент повного імпульсного струму штучної блискавки і відповідних їм потужних високовольтних ГІС здійснюється за допомогою електричних переключачів Х1-Х4 (рис. 1) і які допускають їх ручне включення або відключення зі схеми електромагнітних випробувань ВЗ.

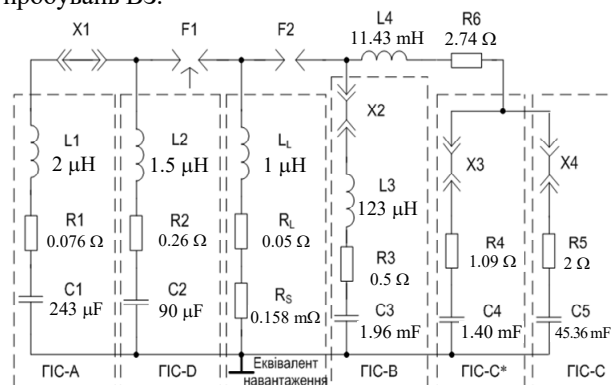


Рис. 1. Удосконалені електричні схеми побудови потужного високовольтного ГСБ типу УИТОМ-1 з одним загальним електричним $R_L L_L$ – навантаженням і розрядних кіл його окремих паралельно працюючих високовольтних генераторів ГІС-А, ГІС-Д, ГІС-В, ГІС-С і ГІС-С* (F_1, F_2 – три- і двоелектродні повітряні сильноточові комутатори на номінальну постійну напругу ± 50 кВ і ± 5 кВ; Х1-Х4 – електричні переключачки; $R_S \approx (0,158 \pm 0,005)$ Ом – активний опір вимірювального шунта типу ШК-300М1; R_1-R_5, L_1-L_3 – власні електричні параметри розрядних кіл високовольтних генераторів ГІС-А, ГІС-Д, ГІС-В, ГІС-С* і ГІС-С; R_6, L_4 – електричні параметри формуючих RL - елементів для розрядних кіл високовольтних генераторів ГІС-С і ГІС-С*) [16]

Відзначимо, що генератор ГІС-Д в удосконаленій схемі ГСБ типу УИТОМ-1 збирається з 30 паралельно з'єднаних імпульсних конденсаторів типу ИК-50-3, що входять до складу генератора ГІС-А. В зв'язку з цим при роботі ГІС-Д в електричній схемі ГСБ переключачка Х1 знімається і генератор ГІС-А вмикається з робочої схеми ГСБ (рис. 1). Це рішення дозволяє суттєво заощадити часові і матеріальні ресурси при створенні цього ГСБ.

При вибраній електричній схемі формування потрібних компонент, згідно вимог [12-14], повного імпульсного струму штучної блискавки надійна синхронізація роботи відповідних ГІС в ГСБ забезпечується за рахунок подачі від окремого високовольтного імпульсного генератора типу ГВЗІ-100 [16] на середній керуючий сталевий електрод трьохелектродного повітряного комутатора F_1 (рис. 2) на номінальну постійну напругу ± 50 кВ високовольтного швидко згасаючого синусоїдального імпульсу напруги амплітудою ± 100 кВ мікросекундної тривалості, що викликає спрацювання як повітряного комутатора F_1 (див. рис. 1, 2), так і двоелектродного повітряного комутатора F_2 (рис. 3) на номінальну постійну напругу ± 5 кВ. Для забезпечення надійного спрацювання трьохелектродного комутатора F_1 удосконаленого ГСБ полярність цього імпульсу напруги від генератора ГВЗІ-100 вибирається протилежною полярності заряду конденсаторних батарей використовуваних ГІС. Модернізована нами електротехнологічна схема вводу імпульсного струму штучної блискавки у ВЗ містить відповідно до вимог нормативних документів [12-14] тонкий

мідний ЕВД діаметром $\sim 0,1$ мм завдовжки $l \approx 50$ мм, відокремлений від поверхні ВЗ повітряним проміжком завдовжки $h \approx 2$ мм. При електричному вибуху (ЕВ) тонкого ЕВД над поверхнею ВЗ в локальній зоні введення в нього заданих компонент струму імітованої блискавки від потужного ГСБ формується низькотемпературна плазма, через яку заряди заздалегідь заряджених високовольтних конденсаторних батарей ГПС перетікають в досліджуваній ВЗ. На рис. 4 за допомогою цифрової фотокамери типу Canon A-530 зафіксований момент синхронного спрацьовування вказаних повітряних комутаторів F_1 і F_2 та вибуху ЕВД в схемі формування за допомогою удосконаленого потужного ГСБ типу УИТОМ-1 (див. рис. 1) нормованих А-, В- і С*- компонент повного струму штучної блискавки (зона 1А) у ВЗ одного з пристроїв вітчизняного ЛА [17].

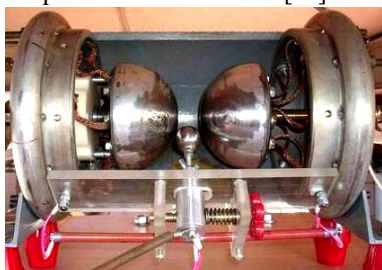


Рис. 2. Загальний вигляд високовольтного трьохелектродного сильнотривого повітряного комутатора F_1 каскадного типу з масивними основними напівсферичними електродами із сталі марки Ст. 3 на номінальну постійну напругу ± 50 кВ та імпульсний струм амплітудою I_{ml} до ± 300 кА [16]



Рис. 3. Загальний вигляд високовольтного двоелектродного сильнотривого повітряного комутатора F_2 з графітовими електродами прямокутної форми на номінальну постійну напругу ± 5 кВ та заряд q_L до ± 300 Кл, який розміщений в розрядному колі потужного ГСБ типу УИТОМ-1 [16]

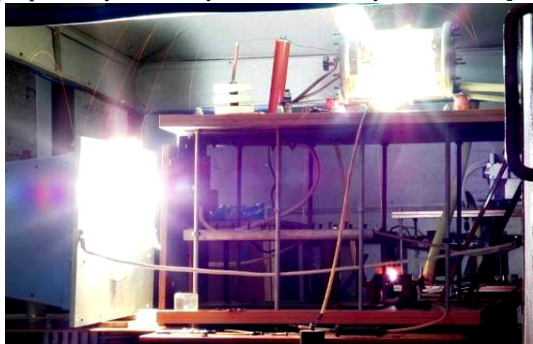


Рис. 4. Загальний вигляд робочого столу потужного модернізованого ГСБ типу УИТОМ-1 у момент синхронного електричного спрацьовування трьох заряджених потужних високовольтних випробувальних генераторів імпульсних струмів ГПС-А, ГПС-В і ГПС-С* при випробуваннях на блискавкостійкість (зона 1А) ВЗ пристрою вітчизняного ЛА [17]

Вкажемо, що при зміні зарядної постійної напруги U_{c1} в потужних високовольтних генераторах ГПС-А і ГПС-В в діапазоні $U_{c1} \approx \pm(28-33)$ кВ у трьохелектрод-

ному комутаторі F_1 (рис. 2) довжини повітряних проміжків між його сталевими (двома основними і одним керуючим) електродами повинні чисельно складати $h_1 \approx 4$ мм і $h_2 \approx 9$ мм, а при зміні зарядної постійної напруги U_{c2} в високовольтних генераторах ГПС-В, ГПС-С і ГПС-С* в діапазоні $U_{c2} \approx \pm(3,6-4,5)$ кВ в двоелектродному комутаторі F_2 (рис. 3) довжина повітряного проміжку між його графітовими електродами обирається рівною $h_3 \approx 3$ мм [16]. При цьому фізичні умови для атмосферного повітря повинні відповідати [18]: тиск $P_a \approx (1,013 \pm 0,015) \cdot 10^5$ Па; абсолютна температура $T_a \approx (293,15 \pm 10)$ К; відносна вологість $\beta_a \approx (45 \pm 25)$ %.

Відмітимо, що на рис. 4 зліва розміщений ВЗ пристрою ЛА з відповідним мідним ЕВД, що яскраво світиться при його ЕВ в розрядному колі потужного ГСБ і який підключено до непотенційного (заземленого) сталевих електрода комутатора F_1 (рис. 1); вгорі бачимо жорстко закріпленій на робочому столі комутатор F_1 потужного ГСБ з сильнотривовою імпульсною іскрою, що яскраво світиться; внизу робочого столу ГСБ показаний комутатор F_2 з його імпульсним іскровим каналом, що теж яскраво світиться.

Рис. 4 візуально ілюструє правильність запропонованих і вказаних нами вище електротехнологічних рішень для забезпечення надійної синхронної паралельної роботи окремих високовольтних генераторів ГПС-А (ГПС-В), ГПС-В і ГПС-С (ГПС-С*) при створенні модернізованого потужного ГСБ типу УИТОМ-1.

У табл. 2 вказані основні електротехнічні характеристики окремих високовольтних генераторів ГПС-А, ГПС-В, ГПС-С, ГПС-С* і ГПС-В, які входять до складу удосконаленого потужного ГСБ типу УИТОМ-1.

Таблиця 2

Технічні характеристики генераторів ГПС-А, ГПС-В, ГПС-С, ГПС-С* і ГПС-В, що входять до складу ГСБ типу УИТОМ-1

Найменування ГПС	Кількість конденсаторів, шт.	Тип конденсаторів	Сумарна ємність C_{Σ} , мФ	Енергоємність W_{Σ} , кДж
ГПС-А	111	ИК-50-3	0,333	416,2
ГПС-В	14	ИМ-6-140	1,96	24,5
ГПС-С	324	ИМ-5-140	45,36	567,0
ГПС-С*	10	ИМ-6-140	1,4	17,5
ГПС-В	30	ИК-50-3	0,09	112,5

З даних табл. 2 витікає, що загальна кількість високовольтних імпульсних конденсаторів з металевим корпусом трьох типів (ИК-50-3, ИМ-6-140 і ИМ-5-140 [19]) у потужному ГСБ типу УИТОМ-1 складає 489 шт. При цьому сумарна номінальна електрична енергія W_{Σ} , що запасється високовольтними імпульсними конденсаторами цього ГСБ, дорівнює $W_{\Sigma} \approx 1,25$ МДж. При цій 1 кДж електричної енергії, що запасється потужним високовольтним електрофізичним обладнанням конденсаторного типу, рівної для прикладного випадку формування ним на електричному навантаженні імпульсних струмів мікро- і мілісекундної тривалості приблизно 1000 μ s [20-22], вартість спорудження подібного потужного високовольтного ГСБ складатиме не менше 1,25 млн. $\$$. Як бачимо, розробка і створення потужного високовольтного сильнотривого ГСБ типу УИТОМ-1 (рис. 5) пов'язано не тільки із значними науково-технічними труднощами, але і з великими грошовими витратами.



Рис. 5. Загальний вигляд удосконаленого потужного високовольтного ГСБ типу УИТОМ-1 (на передньому плані знаходиться робочий стіл з трьохелектродним комутатором F_1 на номінальну постійну напругу ± 50 кВ і системою повітряної витяжки, а на задньому плані – окремі високовольтні потужні генератори ГС-А (ГС-Д), ГС-В, ГС-С і ГС-С*)

Важливо вказати те, що в удосконаленому ГСБ типу УИТОМ-1 всі високовольтні імпульсні конденсатори генераторів ГС-А, ГС-Д, ГС-В, ГС-С і ГС-С*, оснащені резистивними системами їх захисту від дії аварійних ударних струмів в ГСБ [23].

Дані системи надійного захисту імпульсних конденсаторів у модернізованому ГСБ базуються на застосуванні високовольтних постійних графіто-керамічних резисторів типу ТВО-60 номіналом 24 Ом і 100 Ом [24], які різко обмежують в аварійних режимах роботи ГСБ (наприклад, при електричному пробі внутрішньої або зовнішньої ізоляції його імпульсних конденсаторів) ударні імпульсні струми і розсіюють теплову енергію, що виділяється при цьому на них.

Завдяки:

- виконаній модернізації згідно технічним рішенням [23] з резистивних схем захисту від аварійних ударних імпульсних струмів розрахунковою амплітудою до ± 500 кА високовольтних імпульсних конденсаторів окремих потужних генераторів ГС-А (ГС-Д), ГС-В, ГС-С і ГС-С* (табл. 2),

- удосконаленню схеми керованого електричного запуску від окремого високовольтного генератора типу ГВЗІ-100 [16] трьохелектродного повітряного комутатора F_1 (рис. 2) і двоелектродного повітряного комутатора F_2 (рис. 3),

- рекомендованому одночасному вибору довжин h_1-h_3 повітряних проміжків у використовуваних високовольтних комутаторах F_1 і F_2 сильноточових розрядних кіл вказаних ГС та довжини h_e повітряного проміжку між краєм ЕВД і ВЗ об'єкту, модернізований ГСБ типу УИТОМ-1, не дивлячись на подібність використаних раніше в ГСБ [15] електротехнологічних схем побудови у ньому розрядних кіл відповідних ГС (рис. 1), має суттєву відмінність від ГСБ, який був запропонований в [15]. Ця відмінність потужних високовольтних ГСБ забезпечує більш надійну роботу модернізованого ГСБ типу УИТОМ-1 у порівнянні з ГСБ [15] при генеруванні імпульсів повного струму штучної блискавки (табл. 1) згідно технічних вимог [12-14].

2. Результати вимірювання основних компонент струму штучної блискавки в розрядному колі потужного ГСБ типу УИТОМ-1. В [25, 26] приведені основні методи вимірювання над- і високої імпульсної напруги в електроустановах при випробуваннях різного електротехнічного і електроенергетичного обладнання. Що стосується методів вимірювання в області ВІТ великих імпульсних струмів (ВІС), то певні технічні прийо-

ми і засоби для цього були приведені в [20-22, 27, 28]. На жаль, для практичної реалізації складних метрологічних задач стосовно одночасного вимірювання ряду компонент повного імпульсного струму блискавки в потужному ГСБ типу УИТОМ-1, приведених в [20-22, 27, 28] матеріалів і даних по високовольтним вимірювальним засобам, призначеним для одночасної реєстрації за допомогою одного вимірника відразу як ВІС (з амплітудою I_{mL} в десятки і сотні кілоампер), так і відносно слабких імпульсних струмів (з амплітудою I_{mL} в сотні і десятки ампер) в широкому часовому інтервалі їх протікання в розрядних колах його ряду паралельно працюючих ГС (від одиниць мікросекунд до сотень мілісекунд), виявилось недостатньо. У зв'язку з цим авторам довелося самостійно розробляти, створювати і модернізувати нестандартизовані високовольтні сильноточові вимірники подібних електричних імпульсних струмів, які на загальному електричному $R_L L_L$ – навантаженні при спрацьовуванні окремих високовольтних ГС даного ГСБ здатні надійно реєструвати необхідні компоненти імпульсного струму штучної блискавки [16, 17, 29, 30].

На рис. 6-10 зображені основні типові осцилограми імпульсної А-, проміжної В-, тривалої С-, укороченої тривалої С*- і повторної імпульсної D- компонент повного імпульсного струму штучної блискавки з нормованими АЧП згідно [12-14], які були отримані в сильноточовому розрядному колі потужного високовольтного ГСБ типу УИТОМ-1, що містить випробовувані на блискавкостійкість ВЗ з алюмінієвого сплаву Д16 обшивки паливного бака одного з модернізованих вітчизняних літаків «Ан» [17].

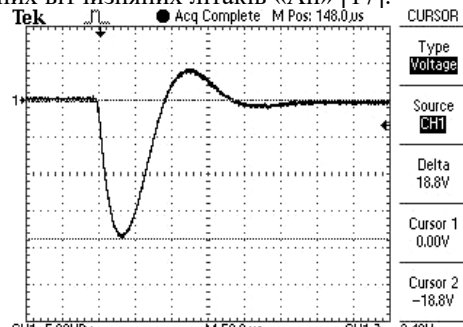


Рис. 6. Осцилограма імпульсної А- компоненти струму штучної блискавки з нормованими АЧП в розрядному колі генератора ГС-А потужного ГСБ типу УИТОМ-1 ($U_{c1} \approx 29,7$ кВ; $I_{mA1} \approx 211,7$ кА; $J_{aA} \approx 2,09 \cdot 10^6$ Дж/Ом; $t_{mA1} \approx 32$ мкс – час, який відповідає першій амплітуді I_{mA1} ; $\tau_{fA} \approx t_{mA1} / 1,6 \approx 20$ мкс; $\tau_{p1A} \approx 500$ мкс; масштаб за вертикально – 56,3 кА/діл; масштаб за горизонтально – 50 мкс/діл)

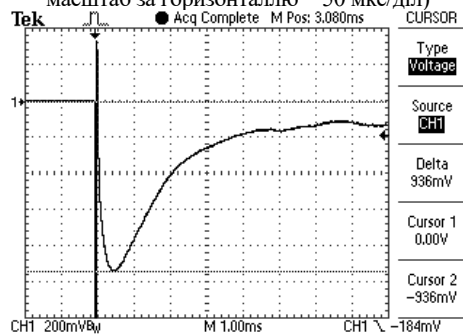


Рис. 7. Осцилограма проміжної В- компоненти струму штучної блискавки з нормованими АЧП в сильноточовому розрядному колі високовольтного генератора ГС-В потужного ГСБ типу УИТОМ-1 ($U_{c2} \approx 4$ кВ; $I_{mB} \approx 5,27$ кА; $I_{cB} \approx 2,08$ кА; $q_{LB} \approx 10,4$ Кл; $\tau_{p1B} \approx 5$ мс; масштаб за вертикально – 1126 А/діл; масштаб за горизонтально – 1 мс/діл)

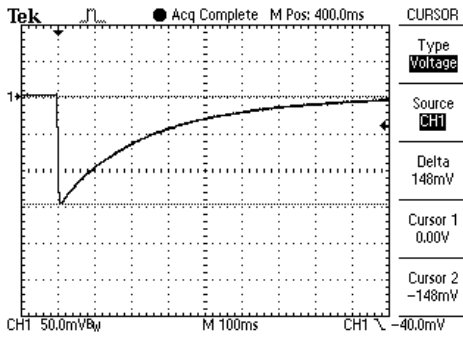


Рис. 8. Осцилограма тривалої C - компоненти повного струму штучної блискавки з нормованими АЧП в розрядному колі високовольтного генератора ГС-С потужного ГСБ типу УИТОМ-1 ($U_{c2} \approx 4$ кВ; $I_{mc} \approx 833$ А; $q_{LC} \approx 186,2$ Кл; $\tau_{pc} \approx 7$ мс; $\tau_{p1c} \approx 1000$ мс; масштаб за вертикаллю – 281,5 А/діл;

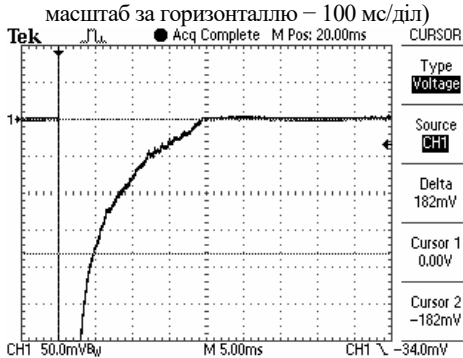


Рис. 9. Осцилограма укороченої тривалої C^* - компоненти повного імпульсного струму штучної блискавки з нормованими АЧП в розрядному колі високовольтного генератора ГС- C^* потужного ГСБ типу УИТОМ-1 ($U_{c2} \approx 4$ кВ; $I_{mc} \approx 1148$ А; $\tau_{pc} \approx 14,8$ мс; $q_{LC} \approx 6,16$ Кл; $I_{c^*} \approx q_{LC} / \tau_{pc} \approx 416$ А)

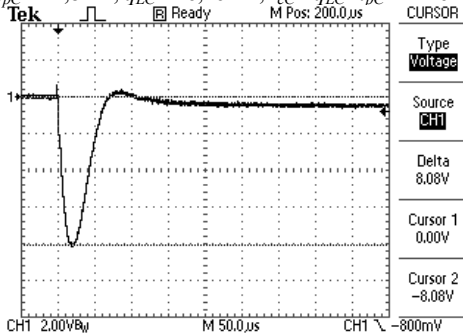


Рис. 10. Осцилограма повторної імпульсної D - компоненти повного імпульсного струму штучної блискавки з нормованими АЧП в розрядному колі генератора ГС- D потужного високовольтного ГСБ типу УИТОМ-1 ($U_{c1} \approx 33$ кВ; $I_{mD1} \approx 102$ кА; $t_{mD1} \approx 20$ мкс – час, що відповідає амплітуді I_{mD1} ; $\tau_{pD} \approx t_{mD1} / 1,6 \approx 12,5$ мкс; $\tau_{p1D} \approx 500$ мкс; $J_{ad} \approx 0,26 \cdot 10^6$ Дж/Ом)

Потужний високовольтний ГСБ типу УИТОМ-1 укомплектований декількома сильноточними вимірниками (удосконаленими дисковими коаксіальними низькоомними шунтами типу ШК-300) компонент імпульсного струму штучної блискавки, основні технічні характеристики яких приведені в табл. 3.

Новизна наведених на рис. 6-10 осцилограм полягає в тому, що вони отримані на вказаному ВЗ за допомогою модернізованих як електротехнологічних схем формування в розрядному колі ГСБ типу УИТОМ-1 цих компонент повного імпульсного струму штучної блискавки, так і високовольтних вимірювальних засобів, які базуються на сильноточних низькоомних шунтах типу ШК-300 (табл. 3). Зазначимо, що для од-

ночасного вимірювання декількох компонент повного імпульсного струму штучної блискавки, що генерується в розрядному колі удосконаленого високовольтного ГСБ типу УИТОМ-1, було потрібно розробити і створити вимірювальний узгоджувальний спеціальний подільник напруги (СПН), який підключається на виході використовуваної при подібних високовольтних вимірюваннях кабельної лінії зв'язку (рис. 11).

Виконана нами модернізація вимірювальних засобів полягала в тому, щоб виключити при вимірюванні в розрядному колі високовольтного ГСБ типу УИТОМ-1 відповідних компонент струму штучної блискавки попадання високого електричного потенціалу в канали цифрових запам'ятовуючих осцилографів (ЦЗО). Як відомо, подача такого потенціалу на вхід ЦЗО приводить до його виходу з ладу. Було запропоновано таке нове технічне рішення: радіочастотний коаксіальний кабель завдовжки l_c лінії зв'язку, яка з'єднує вимірювальний шунт типу ШК-300 з СПН і ЦЗО, потрібно розміщувати в додатковому мідному екрані-обплітенні, який перед СПН необхідно надійно заземлювати.



Рис. 11. Загальний вигляд високовольтного вимірювального шунта типу ШК-300М, приєднаного до входу додатково екранованого радіочастотного коаксіального кабелю марки РК 75-7-11 завдовжки $l_c \approx 70$ м, вихід якого підключається до входу екранованого узгоджувального подільника напруги СПН-300 з двома вихідними коаксіальними роз'ємами 1:1 і 1:2 для узгодженого приєднання до них вимірювальних каналів трьох ЦЗО (наприклад, серії Tektronix TDS 1012) при одночасній реєстрації в розрядному колі потужного ГСБ типу УИТОМ-1 відразу трьох компонент повного імпульсного струму штучної блискавки з різними АЧП [16]

Таблиця 3*

Основні технічні характеристики високовольтних сильноточних шунтів типу ШК-300М, ШК-300М1 і ШК-300М2

Найменування шунта	Значення характеристики			
	R_S , мОм	K_S , А/В	L_S , нГн	Маса, кг
ШК-300М	0,178±0,005	$K_{SA} \approx 11260$	10±0,3	3,0
		$K_{SC} \approx 5630$		
ШК-300М1	0,158±0,005	$K_{SA} \approx 12625$	10±0,3	3,1
		$K_{SC} \approx 6312$		
ШК-300М2	0,080±0,003	$K_{SA} \approx 25000$	10±0,3	3,2
		$K_{SC} \approx 12500$		

Примітка. R_S , L_S – активний опір (мОм) і індуктивність (нГн) шунта; $K_S \approx 2/R_S$ – коефіцієнт перетворення шунта, А/В; K_{SA} – коефіцієнт перетворення шунта при вимірюванні в розрядному колі ГСБ типу УИТОМ-1 АЧП A - і D - компонент струму штучної блискавки, А/В (з роз'єму 1:1 подільника типу СПН-300 [16]); K_{SC} – коефіцієнт перетворення шунта при вимірюванні в розрядному колі ГСБ типу УИТОМ-1 АЧП B -, C - і C^ - компонент струму штучної блискавки, А/В (з роз'єму 1:2 подільника типу СПН-300 [16]).

На рис. 12 приведена електрична схема узгодженого підключення високовольтного шунта типу ШК-300М1 зі своїм вимірювальним коаксіальним резистором (ВКР) до вимірювального коаксіального кабелю (ВКК), СПН і відповідних ЦЗО.

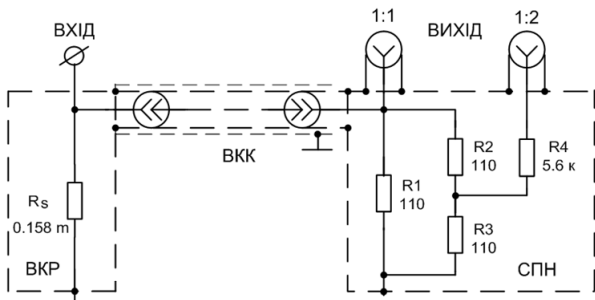


Рис. 12. Принципова електрична схема підключення високовольтного шунта типу ШК-300М1 до низьковольтного вимірювального кола кабельної лінії зв'язку і ЦЗО (ВКР шунта з активним опором $R_S \approx 0,158$ мОм, що підключається до входу кабелю лінії зв'язку; ВКК марки РК 75-7-11 триаксальної лінії зв'язку; СПН, який узгоджує роботу шунта, ВКК і входів ЦЗО та підключається до виходу ВКК, що передає із зони сталевого диска шунта електричний сигнал до СПН і ЦЗО)

Згідно рис. 12 бачимо, що на виході кабелю ВКК, додатковий мідний циліндричний екран якого перед СПН надійно заземляється, приєднується СПН, що узгоджує роботу шунта, ВКК та входів ЦЗО і який виконаний із зосереджених резисторів R1–R3 номіналом 110 Ом з сумарним активним опором, рівним хвилевому опору кабелю ВКК $Z_c \approx 75$ Ом. Задачею СПН, застосованого в колі високовольтного шунта типу ШК-300М1, є забезпечення не тільки узгодженого режиму роботи вимірювального кола цього шунта, але і одночасна реєстрація відразу декількох осцилограм відповідних компонент повного струму штучної блискавки мікро- і мілісекундної тривалості із значеннями амплітуд, що різко відрізняються. З цією метою даний СПН був забезпечений двома вихідними коаксіальними роз'ємами 1:1 і 1:2 (рис. 12).

Для посилення взаємної розв'язки коаксіальних роз'ємів 1:1 і 1:2 в СПН шляхом збільшення вхідного опору вихідного роз'єму 1:2 в його потенційний електрод електрично увімкнений додатковий зосереджений резистор R4 номіналом 5,6 кОм (див. рис. 12). При цьому СПН виконується у вигляді окремого низьковольтного пристрою, що приєднується до виходу коаксіального кабелю ВКК додатково екранованої триаксальної лінії зв'язку і розміщується в екранованому металевому корпусі (див. рис. 11), який потрібно надійно ізолювати від заземленого краю додаткового мідного циліндричного екрану ВКК.

У подільнику напруги типу СПН-300 (рис. 11) є два коаксіальні роз'єми 1:1 і 1:2, які призначені для узгодженого приєднання відповідних виходів до входів вимірювальних каналів ЦЗО. При цьому, згідно табл. 3, вказані роз'єми 1:1 і 1:2 СПН-300 характеризуються різними коефіцієнтами перетворення K_S використовуваних вимірювальних шунтів при реєстрації за їх допомогою АЧП як А- і D- компонент струму штучної блискавки (в цьому випадку вони позначаються як K_{SA}), так і В-, С- і С*- компонент струму штучної блискавки (в цьому випадку вони позначаються як K_{SC}).

На рис. 13 приведений загальний вигляд удосконаленого вимірювального сильноточного дискового шунта типу ШК-300М1, використовуваного в розрядному колі потужного ГСБ типу УИТОМ-1.



Рис. 13. Загальний вигляд високовольтного вимірювального шунта типу ШК-300М1, увімкненого до колектора сильноточного розрядного кола потужного ГСБ типу УИТОМ-1

Коаксіальні конструкції вимірювальних шунтів типу ШК-300 (табл. 3), що застосовані у складі потужного високовольтного ГСБ типу УИТОМ-1, характеризуються малими значеннями їх власних електричних параметрів – індуктивності L_S (не більше 11 нГн) і активного опору R_S (не більше 0,2 мОм), що забезпечує малий вплив $R_S L_S$ - параметрів вимірювальних шунтів на електромагнітні процеси, які протікають в $R_L L_L$ - навантаженні (див. рис. 1).

На рис. 14 схематично зображено конструкцію вимірювального високовольтного сильноточного шунта типу ШК-300М2 в його подовжньому розрізі.

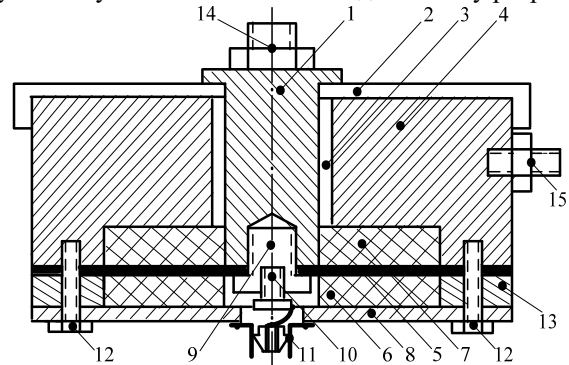


Рис. 14. Схематичне зображення удосконаленої конструкції високовольтного коаксіального дискового шунта типу ШК-300М2 в його подовжньому осьовому розрізі (1 – масивний внутрішній циліндричний латунний електрод; 2, 3 – ізоляційні втулки з фторопласту; 4 – масивний зовнішній циліндричний латунний електрод; 5 – вимірювальний високоомний сталевий диск завтовшки $h_S=2$ мм; 6, 7 – масивні притискні ізоляційні диски; 8 – бандажний латунний диск; 9, 10, 12 – сталеві гвинти кріплення; 11 – вихідний коаксіальний роз'єм типу СР-75; 13 – масивне притискне латунне кільце; 14, 15 – вхідні (потенційні) і вихідні (заземлені) елементи латунного болтового приєднання шунта до сильноточного розрядного кола потужного ГСБ типу УИТОМ-1

Суттєвою відмінністю удосконалених конструкцій високовольтних сильноточних шунтів типу ШК-300М1 і ШК-300М2 [16, 29, 30] від вказаного в [15] шунта типу ШК-300М є застосування замість тонкостінного (завтовшки $h_S \approx 0,3$ мм) високоомного манганінового диска, що піддається величезним електротермічним і електродинамічним ударним діям вимірюваних в розрядному колі ГСБ потужних імпульсів повного струму штучної блискавки і з якого знімається падіння імпульсної напруги U_S від проходження по ньому відповідних компонент імпульсного струму штучної блискавки, диска завтовшки $h_S=(1-2)$ мм з неіржавіючої сталі марки 12Х18Н10Т. Практика екс-

платуації вимірювального шунта типу ШК-300М з манганіновим диском у складі ГСБ згідно [15] показала, що після ~100 вимірювань його диск не витримує подальшої дії потужних електротермічних навантажень і він виходить з ладу.

Використовуючи дані табл. 3 і чисельні показники (у долях або одиницях вольт) зареєстрованого на екрані ЦЗО за допомогою високовольтного вимірювального шунта відповідного типу падіння імпульсної напруги U_S , шукане значення сили I_L імпульсного струму штучної блискавки, що генерується і вимірюється в лабораторних умовах в колі ГСБ, визначаємо у вигляді: $I_L \approx K_S U_S$.

При розшифруванні отриманих в розрядному колі потужного ГСБ типу УИТОМ-1 осцилограм (рис. 6-10) основних компонент імпульсного струму штучної блискавки і визначенні чисельних значень їх АЧП можуть бути використані наступні розрахункові аналітичні співвідношення:

- для синусоїдального загасаючого струму в колі розряду модернізованого ГСБ типу УИТОМ-1:

- при розрахунках інтегралів дії J_{aA} і J_{aD} відповідно для A - і D - компонент струму штучної блискавки:

$$J_{aA} \approx k_A^2 I_{mA1}^2 [T_A (4\Delta_A)^{-1} - \Delta_A T_A / (4\Delta_A^2 + 16\pi^2)]; \quad (1)$$

$$J_{aD} \approx k_D^2 I_{mD1}^2 [T_D (4\Delta_D)^{-1} - \Delta_D T_D / (4\Delta_D^2 + 16\pi^2)], \quad (2)$$

де $I_{mA1}(I_{mD1})$, $I_{mA3}(I_{mD3})$, $T_A(T_D)$, $\Delta_A(\Delta_D)$ – відповідно перша і третя амплітуди струму $I_A(I_D)$, період і логарифмічний декремент коливань для імпульсної A - і повторної імпульсної D - компонент струму штучної блискавки; $\Delta_A = \ln(I_{mA1}/I_{mA3})$, $\Delta_D = \ln(I_{mD1}/I_{mD3})$ – відповідно логарифмічний декремент коливань для імпульсної A - і повторної імпульсної D - компонент струму штучної блискавки; $k_A = [\exp(-0,5\pi^{-1}\Delta_A \arctg 0,5\pi^{-1}\Delta_A) \sin(\arctg 0,5\pi^{-1}\Delta_A)]^{-1}$, $k_D = [\exp(-0,5\pi^{-1}\Delta_D \arctg 0,5\pi^{-1}\Delta_D) \sin(\arctg 0,5\pi^{-1}\Delta_D)]^{-1}$ – відповідно нормуючі коефіцієнти для імпульсної A - і повторної імпульсної D - компонент повного імпульсного струму штучної блискавки;

- при розрахунках електричних зарядів q_{LA} і q_{LD} відповідно для синусоїдальних A - і D - компонент повного імпульсного струму штучної блискавки:

$$q_{LA} \approx 2\pi k_A I_{mA1} T_A / (\Delta_A^2 + 4\pi^2); \quad (3)$$

$$q_{LD} \approx 2\pi k_D I_{mD1} T_D / (\Delta_D^2 + 4\pi^2). \quad (4)$$

- для аперіодичного імпульсного струму в розрядному колі потужного ГСБ при $R_{1(2)} \geq 2[L_{1(2)}/C_{1(2)}]^{1/2}$:

- при розрахунках інтегралів дії J_{aA} і J_{aD} для аперіодичних A - і D - компонент струму блискавки:

$$J_{aA} \approx k_A^2 I_{mA1}^2 [0,658\tau_{pA} - 0,633\tau_{fA}]; \quad (5)$$

$$J_{aD} \approx k_D^2 I_{mD1}^2 [0,658\tau_{pD} - 0,633\tau_{fD}], \quad (6)$$

де $I_{mA}(I_{mD})$ – відповідно амплітуди аперіодичних імпульсної A - і повторної імпульсної D - компонент повного струму штучної блискавки; $\tau_{fA}(\tau_{fD})$ – відповідно тривалість фронту імпульсів A - і D - компонент повного струму блискавки на їх рівні $(0,1-0,9)I_{mA}$ або $(0,1-0,9)I_{mD}$; $\tau_{pA}(\tau_{pD})$ – відповідно тривалість імпульсів A - і D - компонент повного струму штучної блискавки на їх рівні $0,5I_{mA}$ або $0,5I_{mD}$; $k_A = [(\alpha_{1A}/\alpha_{2A})^n - (\alpha_{1A}/\alpha_{2A})^m]^{-1}$, $k_D = [(\alpha_{1D}/\alpha_{2D})^l - (\alpha_{1D}/\alpha_{2D})^k]^{-1}$ – відповідно нормуючі коефіцієнти для аперіодичних імпульсної A - і повторної імпульсної D - компонент повного імпульсного

струму штучної блискавки; $\alpha_{1A} \approx 0,76/\tau_{pA}$; $\alpha_{2A} \approx 2,37/\tau_{fA}$; $\alpha_{1D} \approx 0,76/\tau_{pD}$; $\alpha_{2D} \approx 2,37/\tau_{fD}$; $n = \alpha_{1A}/(\alpha_{2A} - \alpha_{1A})$; $m = \alpha_{2A}/(\alpha_{2A} - \alpha_{1A})$; $l = \alpha_{1D}/(\alpha_{2D} - \alpha_{1D})$; $k = \alpha_{2D}/(\alpha_{2D} - \alpha_{1D})$;

- при розрахунках електричних зарядів q_{LA} і q_{LD} відповідно для аперіодичних A - і D - компонент повного імпульсного струму штучної блискавки:

$$q_{LA} \approx k_A I_{mA1} [1,315\tau_{pA} - 0,422\tau_{fA}]; \quad (7)$$

$$q_{LD} \approx k_D I_{mD1} [1,315\tau_{pD} - 0,422\tau_{fD}]. \quad (8)$$

Вкажемо, що формули (7) і (8) можна використовувати при розрахунках відповідних АЧП для проміжної B -, тривалої C - і укороченої тривалої C^* - компонент повного імпульсного струму штучної блискавки.

3. Технічні приклади і результати випробувань на блискавкостійкість деяких пристроїв ЛА на потужному ГСБ типу УИТОМ-1. На рис. 15 приведені результати прямої ударної одночасної дії в сильнотривалому розрядному колі модернізованого ГСБ типу УИТОМ-1 на ВЗ листової обшивки ЛА з алюмінієвого сплаву марки АМг2М завтовшки $h=1$ мм імпульсної A - і тривалої C - компонент імпульсного струму штучної блискавки з нормованими АЧП.

На рис. 16 зображені результати вказаної згідно рис. 15 руйнівної електротермічної дії на ВЗ листової обшивки ЛА з алюмінієвого сплаву марки АМг2М завтовшки $h = 1$ мм імпульсної A - і тривалої C - компонент струму штучної блискавки з відповідними нормованими АЧП з боку його внутрішньої поверхні.

На рис. 17 приведені результати випробувань на блискавкостійкість (зона ураження $1A$) в розрядному колі потужного високовольтного ГСБ типу УИТОМ-1 ВЗ завтовшки $h = 1,2$ мм плоскої дюралюмінієвої панелі обшивки паливного бака вітчизняного літака «Ан».

На рис. 18 представлені результати прямої дії в розрядному колі потужного високовольтного ГСБ типу УИТОМ-1 тільки імпульсної A - компоненти штучної блискавки з нормованими згідно вимог [12-14] АЧП на ВЗ композиційної обшивки літака.

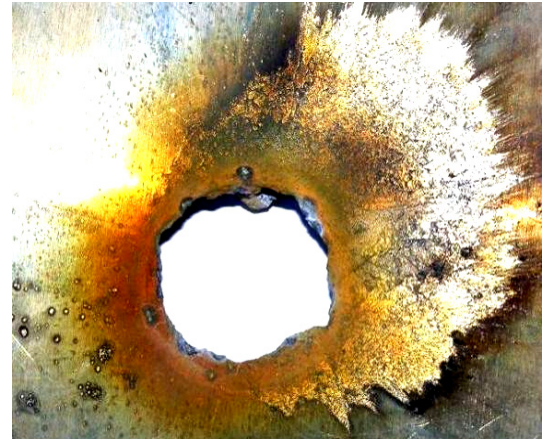


Рис. 15. Загальний вигляд зовнішньої округлої зони кризного протоплювання радіусом $r_c \approx 13$ мм листового ВЗ при випробуванні на блискавкостійкість обшивки ЛА з алюмінієвого сплаву марки АМг2М завтовшки $h=1$ мм від сумісної дії на нього в розрядному колі потужного ГСБ типу УИТОМ-1 імпульсної A - ($I_{mA1} \approx 216$ кА; $t_{mA1} \approx 32$ мкс – час, який відповідає першій амплітуді I_{mA1} імпульсу струму; $\tau_{p1} \approx 500$ мкс; $J_{aA} \approx 2,19 \cdot 10^6$ Дж/Ом) і тривалої C - ($I_{mC} \approx 869$ А; $t_{mC} \approx 11$ мс – час, який відповідає амплітуді I_{mC} імпульсу струму; $\tau_{fC} \approx 7$ мс; $\tau_{p1} \approx 1000$ мс; $q_{LC} \approx 194,3$ Кл) компонент повного струму штучної блискавки з нормованими АЧП



Рис. 16. Загальний вигляд внутрішньої округлої зони кризнього пропалювання листового ВЗ при випробуванні на блискавкостійкість обшивки ЛА з алюмінієвого сплаву марки АМг2М завтовшки $h=1$ мм від сумісної дії на нього в розрядному колі потужного високовольтного ГСБ типу УИТОМ-1 імпульсної A - і тривалої C - компонент повного струму штучної блискавки з нормованими АЧП



Рис. 17. Загальний вигляд з боку зони прив'язки результатів кризнього пропалювання на зовнішній поверхні ВЗ плоскої дюралюмінієвої панелі завтовшки $h=1,2$ мм обшивки паливного бака вітчизняного літака «Ан» плазмового каналу імітованого в розрядному колі потужного високовольтного ГСБ типу УИТОМ-1 штучного грозового розряду радіусом $r_s \approx 3,7$ мм його стінки від прямої дії нормованих A - ($I_{mA1} \approx 199,5$ кА; $t_{mA1} \approx 42$ мкс; $\tau_{p1A} \approx 500$ мкс; $J_{aA} \approx 1,99 \cdot 10^6$ Дж/Ом), B - ($I_{mB} \approx 6,16$ кА; $I_{cB} \approx 2220$ А; $q_{LB} \approx 11,1$ Кл; $\tau_{p1B} \approx 5$ мс) і C^* - ($I_{mC^*} \approx 1112$ А; $\tau_{p1C^*} \approx 13,6$ мс; $q_{LC^*} \approx 5,79$ Кл; $I_{cC^*} \approx q_{LC^*} / \tau_{p1C^*} \approx 426$ А) компонент повного імпульсного струму штучної блискавки (зона ураження 1А) [17]



Рис. 18. Загальний вигляд зони пошкодження діаметром до 100 мм з наскрізним пропалюванням в листовому ВЗ завтовшки $h=2,9$ мм експериментальної композиційної обшивки літака, випробовуваному на блискавкостійкість в розрядному колі потужного високовольтного ГСБ типу УИТОМ-1, при прямій дії на нього тільки імпульсної A - компоненти струму штучної блискавки з нормованими АЧП ($I_{mA1} \approx 212$ кА; $t_{mA1} \approx 32$ мкс; $\tau_{p1A} \approx 500$ мкс; $J_{aA} \approx 2,11 \cdot 10^6$ Дж/Ом) [16].

Рис. 15-18 наочно вказують на те, що високоенергетичної електротермічної дії від сильнотривового каналу штучної блискавки з нормованими АЧП її основних компонент струму вказані дослідні листові металеві і композиційні зразки ЛА не витримують.

Для відображення комплексного характеру виконуваних натурних електромагнітних досліджень на модернізованому ГСБ типу УИТОМ-1 на рис. 19, а, б показані результати прямої дії в розрядному колі цього високовольтного сильнотривового ГСБ на виготовлену в заводських умовах дослідну модель приймально-передавальної антени літака вітчизняного виробництва потужної імпульсної A - компоненти струму штучної блискавки з нормованими АЧП.



Рис. 19. Загальний вигляд дослідної моделі авіаційної приймально-передавальної антени ЛА до (а) і після (б) прямої дії на неї в сильнотривовому розрядному колі модернізованого потужного ГСБ типу УИТОМ-1 імпульсної A - компоненти струму штучної блискавки з нормованими АЧП ($I_{mA1} \approx 211,9$ кА; $t_{mA1} \approx 32$ мкс; $\tau_{p1A} \approx 500$ мкс; $J_{aA} \approx 2,1 \cdot 10^6$ Дж/Ом) [16]

З експериментальних даних рис. 19 витікає те, що розроблена і створена без урахування діючих вимог щодо блискавкозахисту дослідна модель приймально-передавальної антени вітчизняної авіаційної техніки випробувань на блискавкостійкість за вимогами нормативних документів США [12-14] не витримує. При цьому від вказаної ударної дії потужної імпульсної A - компоненти струму штучної блискавки вона була зруйнована і виведена з ладу (див. рис. 19, б).

На рис. 20, а, б наведені результати випробування ВЗ панелі обшивки паливного баку літака конструкції «Ан» з кришкою люка-лазу з алюмінієвого сплаву Д16 на блискавкостійкість (на іскріння у його середині від удару в ЛА блискавки) для зони 1А при прямій дії на цей ВЗ за допомогою мідного ЕВД від генераторів імпульсних струмів (ГІС-А, ГІС-В і ГІС-С*) потужного модернізованого високовольтного ГСБ типу УИТОМ-1 необхідних A -, B - і C^* - компонент імпульс-

ного струму штучної блискавки з нормованими АЧП ($U_{c1} \approx 30$ кВ; $U_{c2} \approx 4$ кВ) у відповідні точки безпосередньо її дюралюмінієвої кришки люка-лазу.

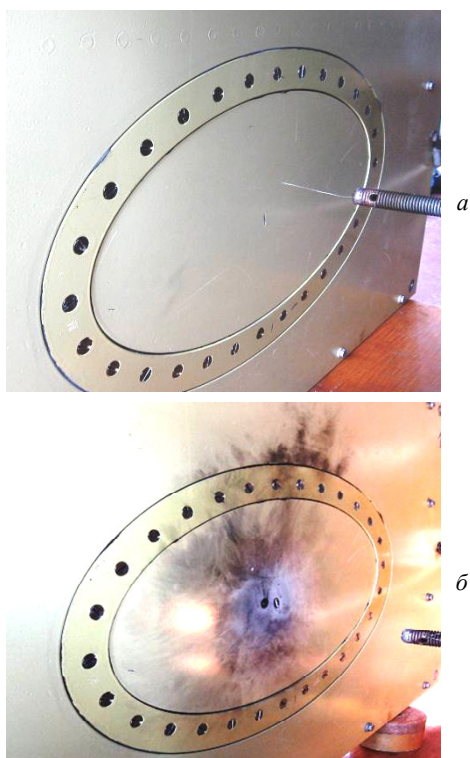


Рис. 20. Зовнішній вигляд ВЗ панелі вітчизняного ЛА з кришкою люка-лазу і кільцем паливного бака з алюмінієвого сплаву Д16 з ребрами жорсткості та різними варіантами їх металізації до (а) і після (б) прямої сумісної дії на нього в розрядному колі модернізованого потужного високовольтного ГСБ типу УИТОМ-1 нормованих А- ($I_{mA1} \approx 196$ кА; $t_{mA1} \approx 42$ мкс; $\tau_{p1A} \approx 500$ мкс; $J_{AA} \approx 2,13 \cdot 10^6$ Дж/Ом), В- ($I_{mB} \approx 7,32$ кА; $I_{cB} \approx 2431$ А; $q_{LB} \approx 12,4$ Кл; $\tau_{p1B} \approx 5,1$ мс) і С*- ($I_{mC} \approx 1032$ А; $\tau_{p1C} \approx 15$ мс; $q_{LC} \approx 7,2$ Кл; $I_{cC} \approx q_{LC} / \tau_{p1C} \approx 480$ А) компонент повного імпульсного струму штучної блискавки (зона ураження ЛА в атмосферному повітрі грозивим розрядом 1А)

Отримані згідно рис. 20 дослідні дані вказують на те, що для зони ураження 1А дія А-, В- і С*- компонент струму блискавки з нормованими АЧП на ВЗ панелі обшивки паливного баку ЛА з алюмінієвого сплаву Д16 з кришкою люка-лазу приводить до проникнення відповідних електророзрядних продуктів (чорної сажі по периметру герметизації кришки цього люка-лазу і зафіксованих нами фотокамерою іскор) від прямої дії імітованих у лабораторних умовах грозивих розрядів в зону його внутрішньої поверхні, що може приводити до вибуху пари в паливному баку ЛА і його катастрофі.

З отриманих на відкритому повітрі в умовах високовольтної електрофізичної лабораторії дослідних даних (див. рис. 15-20), не дивлячись на їх фрагментарність, слідує висновок про те, що металеві (композиційні) елементи конструкції літаків і приймально-передавальні радіотехнічні пристрої ЛА перед їх виготовленням та впровадженням в практику необхідно перевіряти в умовах високовольтної електрофізичної лабораторії на електромагнітну сумісність і стійкість до прямої дії на них відповідних компонент повного імпульсного струму штучної блискавки (див. табл. 1).

Висновки. На даний час НДПКІ «Молнія» НТУ «ХПІ» має у своєму розпорядженні діючий потужний модернізований високовольтний ГСБ типу УИТОМ-1 з удосконаленими високовольтними сильнотривими вимірювальними засобами, що входять до його складу, які здатні в умовах високовольтної електрофізичної лабораторії надійно генерувати і вимірювати основні компоненти повного імпульсного струму штучної блискавки, що діють на відкритому повітрі та випробовувати на блискавкостійкість різні бортові пристрої (системи) об'єктів авіаційної і ракетно-космічної техніки. Показано, що в сильнотривому розрядному колі вказаного потужного високовольтного ГСБ імітуються імпульсна А- (повторна імпульсна D-), проміжна В- і тривала С- (укорочена тривала С*-) компоненти повного імпульсного струму штучної блискавки, АЧП яких задовольняють жорстким технічним вимогам нормативних документів США SAE ARP 5412: 2013, SAE ARP 5414: 2013 і SAE ARP 5416: 2013. Натурні електромагнітні випробування авіаційної і ракетно-космічної техніки, що розробляються і модернізуються, на стійкість до прямої дії на її основні бортові пристрої (системи) і конструкційні елементи з металевими і композиційними матеріалами вказаних основних компонент повного імпульсного струму штучної блискавки, сприятимуть підвищенню живучості ЛА в умовах їх польоту і перебування в електрично активній земній атмосфері з потужними грозивими імпульсними іскровими розрядами.

Фінансування. Роботу виконано за підтримки Міністерства освіти і науки України (тема ДБ № 0123U101704).

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Uman M.A. Natural and artificially-initiated lightning and lightning test standards. *Proceedings of the IEEE*, 1988, vol. 76, no. 12, pp. 1548-1565. doi: <https://doi.org/10.1109/5.16349>.
2. Uman M.A., Rakov V.A. A critical review of nonconventional approaches to lightning protection. *Bulletin of the American Meteorological Society*, 2002, vol. 83, no. 12, pp. 1809-1820. doi: <https://doi.org/10.1175/BAMS-83-12-1809>.
3. Кравченко В.И. Молния. Электромагнитные факторы и их поражающее воздействие на технические средства. Харьков: НТМТ, 2010. 292 с.
4. MIL-STD-464A. Department of Defense Interface Standard: Electromagnetic Environmental Effects, Requirements for Systems. 19 December 2002, 162 p.
5. Юман М.А. Молния / Пер. с англ. М.: Мир, 1972. 327 с.
6. DO-160G. Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment. USA, 2011. 438 p.
7. AECTP-500. NATO Standard Electromagnetic Environmental Effects Tests and Verification. Edition E Version 1. Brussels, NSO Publ., 2016. 1125 p.
8. IEC 62305-1: 2010. Protection against Lightning. Part 1: General Principles. Geneva, IEC Publ., 2010. 72 p.
9. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Kniaziev V.V., Rudenko S.S. Analysis of characteristics and possibilities of high-voltage electrical engineering complex Scientific-&Research Planning-&Design Institute «Molnija» of NTU «KhPI» for the tests of objects of energy, armament, aviation and space-rocket technique on electric safety and electromagnetic compatibility. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 37-53. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.06>.
10. Piantini A., Janszowski J.M. The influence of the upward leader on lightning induced voltages. *Proceedings of the 23rd International Conference on Lightning Protection (ICLP)*, 1996, vol. 1, pp. 352-357.

11. Guerrieri S., Nucci C.A., Rachidi F., Rubinstein M. On the influence of elevated strike objects on directly measured and indirectly estimated lightning currents. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1998, vol. 13, no. 4, pp. 1543-1555. doi: <https://doi.org/10.1109/61.714865>.

12. SAE ARP 5412: 2013. *Aircraft Lightning Environment and Related Test Waveforms*. SAE Aerospace. USA, 2013. 56 p.

13. SAE ARP 5414: 2013. *Aircraft Lightning Zoning*. SAE Aerospace. USA, 2013, 33 p.

14. SAE ARP 5416: 2013. *Aircraft Lightning Test Methods*. SAE Aerospace. USA, 2013, 145 p.

15. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I., Nedzel'skii O.S., Dnyshchenko V.N. A current generator of the artificial lightning for full-scale tests of engineering objects. *Instruments and Experimental Techniques*, 2008, vol. 51, no. 3, pp. 401-405. doi: <https://doi.org/10.1134/S0020441208030123>.

16. Баранов М.І. *Вибрані питання електрофізики: Монографія у 4 томах. Том 4: Ефекти взаємодії фізичних тіл з полями і струмами*. Харків: ФОП Панов А.М., 2023. 552 с.

17. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Hrytsenko A.S., Kostyuk V.A. Results of investigations of thermal resistibility of prototypes of aluminum alloy panels of fuel tank of airplane to direct action of normalized components of artificial lightning current. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 6, pp. 29-38. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.6.04>.

18. Кухлинг Х. *Справочник по физике* / Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина. М.: Мир, 1982. 520 с.

19. Берзан В.П., Геликман Б.Ю., Гураевский М.Н., Ермуратский В.В., Кучинский Г.С., Мезенин О.Л., Назаров Н.И., Перегудова Е.Н., Рудь В.И., Садовников А.И., Смирнов Б.К., Степина К.И. *Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник* / Под ред. проф. Г.С. Кучинского. М.: Энергоатомиздат, 1987. 656 с.

20. Кнопфель Г. *Сверхсильные импульсные магнитные поля*. М.: Мир, 1972. 391 с.

21. Дашук П.Н., Зайенц С.Л., Комельков В.С., Кучинский Г.С., Николаевская Н.Н., Шкуропат П.И., Шнеерсон Г.А. *Техника больших импульсных токов и магнитных полей*. М.: Атомиздат, 1970. 472 с.

22. Вовченко А.И., Богуславский Л.З., Мирошниченко Л.Н. Тенденции развития мощных высоковольтных генераторов импульсных токов в ИИПТ НАН Украины. *Технічна електродинаміка*, 2010, № 5, С. 69-74.

23. Баранов М.И., Рудаков С.В. Разработка новых схем резистивной защиты высоковольтных конденсаторов мощных емкостных накопителей энергии от аварийных токов. *Электротехника и электромеханика*, 2015, № 6, С. 47-52. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.6.08>.

24. Баранов М.И., Бочаров В.А., Носенко М.А. Предельные характеристики по рассеиваемой импульсной мощности и энергии высоковольтных керамических объемных резисторов типа ТВО-60. *Вісник НТУ «ХПИ». Серія: Техніка і електрофізика високих напруг*, 2007, № 20, С. 45-56.

25. Шваб А. *Измерения на высоком напряжении* / Пер. с нем. М.: Энергия, 1973. 233 с.

26. Кужекин И.П. *Испытательные установки и измерения на высоком напряжении*. М.: Энергия, 1980. 136 с.

27. Wada A., Horii K. Measurement of Lightning Current by Magnetizing Effect of Magnetic Tape. *IEEE Transactions on Power and Energy*, 1991, vol. 111, no. 1, pp. 45-50. doi: <https://doi.org/10.1541/ieejpes1990.111.1.45>.

28. Hussein A.M., Janischewskij W., Chang J.-S., Shostak V., Chisholm W.A., Dzurevych P., Kawasaki Z.-I. Simultaneous measurement of lightning parameters for strokes to the Toronto Canadian National Tower. *Journal of Geophysical Research: Atmospheres*, 1995, vol. 100, no. D5, pp. 8853-8861. doi: <https://doi.org/10.1029/95JD00543>.

29. Baranov M.I., Kniaziev V.V., Rudakov S.V. The Coaxial Shunt for Measurement of Current Pulses of Artificial Lightning with the Amplitude up to ± 220 kA. *Instruments and Experimental Techniques*, 2018, vol. 61, no. 4, pp. 501-505. doi: <https://doi.org/10.1134/S0020441218030156>.

30. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Rudakov S.V. The metrology support in Ukraine of tests of objects of energy, aviation and space-rocket engineering on resistibility to action of pulses of current (voltage)

age) of artificial lightning and commutation pulses of voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 5, pp. 44-53. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.5.08>.

REFERENCES

1. Uman M.A. Natural and artificially-initiated lightning and lightning test standards. *Proceedings of the IEEE*, 1988, vol. 76, no. 12, pp. 1548-1565. doi: <https://doi.org/10.1109/5.16349>.
2. Uman M.A., Rakov V.A. A critical review of nonconventional approaches to lightning protection. *Bulletin of the American Meteorological Society*, 2002, vol. 83, no. 12, pp. 1809-1820. doi: <https://doi.org/10.1175/BAMS-83-12-1809>.
3. Kravchenko V.I. *Lightning. Electromagnetic factors and their damaging effects on technical equipment*. Kharkiv, NTMT Publ., 2010. 292 p. (Rus).
4. MIL-STD-464A. *Department of Defense Interface Standard: Electromagnetic Environmental Effects, Requirements for Systems*. 19 December 2002, 162 p.
5. Uman M.A. *Lightning*. Moscow, Mir Publ., 1972. 327 p. (Rus).
6. DO-160G. *Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment*. USA, 2011. 438 p.
7. AECTP-500. *NATO Standard Electromagnetic Environmental Effects Tests and Verification. Edition E Version 1*. Brussels, NSO Publ., 2016. 1125 p.
8. IEC 62305-1: 2010. *Protection against Lightning. Part 1: General Principles*. Geneva, IEC Publ., 2010. 72 p.
9. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Kniaziev V.V., Rudenko S.S. Analysis of characteristics and possibilities of high-voltage electrical engineering complex Scientific-&Research Planning-&Design Institute «Molnija» of NTU «KhPI» for the tests of objects of energy, armament, aviation and space-rocket technique on electric safety and electromagnetic compatibility. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 37-53. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.06>.
10. Piantini A., Janiszewski J.M. The influence of the upward leader on lightning induced voltages. *Proceedings of the 23rd International Conference on Lightning Protection (ICLP)*, 1996, vol. 1, pp. 352-357.
11. Guerrieri S., Nucci C.A., Rachidi F., Rubinstein M. On the influence of elevated strike objects on directly measured and indirectly estimated lightning currents. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1998, vol. 13, no. 4, pp. 1543-1555. doi: <https://doi.org/10.1109/61.714865>.
12. SAE ARP 5412: 2013. *Aircraft Lightning Environment and Related Test Waveforms*. SAE Aerospace. USA, 2013. 56 p.
13. SAE ARP 5414: 2013. *Aircraft Lightning Zoning*. SAE Aerospace. USA, 2013, 33 p.
14. SAE ARP 5416: 2013. *Aircraft Lightning Test Methods*. SAE Aerospace. USA, 2013, 145 p.
15. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I., Nedzel'skii O.S., Dnyshchenko V.N. A current generator of the artificial lightning for full-scale tests of engineering objects. *Instruments and Experimental Techniques*, 2008, vol. 51, no. 3, pp. 401-405. doi: <https://doi.org/10.1134/S0020441208030123>.
16. Baranov M.I. *Selected topics of Electrophysics. Monograph in 4 vols. Vol. 4. Effects of interaction of physical bodies with fields and currents*. Kharkiv, FOP Panov A.N. Publ., 2023. 552 p. (Ukr).
17. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Hrytsenko A.S., Kostyuk V.A. Results of investigations of thermal resistibility of prototypes of aluminum alloy panels of fuel tank of airplane to direct action of normalized components of artificial lightning current. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 6, pp. 29-38. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.6.04>.
18. Kuhlning H. *Handbook of Physics*. Moscow, Mir Publ., 1982. 520 p. (Rus).
19. Berzan V.P., Gelikman B.Yu., Guraevskiy M.N., Ermuratskiy V.V., Kuchinskiy G.S., Mezenin O.L., Nazarov N.I., Peregudova E.N., Rud' V.I., Sadovnikov A.I., Sмирнов B.K., Stepina K.I. *The Electrical capacitors and capacitor units. Reference Book*. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1987. 656 p. (Rus).
20. Knopfel' G. *Ultra strong pulsed magnetic fields*. Moscow, Mir Publ., 1972. 391 p. (Rus).
21. Dashuk P.N., Zayents S.L., Komel'kov V.S., Kuchinskiy G.S., Nikolayevskaya N.N., Shкуропат P.I., Shneerson G.A. *The tech-*

nique of large pulsed currents and magnetic fields. Moscow, Atomizdat Publ., 1970. 472 p. (Rus).

22. Vovchenko A.I., Bohuslavsky L.Z., Myroshnychenko L.N. Trends in development of high-powered high-voltage pulse current generators in the Institute of Pulse Processes and Technology of Ukraine (review). *Technical electrodynamics*, 2010, no. 5, pp. 69-74. (Rus).

23. Baranov M.I., Rudakov S.V. Development of new charts of capacitance-resistance defense of high-voltage capacitors of powerful capacity stores of energy from emergency currents. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 6, pp. 47-52. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.6.08>.

24. Baranov M.I., Bocharov V.A., Nosenko M.A. Limit characteristics of the scattered pulse power and high-power ceramic resistors bulk type TVO-60. *Bulletin of NTU «KhPI». Series: Technique and electrophysics of high voltage*, 2007, no. 20, pp. 45-56. (Rus).

25. Shwab A. *High voltage measurements*. Moscow, Energy Publ., 1973. 233 p. (Rus).

26. Kuzhekin I.P. *Test facilities and measurements on high voltage*. Moscow, Energy Publ., 1980. 136 p. (Rus).

27. Wada A., Horii K. Measurement of Lightning Current by Magnetizing Effect of Magnetic Tape. *IEEE Transactions on Power and Energy*, 1991, vol. 111, no. 1, pp. 45-50. doi: <https://doi.org/10.1541/ieejpes1990.111.1.45>.

28. Hussein A.M., Janischewskyj W., Chang J.-S., Shostak V., Chisholm W.A., Dzurevych P., Kawasaki Z.-I. Simultaneous measurement of lightning parameters for strokes to the Toronto Canadian National Tower. *Journal of Geophysical Research: Atmospheres*, 1995, vol. 100, no. D5, pp. 8853-8861. doi: <https://doi.org/10.1029/95JD00543>.

29. Baranov M.I., Kniaziev V.V., Rudakov S.V. The Coaxial Shunt for Measurement of Current Pulses of Artificial Lightning with the Amplitude up to ± 220 kA. *Instruments and Experimental Techniques*, 2018, vol. 61, no. 4, pp. 501-505. doi: <https://doi.org/10.1134/S0020441218030156>.

30. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Rudakov S.V. The metrology support in Ukraine of tests of objects of energy, aviation and space-rocket engineering on resistibility to action of pulses of current (voltage) of artificial lightning and commutation pulses of voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 5, pp. 44-53. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.5.08>.

Надійшла (Received) 16.11.2023

Прийнята (Accepted) 08.01.2024

Опублікована (Published) 01.05.2024

Баранов Михайло Іванович¹, д.т.н., гол.н.с.,

Буряковський Сергій Геннадійович¹, д.т.н., проф.,

¹ Науково-дослідний та проектно-конструкторський інститут

«Молнія» Національного технічного університету

«Харківський політехнічний інститут»,

61013, Харків, вул. Шевченка, 47,

e-mail: baranovmi49@gmail.com (Corresponding Author);

sergbyr@i.ua

M.I. Baranov¹, S.G. Buriakovskiy¹

¹ Research and Design Institute «Molniya»

of National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,

47, Shevchenko Str., Kharkiv, 61013, Ukraine.

Electrical engineering equipment for generating and measuring of complete pulse current of artificial lightning in the conditions of high-voltage electrophysics laboratory.

How to cite this article:

Baranov M.I., Buriakovskiy S.G. Electrical engineering equipment for generating and measuring of complete pulse current of artificial lightning in the conditions of high-voltage electrophysics laboratory. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 3, pp. 55-65. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.3.08>

Goal. Decision of problem scientific and technical task on the reliable generating and measuring in the conditions of high-voltage electrophysics laboratory basic component of complete pulse current of artificial lightning with the rationed amplitude-temporal parameters (ATPs) with the use of the modernized generator of current of lightning of type of UITOM-1. **Methodology.** Bases of the applied electrical engineering, electrodynamics and electrophysics, electrophysics bases of technique of high-voltage and high pulse currents, bases of high-voltage pulse technique and measuring technique. **Results.** Information, which specify on a decision at Research and Design Institute «Molniya» of National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute» problem scientific and technical task, related to the reliable generating and measuring in the conditions of high-voltage electrophysics laboratory of complete pulse current of artificial lightning, which contains pulse A- (repeated pulse D-), intermediate B- and long-term C- (shortened long C*) components of this current, is resulted, ATPs which answer the hard technical requirements of normative documents of the USA of SAE ARP 5412: 2013, SAE ARP 5414: 2013 and SAE ARP 5416: 2013. Short information is indicated about the applied electrical circuits of separate high-voltage generators of pulse currents of condenser type of GIC-A (GIC-D), GIC-B and GIC-C (GIC-C*), which it is worked as synchronous appearance on the general electrical loading in composition the modernized powerful high voltage generator of complete pulse e current of artificial lightning of type of UITOM-1, and in-use high-voltage measuring facilities which contain the heavy-current low-resistance shunts of type of SHK-300 for simultaneous registration with their help on examinee on stability to lightning devices objects of aviation and space-rocket technique of ATPs proper component of complete i pulse current of artificial lightning. Technical examples are resulted and the row of results of practical application of the indicated domestic powerful high-voltage proof-of-concept electrophysics equipment is described at the tests of elements of some aircrafts (ACs) on resistibility to the direct action on them of complete pulse current of artificial lightning with rationed ATPs. **Originality.** A problem is formulated and having the important applied value in area of aviation and space-rocket technique for the leading countries of the world scientific and technical task on the reliable generating and measuring in the conditions of high-voltage electrophysics laboratory indicated component of complete pulse current of artificial lightning with rationed ATPs and concrete electro-technological ways and hardware are indicated for its successful decision. **Practical value.** The use of the modernized powerful high-voltage generator of complete pulse current of artificial lightning of type of UITOM-1 developed in practice and created in Ukraine will allow to conduct the real verification on resistibility to the action of lightning of different side systems, devices and construction elements, containing metallic and composition materials, both again developed and modernized ACs, that will be instrumental in the increase of vitality of such ACs in the extreme terms of their flight and stay in an electrical active earthly atmosphere with flowing in it storm electrical discharges. References 30, tables 3, figures 20.

Key words: pulse current of artificial lightning, modernized high-voltage generator of current of lightning, shunt, generating, measuring, components of current of lightning.

E. El Sherkawy, L.S. Nasrat, M. Rihan

The effect of thermal ageing on electrical and mechanical properties of thermoplastic nanocomposite insulation of power high-voltage cables

This research explores the thermal ageing influence on the Low Density Polyethylene (LDPE) dielectric properties, which is utilised as electrical insulation in high-voltage cables. An accelerated thermal ageing test was done at four temperature ranges ranging from 25 °C to 120 °C to define the degree of material deterioration under thermal ageing and to prevent its failure. LDPE composite samples were made by adding aluminium oxide (Al₂O₃) inorganic filler in two different grain sizes (nano and micro) with various concentrations. The effect of adding inorganic filler on the acceleration of the thermal ageing of the polymer was studied by heating the samples for different periods of time and measuring the dielectric strength of the samples. The obtained results show that thermal ageing considerably affects the electrical properties of the material. The LDPE/Al₂O₃ nanofiller sample has the highest dielectric strength value at different temperatures. Thermogravimetric analysis was used to investigate the thermal characteristics of materials. The mechanical characteristics of LDPE polymer are studied using tensile strength and elongation at break tests. References 27, table 4, figures 6.

Key words: low density polyethylene, nano filler, micro filler, dielectric strength, thermal ageing, thermogravimetric analysis.

У цьому дослідженні вивчається вплив термічного старіння на діелектричні властивості поліетилену низької щільності (LDPE), який використовується як електрична ізоляція у високовольтних кабелях. Випробування на прискорене термічне старіння було проведено в чотирьох температурних діапазонах від 25 до 120 °C, щоб визначити ступінь руйнування матеріалу при термічному старінні і запобігти його виходу з ладу. Композитні зразки LDPE були виготовлені шляхом додавання неорганічного наповнювача з оксиду алюмінію (Al₂O₃) з двома різними розмірами зерен (нано та мікро) у різних концентраціях. Вплив додавання неорганічного наповнювача на прискорення термічного старіння полімеру вивчали шляхом нагрівання зразків протягом різних періодів часу та вимірювання діелектричної міцності зразків. Отримані результати показують, що термічне старіння істотно впливає на електричні властивості матеріалу. Зразок наноізоляційного LDPE/Al₂O₃ має найбільше значення діелектричної міцності за різних температур. Термогравіметричний аналіз використовувався для дослідження термічних характеристик матеріалів. Механічні характеристики полімеру LDPE вивчаються з використанням випробувань на міцність на розрив та подовження при розриві. Бібл. 27, табл. 4, рис. 6.

Ключові слова: поліетилен низької щільності, наноізоляційний наповнювач, мікроізоляційний наповнювач, діелектрична міцність, термічне старіння, термогравіметричний аналіз.

Introduction. Super insulating polymers are commonly employed in high voltage insulators, particularly in high voltage cables. Thermal oxidation processes may occur for the insulation layers in contact with the cable core due to the high working temperature of the cable (around 90 °C) because of loading or overloading for short durations, resulting to insulation degradation and even failure. As a result, many researchers have been interested in the ageing and insulating properties of polymers in this environment [1, 2]. To create materials with better electrical and thermal properties, nanofillers were chosen to be added to polyethylene due to the high surface area presented to the matrix [3, 4]. Interestingly, with several weight percents of nanoparticles, PE-based nanocomposite can promote insulation properties effectively, which could be attributed to the nanoparticle-matrix interface [5, 6].

According to existing research on polyethylene insulating materials, filling nanoparticles can reduce the creation of space charge and enhance the dielectric, mechanical, and thermal properties of polyethylene [7-9]. Numerous studies make use of inorganic filler oxides like MgO, SiO₂, TiO₂, BN, etc., as well as how the improvement of polymer properties is impacted by the grain size of the filler (nano or micro) [10-12]. When evaluating the future application of polyethylene nanocomposites, the extended service life of insulating materials cannot be overlooked. Thermal ageing has been shown to have a major impact on the qualities of polyethylene materials, with numerous modifications possible, including variations in physicochemical parameters and microstructure [13]. During thermal ageing, several oxygenated compounds of low molecular weight may form in polyethylene, which may have a major influence on the space charge behavior of polyethylene insulating material [14, 15].

The purpose of this paper was to determine whether Al₂O₃ nano- and micro-particles, which have been shown to improve the dielectric strength of LDPE composites, can maintain these electrical properties after thermal ageing. To conduct thermal ageing tests, we chose four different percentages of nano composites and four different percentages of micro composites. The thermal properties of composites after thermal ageing were investigated using the thermogravimetric analysis (TGA) test. The dielectric strength test was used to evaluate the electrical characteristics of LDPE/Al₂O₃ composites after thermal ageing and the anti-thermal ageing mechanism offered by nanoparticles.

Literature review. Thermal deterioration of LDPE has been investigated. Chemical and electrical testings were performed on LDPE plaques that had been thermally stressed at high temperature (110 °C). Changes in the imaginary component of the dielectric constant have been connected to contributions from oxidation and morphological changes inside polymers. This comparison may serve as the starting point for the creation of non-destructive methods for electrical measurements-based polymer diagnostics [16, 17].

Nanoparticles improve the anti-thermal ageing capability of PE-based nanocomposites. The three metal oxides – magnesium oxide (MgO), zinc oxide (ZnO), and silicon dioxide were combined to form nanocomposites with a 1 wt.% concentration in each. Fourier-transform infrared spectra revealed that LDPE/MgO nano filler composites had the best anti-thermal ageing performance when compared to LDPE/SiO₂ nanocomposites, which had the worst using dielectric characteristics and space charge dispersion. The capacity of nanocomposites to maintain electrical properties was then investigated [18].

© E. El Sherkawy, L.S. Nasrat, M. Rihan

The zeolite/LDPE nano filler samples were produced and thermally aged to produce samples with varying ageing times. It was demonstrated that nano-zeolite doping may be an efficient way to stop the internal structure of the nanocomposite from being damaged by thermal ageing; during thermal ageing, carbonyl and hydroxyl levels considerably decreased and crystallinity greatly increased. The nanocomposite's shape and ageing resistance were greatly enhanced by nano-zeolite doping. It was discovered during the dielectric strength test that nano doping may significantly increase DC and AC breakdown field strength and stability during thermal ageing. Nanocomposite's dielectric constant can be decreased, and the rate of dielectric loss did not alter noticeably as the material aged [19].

During thermal ageing, the crystallinity and space charge accumulation characteristics of pure LDPE and LDPE/TiO₂ samples were assessed using a pulse electro-acoustic method system and a differential scanning calorimeter. It was determined that TiO₂ nano filler may increase LDPE crystallinity, and the capacity of LDPE/TiO₂ to reduce space charge was substantial at a TiO₂ mass concentration of 1 %. Furthermore, thermal ageing can degrade the microstructure and impair material crystallinity, increasing the sources of space charge [20].

Methods. Sample preparation. The basic polymer utilised was additive-free LDPE with a particle diameter of less than 0.2 mm on average, a melt flow index of 2 g/10 min at 190 °C, and a density of 0.91-0.925 mg/cm³. It was purchased from SABIC, KSA, in the form of granules. The nano particles used were Al₂O₃ inorganic fillers with two different grain sizes (micro filler with a 60 µm particle size and nano filler with a 50 nm particle size). In a twin-screw extruder at 448 K, LDPE and filler particles were melt-blended. Nanocomposites were made in concentrations of 1 wt.%, 3 wt.%, 5 wt.%, and 7 wt.%, and micro composites were made in concentrations of 10 wt.%, 20 wt.%, 30 wt.%, and 40 wt.%. Composite samples were press-moulded at 433 K and at a pressure of 10 MPa to produce sheets with dimensions of 150 mm by 150 mm and a thickness of about 1 mm.

Samples were thermally aged in a fixed-temperature vacuum oven at 25 °C, 60 °C, 100 °C, and 120 °C at regular intervals (0, 10, 20, and 30 min). The aged samples were subjected to dielectric strength testing.

Table 1 shows the weight of the LDPE composite mixture (g) used in the manufacture of samples. It also shows the added weight of the LDPE polymer and the added weight of the Al₂O₃ filler at each mixing ratio.

Table 1

Different samples compositions				
Sample	Symbol	LDPE, g	Al ₂ O ₃ , g	
LDPE	B	150	0	
LDPE + micro Al ₂ O ₃	10 %	M10	135	15
	20 %	M20	120	30
	30 %	M30	105	45
	40 %	M40	90	60
LDPE + nano Al ₂ O ₃	1 %	N1	148.5	1.5
	3 %	N3	145.5	4.5
	5 %	N5	142.5	7.5
	7 %	N7	139.5	10.5

Thermal ageing test. Heat causes some physical and chemical changes in polymers. These variations are

determined by the severity of the temperature and the length of exposure. High temperatures do not always cause the polymer material to decompose. Prolonged exposure to high temperatures, on the other hand, will cause gradual changes in physical properties, eventually leading to collapse. The cable is subjected to overloads and short-circuit currents. When the current exceeds the rated value, it raises the temperature of the core. The electrical performance of the cable is affected by repeatedly exposing the insulation layers adjacent to the core to high temperatures. Thermal ageing of the samples is performed to determine the effect of temperature increases on the dielectric strength value. Thermal ageing was tested according to [21].

The required procedures and precautions to obtain highly accurate readings for each sample during the thermal ageing test are as follows:

- Before beginning thermal ageing tests, clean and dry the samples.
- The samples were heated to different temperatures (25 °C, 60 °C, 100 °C, and 120 °C) during specified periods of time (0, 10, 20, and 30 min) using a fixed-temperature oven, as shown in Fig. 1.
- As shown in Fig. 2, the dielectric strength of the aged samples was measured. The measurement was repeated ten times with three samples exposed to the same conditions, and an average value was taken for the experimental readings.
- The time intervals between successive tests of each sample should be suitable and sufficient.
- To apply electrical safety requirements, all testing circuit linkages must be correct.
- The voltage was gradually raised until the voltage breakdown occurred at a nearly constant rate of 2 kV/s. The dielectric strength was recorded.



Fig. 1. Fixed temperature oven

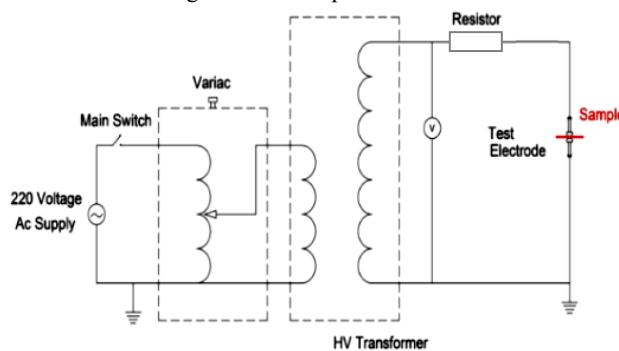


Fig. 2. Dielectric strength schematic diagram

Thermogravimetric analysis (TGA) test. TGA is a key test for understanding and identifying material thermal

characteristics. TGA is a thermal test that calculates the weight loss of volatile components with temperature rise uniformly. According to [22], based on weight loss at high temperatures as well as thermal stability in a brief period, it is a great approach for figuring out the filler and polymer content. The TGA test was carried out in the NSI nitrogen environment using Perkin-Elmer equipment [23-26]. Approximately 10 mg of $Al_2O_3/LDPE$ samples were sliced and heated from 35 °C to 700 °C while the samples were weighed and shown on the computer screen.

Mechanical analysis. Tensile strength (MPa) and elongation at break (%) are critical metrics for characterizing polymer mechanical performance and determining the influence of inorganic filler. A Zwick Roell LTM electrodynamic testing device was used to assess the tensile strength (MPa) and elongation at break (%) of the composite specimens. A schematic representation is shown in Fig. 3. The test results were evaluated using [27].

Results and analysis. Thermal ageing measurements. Table 2 shows average results for the dielectric strength of LDPE loaded with varied percentages of Al_2O_3 inorganic filler thermally strained over different time intervals at different temperatures.

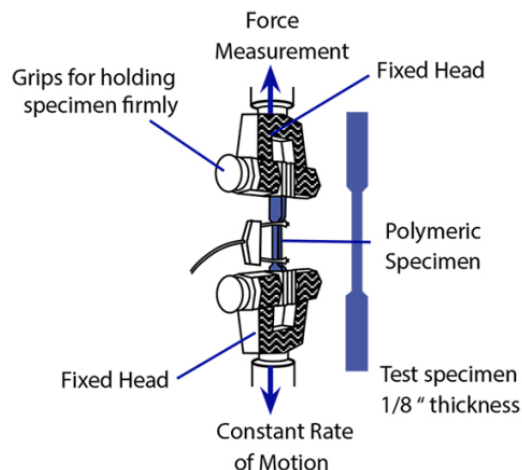


Fig. 3. Schematic diagram for measuring the tensile strength of LDPE composite samples

Table 2 shows that, when compared to neat and micro filled with LDPE, all LDPE micro composites have increased dielectric strength. When compared to other concentrations of the same particle size of filler, the micro Al_2O_3 composite of 30 % has the highest dielectric strength value.

Table 2

Average dielectric strength for micro- and nano- Al_2O_3 composite samples thermal stressed at 25 °C, 60 °C, 100 °C, 120 °C for different times 10 min, 20 min, 30 min

Sample	Average dielectric strength, kV/mm											
	at 25 °C			at 60 °C			at 100 °C			at 120 °C		
	10 min	20min	30min	10 min	20min	30min	10 min	20min	30min	10 min	20min	30min
B	20.45	18.28	17.08	18.33	16.02	15.11	14.61	12.08	11.21	12.77	11	9.89
M10	25.81	25.27	24.71	22.83	22.29	21.74	20.38	19.85	19.29	16.55	16.02	15.46
M20	28.59	28.17	27.64	25.66	25.21	24.69	22.46	22.01	21.49	18.04	17.59	17.07
M30	32.67	32.25	31.74	30.54	20.09	29.58	27.34	26.91	26.39	23.94	23.49	22.95
M40	29.77	29.25	28.7	26.59	26.06	25.5	24.00	23.47	22.97	21.09	20.55	20.01
N1	26.89	26.69	26.12	25.81	24.38	24.00	23.11	21.83	21.11	20.39	19.08	18.27
N3	29.09	27.84	27.06	26.55	25.28	25.00	24.25	23.54	22.86	22.35	20.89	20.03
N5	35.61	35.18	34.68	34.31	33.72	33.04	32.04	31.32	30.85	29.67	28.86	28.3
N7	39.85	39.34	38.79	36.96	35.12	34.56	34.37	32.89	32.31	31.85	30.34	29.74

Table 2 also shows that the electrical properties of LDPE composites filled with Al_2O_3 are reliable at 7 % nano particle size and have a dielectric strength greater than that of micro Al_2O_3 .

As shown in Table 2, the dielectric strength of nano Al_2O_3 composites is greater than that of micro Al_2O_3 composites at all concentrations. By increasing the filler concentration, the LDPE composite achieves maximum dielectric strength. The dielectric strength decreases when the filler concentration exceeds critical values.

The physical properties of the samples, such as shrinkage and deformation, are affected by continuously raising the temperature (Fig. 4). High temperatures reduce dielectric strength. Lower filler contents, such as in nano composite, can result in greater flexibility, ease of processing during product manufacturing, and improved electrical performance of polymers.

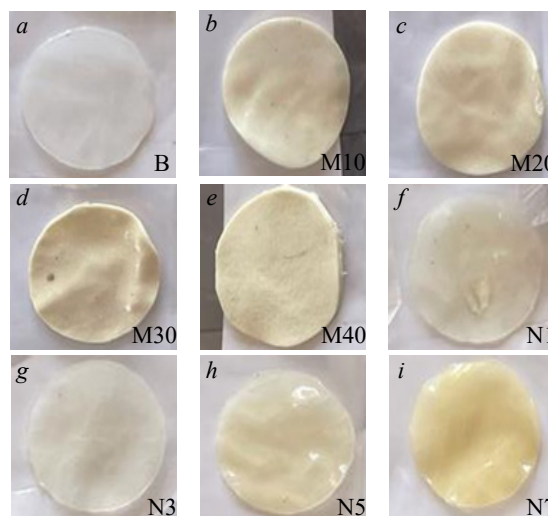


Fig. 4. A photograph of the samples after 30 min of exposure to a temperature of 120 °C

Thermogravimetric analysis. TGA provides the variation in the weight of sample loss with respect to temperature in a controlled environment. The release of moisture or gases from the material's breakdown causes weight loss as the temperature rises. TGA provides ageing stability information within short test times.

TGA analyses of the samples were done to comprehend the thermal performance. TGA of samples with various micro Al₂O₃ loadings is displayed in Fig. 5.

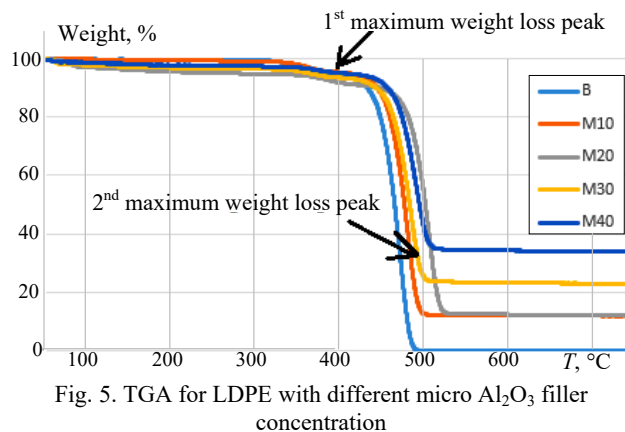


Fig. 5. TGA for LDPE with different micro Al₂O₃ filler concentration

Temperature has no discernible impact on weight for all samples in the temperature range of 35 °C to 450 °C, as demonstrated in Fig. 4. The 1st maximum weight loss peak on the TGA curve above 450 °C is caused by Al₂O₃ filler water loss. The burning of the LDPE side chains may be the cause of the 2nd maximum weight loss peak. When the temperature was raised from 35 °C to 700 °C, the weight loss of pure LDPE was the least. When compared to all composite samples and a blank one, the weight loss of composites filled with 40 wt.% micro Al₂O₃ provides the highest thermal stability.

Figure 6 studies the effect of thermal stability on LDPE samples filled with various concentrations of nano Al₂O₃ filler to determine changes in the weight of a sample in relation to changes in temperature. Thermal stability is the ability of a polymeric material to withstand the effects of heat while preserving its properties, such as toughness, strength, or elasticity, at a certain temperature.

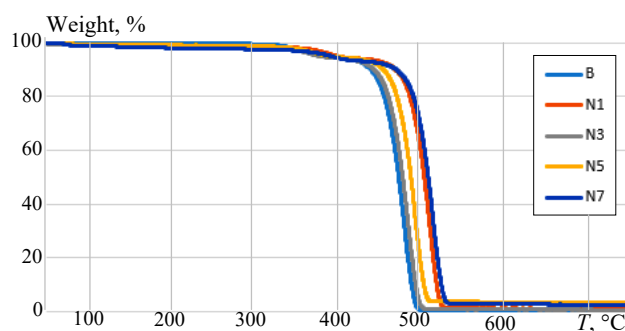


Fig. 6. TGA for LDPE with different nano Al₂O₃ filler concentration

Mechanical test results. Studying the tensile strength of LDPE composite samples. The maximum stress that a material can sustain when being stretched or pulled before necking is known as tensile strength. The load at break is divided by the initial minimum cross-sectional area to determine tensile strength.

The results from 3 samples of each test have been averaged to reduce error because the sheet's structure is not homogeneous and because the sheet (20 cm × 20 cm) obtained through mixing is not. Table 3 displays the tensile strength of micro and nano Al₂O₃ filled LDPE composites as a function of filler loading.

Table 3
Tensile strength (MPa) for nano and micro Al₂O₃/LDPE composites

Sample	Tensile strength, MPa			Average values of tensile strength
	1 st	2 nd	3 rd	
B	10.27	6.73	7.4	8.13
N1	9.83	8.61	12.24	10.23
N3	10.83	12.75	9.23	10.93
N5	11.88	11.27	10.96	11.37
N7	11.36	14.32	11.91	12.53
M10	11.25	10.13	10.19	10.53
M20	10.32	12.31	12.75	11.8
M30	10.19	12.10	12.3	11.75
M40	12.21	10.92	10.41	11.18

As shown in Table 3, LDPE composites with Al₂O₃ loading improve tensile strength at a 7 wt.% loading level. As the amount of micro Al₂O₃ increases, the tensile strength of LDPE composites decreases in all values.

Table 3 indicates that increasing micro Al₂O₃ concentrations result in a substantial improvement in tensile strength. In comparison to the other concentrations for the same filler, LDPE loaded with 7 wt.% nano Al₂O₃ records the highest tensile strength.

Studying the elongation at break of LDPE composite samples. Table 4 displays the elongation at break characteristics off LDPE composites with micro- and nano sized Al₂O₃ loadings.

Table 4
Elongation at break for nano and micro LPDE/Al₂O₃ composites

Sample	Elongation at break (E-F max %)			Average values of elongation at break
	1 st	2 nd	3 rd	
B	110.32	101.8	103.52	105.21
N1	116.54	114.36	109.65	113.2
N3	129.23	117.65	121.39	122.7
N5	142.5	135.62	136.85	138.32
N7	144.92	136.42	140.85	140.73
M10	105.52	106.58	113.52	108.54
M20	120.65	125.02	119.54	121.7
M30	112.65	118.2	111.95	114.3
M40	102.35	100.65	98.9	100.63

For LDPE composite samples, the values of elongation at break decrease as the amount of micro Al₂O₃ increases.

Table 4 demonstrates how the addition of nano Al₂O₃ can enhance elongation at break. When nano Al₂O₃ is added at a 7 wt.% concentration, the composite exhibits greater break elongation than pure LDPE.

Discussion. By interfering with the polymer crystal and filling spaces and gaps, an inorganic filler – whether micro or nanosized – works to improve the fundamental polymer's electrical, mechanical, and thermal properties.

Heat exposure of the insulator throughout various operating situations reduces the cable's lifespan. It is critical to conduct a thermal ageing test to determine the effect of temperature and exposure duration on the value of the polymer's dielectric strength. According to the results of the thermal ageing test, the value of the insulating strength declined as the time of temperature exposure increased.

Compared to the percentage of micro filler, a small amount of nano filler gave better results in dielectric strength and tensile strength. Dielectric properties of LDPE composite loaded with Al₂O₃ are reliable at 7 wt.% nano scale and have maximum dielectric strength.

Conclusions. This paper demonstrated the effect of adding micro- and nano- Al₂O₃ to Low Density Polyethylene (LDPE) composites. The experimental results lead to the following conclusions:

- The physical properties of the samples are affected when they are exposed to high temperatures for extended periods of time. This effect causes deformations in the samples, which cause them to become more solid.
- The high temperature and the length of time that the samples are exposed to high temperatures have a negative impact on their dielectric strength.
- The thermal ageing has been decreased by adding Al₂O₃ filler to LDPE.
- With the addition of nano filler, the electrical performance has been greatly enhanced. Lower filler contents, as in nano composite, can contribute to greater flexibility, ease of processing during product manufacturing, and improved thermal ageing performance of samples.
- The optimal Al₂O₃ filler concentration for reducing thermal ageing in LDPE composites is 7 % nano Al₂O₃.
- Thermogravimetric analysis (TGA) of nano composite outperforms that of micro composite. A 7 wt.% nano Al₂O₃ filler composite provided the best dielectric strength and TGA.
- The addition of micro-Al₂O₃ filler reduced the mechanical properties of LDPE. By increasing the amount of nano-Al₂O₃ filler in the sample to 7 wt.%, the tensile strength (MPa) and elongation at break (%) characteristics are enhanced.

In the future, it is proposed to blend two or three fillers with LDPE and investigate their electrical, mechanical, physical, and thermal characteristics. It is also suggested that composite samples be immersed in water to investigate the effect of water leakage on the electrical characteristics of the insulator.

Acknowledgements. The authors would like to thank the South Valley University Department of Electrical Engineering, the staff of the High Voltage Laboratory at the Faculty of Engineering, Aswan University, the National Research Centre (Polymers and Dyes Department), and the National Institute of Standards (NIS) for their assistance in preparing the samples and conducting the experiments on them.

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

REFERENCES

1. Shimada A., Sugimoto M., Kudoh H., Tamura K., Seguchi T. Degradation distribution in insulation materials of cables by accelerated thermal and radiation ageing. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2013, vol. 20, no. 6, pp. 2107-2116. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2013.6678859>.
2. Wang Y., Wang C., Zhang Z., Xiao K. Anti-thermal aging properties of low-density polyethylene-based nanocomposites. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2018, vol. 25, no. 3, pp. 1003-1013. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2018.006783>.

3. Huang X., Xie L., Yang K., Wu C., Jiang P., Li S., Wu S., Tatsumi K., Tanaka T. Role of interface in highly filled epoxy/BaTiO₃ nanocomposites. Part II- effect of nanoparticle surface chemistry on processing, thermal expansion, energy storage and breakdown strength of the nanocomposites. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2014, vol. 21, no. 2, pp. 480-487. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2013.004166>.
4. Wang C., Wang J., Wu C., Li W., Yang Z., Wu K. Study on Thermal Conductivity of BNNs/Mg(OH)₂/LDPE Composites Based on Melt Blending Method. *2021 IEEE International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials (ICPADM)*, 2021, pp. 214-217. doi: <https://doi.org/10.1109/ICPADM49635.2021.9493996>.
5. Kong X., Du B., Li J., Zhang Z., Xiao M., Zhu W., Su J., Jiang T., Liang H., Yang D., Pan X. Effects of high thermal conductivity LDPE/BN composites on temperature field distribution and ampacity of power cable. *2018 12th International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials (ICPADM)*, 2018, pp. 45-48. doi: <https://doi.org/10.1109/ICPADM.2018.8401025>.
6. Wang X., Lv Z., Wu K., Chen X., Tu D., Dissado L.A. Study of the factors that suppress space charge accumulation in LDPE nanocomposites. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2014, vol. 21, no. 4, pp. 1670-1679. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2014.004292>.
7. Zhang C., Ren Z., Ren Q., Zhao H. Influence of nanoparticle morphology on the direct current dielectric properties of polypyrrole/LDPE nanocomposites. *Fuhe Cailiao Xuebao/Acta Materiae Compositae Sinica*, 2023, vol. 40, no. 5, pp. 2598-2608. doi: <https://doi.org/10.13801/j.cnki.fhclxb.20220809.009>.
8. Maur S., Chakraborty B., Dalai S., Chatterjee B. Investigation on Effects of Thermal Ageing on LDPE Based on Polarization and Depolarization Currents. *2020 IEEE 1st International Conference for Convergence in Engineering (ICCE)*, 2020, pp. 200-204. doi: <https://doi.org/10.1109/ICCE50343.2020.9290689>.
9. Guo C., Li J., Gao Y., Liu B., Du B. Effect of Nanoparticle Type on Charge Transport Characteristics of LDPE/Micro-BN composite with High Thermal Conductivity. *2023 IEEE 4th International Conference on Electrical Materials and Power Equipment (ICEMPE)*, 2023, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEMPE57831.2023.10139611>.
10. Kong X., Du B., Li J., Xiao M., Mu J. Effects of high thermal conductivity on power cable ampacity with LDPE/BN composites. *2017 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomenon (CEIDP)*, 2017, pp. 505-508. doi: <https://doi.org/10.1109/CEIDP.2017.8257649>.
11. Wang Y., Wang C., Zhang Z., Xiao K. Anti-thermal aging ability of low density polyethylene enhanced by MgO nanoparticles. *2017 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomenon (CEIDP)*, 2017, pp. 497-500. doi: <https://doi.org/10.1109/CEIDP.2017.8257595>.
12. Li Y., Wu J., Yin Y. Study on Conductivity Characteristics of LDPE/SiO₂ Nanocomposite at High Temperature. *2023 IEEE 4th International Conference on Electrical Materials and Power Equipment (ICEMPE)*, 2023, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEMPE57831.2023.10139744>.
13. Wang Y., Wang C., Zhang Z., Xiao K. Effect of Nanoparticles on the Morphology, Thermal, and Electrical Properties of Low-Density Polyethylene after Thermal Aging. *Nanomaterials*, 2017, vol. 7, no. 10, art. no. 320. doi: <https://doi.org/10.3390/nano7100320>.
14. Li Z., Liu N., Gabriel S., Chen G. Thermal ageing and its impact on charge trapping parameters in LDPE. *2017 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomenon (CEIDP)*, 2017, pp. 820-823. doi: <https://doi.org/10.1109/CEIDP.2017.8257609>.
15. Luyt A.S., Gasmi S.A., Malik S.S., Aljindi R.M., Ouederni M., Vouyiouka S.N., Porfyrus A.D., Pfaendner R., Papaspyrides C.D. Artificial weathering and accelerated heat ageing studies

- on low-density polyethylene (LDPE) produced via autoclave and tubular process technologies. *Express Polymer Letters*, 2021, vol. 15, no. 2, pp. 121-136. doi: <https://doi.org/10.3144/expresspolymlett.2021.12>.
16. Wang Y., Wang C., Zhang Z., Xiao K. Anti-thermal aging properties of low-density polyethylene-based nanocomposites. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2018, vol. 25, no. 3, pp. 1003-1013. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2018.006783>.
17. Hedir A., Slimani F., Moudoud M., Bellabas F., Loucif A. Impact of Thermal Constraint on the Low Density Polyethylene (LDPE) Properties. *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2020, vol. 599, pp. 952-960. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-31680-8_92.
18. Suraci S.V., Fabiani D., Mazzocchetti L., Maceratesi V., Merighi S. Investigation on Thermal Degradation Phenomena on Low Density Polyethylene (LDPE) through Dielectric Spectroscopy. *2018 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*, 2018, pp. 434-437. doi: <https://doi.org/10.1109/CEIDP.2018.8544734>.
19. Han B., Yin C., Chang J., Pang Y., Lv P., Song W., Wang X. Study on the Structure and Dielectric Properties of Zeolite/LDPE Nanocomposite under Thermal Aging. *Polymers*, 2020, vol. 12, no. 9, art. no. 2108. doi: <https://doi.org/10.3390/polym12092108>.
20. Wang Y., Li Y., Zhang Z. Space Charge Accumulation Characteristics of LDPE/TiO₂ Nanocomposites under Thermal Aging. *2018 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*, 2018, pp. 129-132. doi: <https://doi.org/10.1109/CEIDP.2018.8544767>.
21. *ASTM D 3045: Standard Practice for Heat Ageing of Plastics Without Load*. ASTM International, West Conshohocken, PA, 2020, 6 p.
22. *ASTM E1131: Standard test method for compositional analysis by thermogravimetry*. ASTM International, West Conshohocken, PA, 2020, 6 p.
23. Zheng Y., Tao L., Yang X., Huang Y., Liu C., Zheng Z. Study of the thermal behavior, kinetics, and product characterization of biomass and low-density polyethylene copyrolysis by thermogravimetric analysis and pyrolysis-GC/MS. *Journal of Analytical and Applied Pyrolysis*, 2018, vol. 133, pp. 185-197. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jaap.2018.04.001>.
24. Jana R.N., Mukunda P.G., Nando G.B. Thermogravimetric analysis of compatibilized blends of low density polyethylene and poly(dimethyl siloxane) rubber. *Polymer Degradation and Stability*, 2003, vol. 80, no. 1, pp. 75-82. doi: [https://doi.org/10.1016/S0141-3910\(02\)00385-3](https://doi.org/10.1016/S0141-3910(02)00385-3).
25. Pyra K., Tarach K.A., Janiszewska E., Majda D., Gora-Marek K. Evaluation of the Textural Parameters of Zeolite Beta in LDPE Catalytic Degradation: Thermogravimetric Analysis Coupled with FTIR Operando Studies. *Molecules*, 2020, vol. 25, no. 4, art. no. 926. doi: <https://doi.org/10.3390/molecules25040926>.
26. Marcilla A., Gomez-Siurana A., Odjo A.O., Navarro R., Berenguer D. Characterization of vacuum gas oil-low density polyethylene blends by thermogravimetric analysis. *Polymer Degradation and Stability*, 2008, vol. 93, no. 3, pp. 723-730. doi: <https://doi.org/10.1016/j.polymdegradstab.2007.12.010>.
27. ASTM D412: Standard test methods for vulcanized rubber and thermoplastic elastomers – tension. West Conshohocken, PA, 2016. 14 p.

Received 07.11.2023

Accepted 09.01.2024

Published 01.05.2024

Eman El Sherkawy¹, PhD, Assistant Instructor,

Loai S. Nasrat², Professor,

Mahmoud Rihan³, Associate Professor,

¹Electrical Power and Machines Engineering Department,
The High Institute of Engineering and Technology El Tod,
Luxor, Egypt,

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

²Electrical Power and Machines Engineering Department,
Faculty of Engineering, Aswan University, Aswan, Egypt,
e-mail: loaisaad@yahoo.com

³Electrical Power and Machines Engineering Department,
Faculty of Engineering, South Valley University, Qena, Egypt,
e-mail: mahmoudrihan@eng.svu.edu.eg

How to cite this article:

El Sherkawy E., Nasrat L.S., Rihan M. The effect of thermal ageing on electrical and mechanical properties of thermoplastic nanocomposite insulation of power high-voltage cables. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 3, pp. 66-71. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.3.09>

G. Boudechiche, O. Aissa, M. Sarra, I. Griche

Solar shunt active power filter based on optimized direct power control strategy with disturbance rejection principle

Introduction. This paper focuses on a renewable energy system coupled to a dual purpose power grid via a parallel active power filter for injecting photovoltaic energy into the grid and improving the power quality in the presence of the non-linear load. **The novelty** of the work consists in the combination of two advanced techniques – Fuzzy Logic Controller (FLC) and the optimized Anti-Windup Fractional Order Proportional-Integral Differentiator (AW-FOPID) regulator based on Particle Swarm Optimization with the Spreading Factor (PSO-SF) algorithm, applied to the improved Direct Power Control (DPC) strategy under different conditions related to climate changes and healthy or infected electrical network. **Purpose.** Its main role is to improve the power quality and reject the perturbations deforming the electrical network under distorted, unbalanced and balanced grid voltage conditions. Besides, the FLC is employed the Maximum Power Point Tracking (MPPT) under any weather conditions. In addition, the optimized AW-FOPID controller leads to keep the DC bus voltage at its reference value with small undershoots and overshoots in the voltage with a short response time in steady or dynamic states. **Methods.** The rejection of disturbances affecting the grid is offered by the improved DPC. On the other hand, an intelligent method based on fuzzy logic was used MPPT under any weather conditions. Furthermore, an AW-FOPID regulator based on PSO-SF algorithm is used to keep the DC bus voltage at its reference value with small undershoots and overshoots in the voltage, while keeping a fast response time. **Results.** The proposed system control is evaluated in various states of power source: distorted, unbalanced, and balanced by simulation using MATLAB/Simulink. The simulation results illustrate the effectiveness and performance of the studied control strategies. References 26, tables 8, figures 16.

Key words: improved direct power control, particle swarm optimization, disturbance rejection principle, fuzzy maximum power point tracking.

Вступ. У цій статті основна увага приділяється системі відновлюваної енергії, що з'єднана з енергосистемою подвійного призначення через паралельний фільтр активної потужності для подачі фотоелектричної енергії в мережу та покращення якості електроенергії за наявності нелінійного навантаження. **Новизна** роботи полягає у поєднанні двох передових методик – Fuzzy Logic Controller (FLC) та оптимізованого регулятора Anti-Windup Fractional Order Proportional-Integral Differentiator (AW-FOPID) на основі оптимізації рою частинок з коефіцієнтом розширення (PSO-SF), що застосовується до покращеної стратегії прямого управління потужністю (DPC) у різних умовах, пов'язаних зі змінами клімату та справною або зараженою електричною мережею. **Мета.** Її основна роль полягає в покращенні якості електроенергії та усуненні збурень, що деформують електричну мережу в умовах спотвореної, незбалансованої та збалансованої напруги мережі. Крім того, у FLC використовується система відстеження точки максимальної потужності (MPPT) за будь-яких погодних умов. Крім того, оптимізований контролер AW-FOPID дозволяє підтримувати напругу шини постійного струму на опорному значенні з невеликими відхиленнями і викидами напруги з коротким часом відгуку в стані динамічного стану. **Методи.** Відмова від перешкод, що впливають на мережу, забезпечує покращений DPC. З іншого боку, інтелектуальний метод, заснований на нечіткій логіці, використовувався MPPT за будь-яких погодних умов. Крім того, регулятор AW-FOPID, заснований на алгоритмі PSO-SF, використовується для підтримки опорного значення напруги постійного струму шини з невеликими відхиленнями і викидами напруги, зберігаючи при цьому малий час відгуку. **Результати.** Пропоноване управління системою оцінюється у різних станах джерела живлення: спотвореному, незбалансованому та збалансованому шляхом моделювання з використанням MATLAB/Simulink. Результати моделювання ілюструють ефективність та продуктивність вивчених стратегій управління. Бібл. 26, табл. 8, рис. 16.

Ключові слова: покращене пряме керування потужністю, оптимізація рою частинок, принцип придушення перешкод, нечітке відстеження точки максимальної потужності.

1. Introduction. Energy production is a major concern in the future because it is considered one of the engines of sustainability of development projects [1]. Currently, fossil fuels provide the majority of the world's energy (gas, oil, and coal). Excessive use of non-renewable energy depletes reserves of this type of energy and contributes to greenhouse gas emissions, which pollute the environment and deadly threat to organisms [2]. Solar energy's availability is as an environmentally friendly, limitless, and free power source on the entire globe's surface [3]. Meanwhile, the growing usage of non-linear loads in the residential sector, and industrial sectors, causes problems related to the quality of energy [4]. These devices act as generators of harmonic currents inducing a consumption of reactive power [5]. To remedy these disadvantages, a curative solution consists in connecting a filtering device composing of an inverter in parallel with the system: nonlinear load – three-phase power source [6]. This Shunt Active Power Filter (SAPF) injects a current that opposes the reactive power and current harmonics emitted by the nonlinear load, to eventually makes the

source current sinusoidal and in phase with its voltage, is frequently used [7, 8]. In the literature, many commands schemes have been adopted to control the SAPF. Hysteresis current approach is one of the most known methods [9]. However, it operates with a variable switching frequency [6]. To overcome such problem, authors have been suggested other commands such as Direct Power Control (DPC) [10, 11]. This command does not need Pulse-Width Modulation (PWM) or current control loops [12]. DPC is represented by a reference to the active power and another reference of the zero reactive power [13]. Nevertheless, these methods present also some issues related to high sampling rate and variable switching frequency [5]. To remedy these disadvantages, it is important to introduce other DPC structures. These later are represented in the DPC with space vector modulation which is used a linear Proportional Integral (PI) controllers and modulator of voltage instead of a hysteresis comparators and switching table [14]. However, this method requires the use of setting of the PI regulators and

© G. Boudechiche, O. Aissa, M. Sarra, I. Griche

coordinate transforms. For this reason, researchers, suggest other technique that known as predictive DPC, characterized by high accuracy [15]. Although this method needs complex calculations [9]. Nevertheless, when the aforementioned commands are used in distorted or unbalanced conditions of the power source, the performance of the system is deteriorated with degradation of the Total Harmonic Distortion (THD) contents which appears in input currents.

Goal of the article. This paper presents a new DPC method in order to improve the power quality under distorted, unbalanced or balanced grid voltage conditions. Moreover, this command needs to have zero disturbance references in reactive and active power.

Various regulators are used to keep the DC-link voltage at its desired value. Among them, the traditional PI regulator, which offers an excellent responsiveness in steady state [16], but performs poorly in transient states [11]. To remedy this problem, the suggested regulator in this paper is performed by an Anti-Windup Fractional Order Proportional-Integral Differentiator AW-FO($PI^{\epsilon}D^{\eta}$) regulator, replacing the traditional PI regulator that maintains the DC-link voltage at its reference value. This AW-FO($PI^{\epsilon}D^{\eta}$) regulator with two extra freedom degrees ϵ and η presents shorter response time and better dynamic response compared to the traditional PI regulator [17, 18]. In contrast to the traditional PI regulator used in DPC, which has poor responses in dynamic conditions, the output of the AW-FOPID regulator contributes to the delivery of the active power. Concerning the setting of the AW-FOPID parameters, Particle Swarm Optimization (PSO) technique is used to minimize the objective function. In fact, this is the first time that the optimized AW-FOPID regulator has been integrated into the new DPC configuration.

As the irradiation varies, several techniques of Maximum Power Point Tracking (MPPT) have been proposed [19, 20]. In our research, Fuzzy Logic Controller (FLC) has been used to track the MPPT and to solve the problem of the rapidly changing irradiance [9]. This work proposes a combination of two advanced techniques, the optimized AW-FOPID and FLC, applied to the Improved DPC (IDPC) strategy under different conditions related to climate changes and healthy or infected electrical network.

2. Description of solar SAPF controlled by the IDPC with optimized AW-FOPID regulator based on PSO-SF algorithm.

2.1. Description of IDPC strategy for the SAPF. The rejection of disturbances affecting the grid is provided by the IDPC command. Its principle role consists to eliminate the unwanted harmonics of the source currents due to contamination and unbalance of the power in the presence of the photovoltaic (PV) system. The IDPC approach needs no reactive and active power perturbation reference to reject the influence of the deformed electrical network as shown in Fig. 1 [21]. The currents participating to the calculation of reactive and active powers are assessed as follows:

$$\begin{bmatrix} \xi I_{sa} \\ \xi I_{sb} \\ \xi I_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{sa}^* \\ I_{sb}^* \\ I_{sc}^* \end{bmatrix}. \quad (1)$$

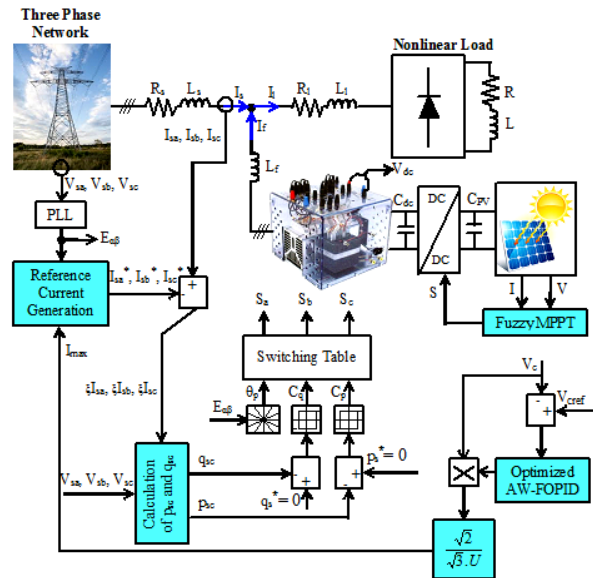


Fig. 1. SAPF articulated on the IDPC method with PV system

In the IDPC, the amplitude of the input currents I_{max} is given by the multiplication of the output voltage regulator AW-FOPID by the measured V_c voltage. This first result obtained is multiplied by a value gain $\sqrt{2} / \sqrt{3}U$. So, fundamental terms of these currents are delivered from the phase-locked loop block. The three reference source currents can be formulated as:

$$\begin{bmatrix} I_{sa}^* \\ I_{sb}^* \\ I_{sc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{max} \sin(\omega t) \\ I_{max} \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ I_{max} \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Substitution (2) in (1) gives the following equation:

$$\begin{bmatrix} \xi I_{sa} \\ \xi I_{sb} \\ \xi I_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{max} \sin(\omega t) \\ I_{max} \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ I_{max} \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Consequently, instantaneous reactive and active powers (Q_{sc} and P_{sc}) provided by the harmonic component:

$$Q_{sc} = \frac{1}{\sqrt{3}} [(V_{sb} - V_{sc}) \xi I_{sa} + (V_{sc} - V_{sa}) \xi I_{sb} + (V_{sa} - V_{sb}) \xi I_{sc}]; \quad (4)$$

$$P_{sc} = V_{sa} \xi I_{sa} + V_{sb} \xi I_{sb} + V_{sc} \xi I_{sc}, \quad (5)$$

where $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$ are the distorted or unbalanced source currents and voltages of the phase A, B, C.

In this IDPC controller, the references of the active and reactive powers are set to zero value to ensure rejection of grid disturbances which are emitted by the load and to achieve a sinusoidal input current. For this reason, both reference active (p_{sc}^*) and reference reactive (q_{sc}^*) powers are set to zero.

2.2. AW-FOPID regulator based on PSO with the spreading factor (PSO-SF) algorithm.

Optimized AW-FOPID regulator. The traditional PI regulator suffers from some problem in the transient states [16]. To remedy this issue, the proposed regulator is performed by AW-FO($PI^{\epsilon}D^{\eta}$), replacing the traditional PI regulator to keep the DC bus voltage at its reference value with small undershoots and overshoots in the voltage. The AW-FO($PI^{\epsilon}D^{\eta}$) has a general form that includes the derivative η and the integral ϵ actions order, which are not integers

(Fig. 2). From Fig. 2, the transfer function of the optimized AW-FOPID regulator is given:

$$G(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + K_i s^{-\varepsilon} + K_d s^\eta, \quad (6)$$

where K_d , K_p , K_i are the derivative, proportional and integral gain factors, respectively; η , ε are the derivative and integral orders respectively; $Y(s)$ is the output signal; $R(s)$ is the input signal, $E(s)$ is the error; $C(s)$ is the plant's transfer function. It is obvious that the choice of η and ε gives the traditional regulators, i.e. PI regulator ($\eta = 0$) and PID regulator ($\varepsilon, \eta = 1$).

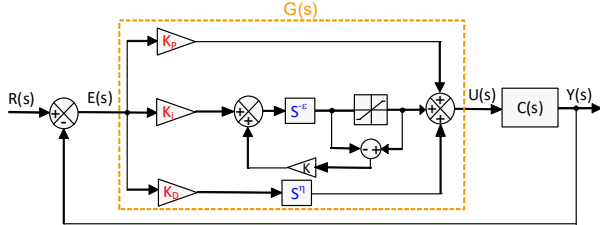


Fig. 2. General form regulator

a) Fractional Order Method. The technique suggested by Oustaloup in 1995 [17] adequate to approximate the Fractional Order (FO) to Laplace transfer functions. The Oustaloup's approximation model's term s^β is valid in the range $[-1; 1]$. s^β as an FO integrator if $\beta \in [-1; 0]$ and as an FO differentiator if $\beta \in [0; 1]$. In addition, this approximation employs a recursive distribution of zeroes and poles. So, the Oustaloup's approximation is evaluated as:

$$s^\beta = K \prod_{k=-M}^M \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k}, \quad (7)$$

where:

$$K = \omega_h^\beta, \quad (8)$$

$$\omega_k = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\left(\frac{k+M+0.5(1+\beta)}{2M+1} \right)}, \quad (9)$$

$$\omega'_k = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\left(\frac{k+M+0.5(1-\beta)}{2M+1} \right)}, \quad (10)$$

where ω_h , ω_b are the high and low frequencies, respectively; K is the adjustment gain; M is the number of zeros and poles; ω_k and ω'_k are respectively the poles and zeros of interval k ; $(2M + 1)$ is the approximation function order.

b) PSO with the Spreading Factor (PSO-SF).

Depending on (6), the optimized AW-FOPID regulator has 5 parameters to be tuned (K_d , K_i , K_p , η , ε). Therefore, the PSO technique is used to tune the AW-FOPID parameters by minimizing the objective function f . PSO is a stochastic optimization algorithm based on the behaviour of swarms such as birds and fish [22-24]. In PSO technique, particle is regarded a potential solution for determining the best solution to the problem. Moreover, the position of a particle is influenced by its own best found position. The best position of the particle i is given as:

$$y_i(t+1) = \begin{cases} y_i(t) & \text{if } f(x_i(t+1)) \geq f(y_i(t)); \\ x_i(t+1) & \text{if } f(x_i(t+1)) < f(y_i(t)), \end{cases} \quad (11)$$

where f is the objective function; x_i is the particle's current position which is updated at time step t .

The basic PSO equations can be represented as:

$$x_i(t+1) = x_i(t) + V_i(t+1), \quad (12)$$

$$v_{i,j} = \omega \cdot v_{i,j}(t) + c_1 \cdot \Delta_1 + c_2 \cdot \Delta_2, \quad (13)$$

where:

$$\Delta_1 = r_{1,j} \cdot (y_{i,j}(t) - x_{i,j}(t)); \quad (14)$$

$$\Delta_2 = r_{2,j} \cdot (y_j^n(t) - x_{i,j}(t)), \quad (15)$$

where c_1 , c_2 are the acceleration constants, $v_{i,j}$ is the j^{th} element of the velocity vector of the i^{th} particle; $r_{1,j}$, $r_{2,j}$ are the random coefficients; ω is the inertia weight. This operation is stopped when the velocity updates tend to zero.

In PSO algorithm, each particle must update its own best individual objective function in each iteration. The individual objective function of each particle is calculated by using the integral time absolute error (MSE – Mean Squared Error):

$$MSE = \sum_{t_s=0}^N e^2 / N, \quad (16)$$

where t_s is the time rang of simulation; N is the total number of points for which the optimization is carried out; e is the error signal.

In this work, PSO with the spreading factor (PSO-SF) [25] is used instead of standard PSO to set the AW-FOPID regulator parameters. By applying the PSO-SF technique, the acceleration coefficient (c_1 and c_2) and inertia weight (ω) are given:

$$c_1 = c_2 = 2 \cdot (1 - (\text{current epoch} / \text{total epoch})); \quad (17)$$

$$\omega = e^{(-\text{current epoch} / (SF \cdot \text{total epoch})),} \quad (18)$$

where $SF = 0.5(\text{spread} + \text{deviation})$.

The algorithm's instructions to be followed of the tuning this regulator by PSO-SF:

1. Initialize the parameters of the 5 controller parameters: position range varies from 0.01 to 15; inertia weight ω from 0 to 1; velocity range varies from -0.001 to 0.5; acceleration c_1 and c_2 from 0.01 to 2;
2. Distribute particles at random within predefined ranges;
3. Evaluate the objective function by using (16) with MSE tending to 0;
4. Update new individual fitness if the present individual fitness is better to the prior individual fitness;
5. Identify the best particle objective function among the swarm;
6. Update the new population fitness if the present population fitness is better than the prior population fitness;
7. Use (12), (13) to determine the velocity and update the position;
8. Use (17), (18) to determine the new acceleration coefficients c_1 and c_2 and the inertia weight ω ;
9. End.

2.3. Fuzzy MPPT. FLC is employed for tracking the MPP of PV array under any weather conditions [3]. This algorithm is very efficient for both nonlinear and linear systems [26]. The FLC has 3 steps: fuzzification, defuzzification and rules inference. The inputs of fuzzy MPPT are usually represented by a change in error ΔE and an error E [9]:

$$\begin{cases} E(k) = \Delta P / \Delta V; \\ \Delta E(k) = E(k) - E(k-1), \end{cases} \quad (19)$$

where:

$$\Delta V = V(k) - V(k-1); \quad (20)$$

$$\Delta P = P(k) - P(k-1); \quad (21)$$

where $V(k-1)$, $V(k)$, $P(k-1)$, $P(k)$ are respectively the voltage and the power of the PV at the sampling times $(k-1)$ and k [9].

The input variables $\Delta E(k)$ and $E(k)$ of fuzzy MPPT are divided into 5 fuzzy sets: Negative Small (*NS*), Positive Big (*PB*), Positive Small (*PS*), Zero (*ZO*) and Negative Big (*NB*). The rule base connects the fuzzy inputs to the fuzzy output by the syntax: «if *L* and *M*, then *N*» [9] (Table 1).

Table 1

Fuzzy MPPT

$\downarrow E/\Delta E \rightarrow$	<i>NB</i>	<i>NS</i>	<i>ZO</i>	<i>PS</i>	<i>PB</i>
<i>NB</i>	<i>PS</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>NB</i>	<i>NS</i>
<i>NS</i>	<i>ZO</i>	<i>PS</i>	<i>PS</i>	<i>NS</i>	<i>ZO</i>
<i>ZO</i>	<i>ZO</i>	<i>ZO</i>	<i>ZO</i>	<i>ZO</i>	<i>ZO</i>
<i>PS</i>	<i>ZO</i>	<i>NS</i>	<i>NS</i>	<i>PS</i>	<i>ZO</i>
<i>PB</i>	<i>NS</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>PB</i>	<i>PS</i>

The incremental duty cycle ΔD is calculated as [9]:

$$\Delta D = \frac{\sum_{j=0}^n w_j \Delta D_j}{\sum_{j=0}^n w_j}, \quad (22)$$

where ΔD_i is the value corresponding to ΔD_j ; w is the weighting factor; n is the maximum number of effective rules.

Finally, the duty cycle is calculated by adding this modification to the control's prior value:

$$D(k+1) = D(k) + \Delta D(k). \quad (23)$$

3. Presentation and discussion of results.

To validate the performance and feasibility of the approaches suggested in this paper, several simulation tests were run in the MATLAB/Simulink. Table 2 lists the parameters that were used for these tests.

Table 2
Parameters for the simulation

Parameter	Value	Parameter	Value
L_s , mH	0.1	L_l , mH	0.566
R_s , Ω	0.1	R_l , Ω	0.01
Switching frequency (DC/AC converter), kHz	20	Switching frequency (DC/DC boost converter), kHz	5
V_s , V	70	V_{ref} , V	227.68
f_s , Hz	50	C_{pv} , μ F	20
L , mH	10	L_{pv} , mH	3
R , Ω	40	K_i	60
L_f , mH	2.5	K_d	0.011
R_f , Ω	0.01	K_p	0.95
C_{dc} , μ F	2200	N	2
η	0.5	ε	0.4

Figure 3 illustrates the relationship between the current I and power P generated by the PV generator in response to different solar irradiation profiles G . Initially, prior to time $t = 0.5$ s, no power or current is produced when the solar irradiation is at zero. Subsequently, from 0.5 s to 2 s, the PV's power and current follow specific trajectories determined by the irradiation profile. During this period, the irradiation gradually rises from 0 to 800 W/m² until $t = 0.9$ s, resulting in the generation of 30 A with 4 kW output by using the FLC. At $t = 0.9$ s, the solar irradiation decreases from 800 to 300 W/m², leading to a decline in current

from 30 A to 10 A and power from 4 kW to 1.43 kW. Then, at $t = 1.3$ s, the solar irradiation increases again, reaching 1000 W/m² and maintaining this level, thereby providing 5 kW with 40 A output.

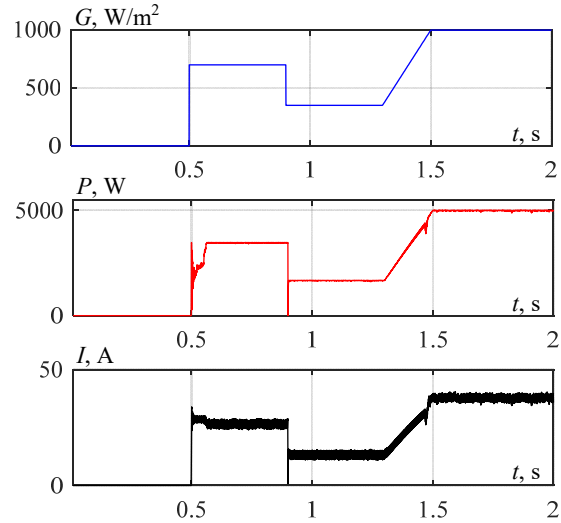


Fig. 3. Irradiation profile, power and current of the PV module

Figure 4 illustrates powers evolutions, obtained by the IDPC with optimized AW-FOPID and FLC MPPT. When the solar irradiation $G = 0$, the grid supplies the power P_s to the non-linear load P_l . Subsequently, upon the integration of the PV system, during the time interval [0.5, 2] s, the PV generator caters to the load's power demand P_f with any excess power being fed back into the electrical network. From 0.1 to 2 s, the grid's reactive power Q_s is reduced to zero following the installation of the SAPF.

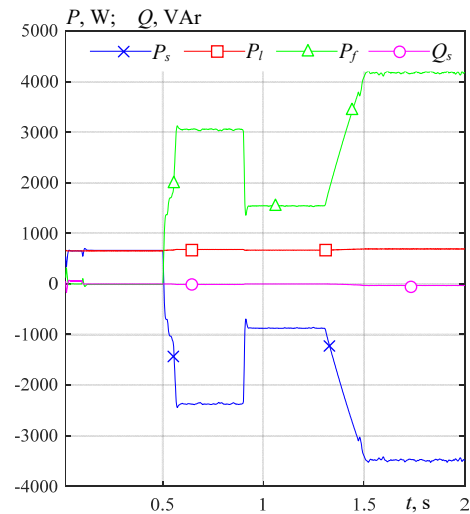


Fig. 4. Powers evolution for the proposed DPC

Figures 5, 7 display the current I_s and voltage V_s waveforms of the source, load current I_l and filter current I_f before and after filtering with and without the PV module.

In the absence of filtering and without PV integration, the source current exhibits distortion and deformation, with a THD of 30.35 %. However, upon the insertion of the SAPF at $t = 0.1$ s, the source current transforms into a sinusoidal waveform and synchronizes with the network voltage. Consequently, the THD is significantly reduced to 3.33 % for the IDPC with optimized AW-FOPID and 1.68 % for the IDPC with PI control (Table 3). Subsequently, during the period from

0.5 s to 2 s, SAPF comes into operation, ensuring that the source currents remain sinusoidal and in opposite phase to their corresponding voltages. As a result, the THD further decreases to 2.47 % for the IDPC with optimized AW-FOPID and 1.57 % for the IDPC with PI control (Table 3).

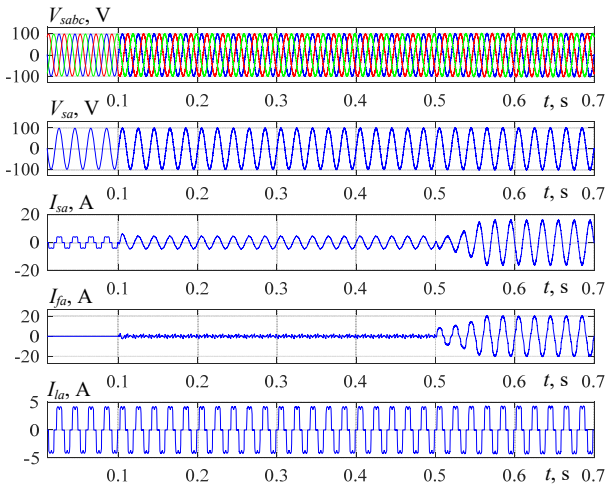


Fig. 5. Zoomed-in view on the SAPF articulated on IDPC with FLC and optimized AW-FOPID regulator: source currents and voltages, load and filter currents

Table 3

Comparison of source current THD for balanced network voltage

Control	Source current THD, %		
	Without SAPF	SAPF without PV	SAPF with PV
IDPC approach with optimized AW-FOPID regulator	30.35	3.33	2.47
IDPC approach with standard PI regulator	30.35	01.68	1.57

The DC-link voltage V_c stabilizes at its reference value V_{cref} during the introduction of the SAPF, and at each change in irradiation it returns to V_{cref} , justified by the exchange of energy between the nonlinear load, the grid, and the SAPF as shown in Fig. 6, 8 and Table 4.

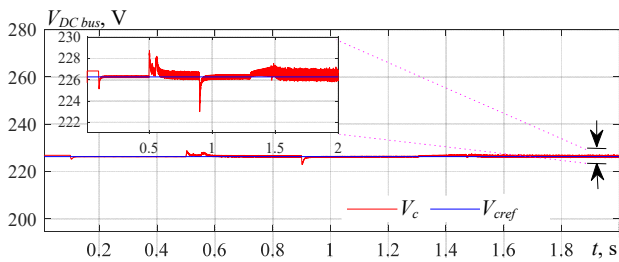


Fig. 6. Zoom on DC-link voltage of the SAPF articulated on IDPC with FLC and optimized AW-FOPID regulator

During the period [0.1, 0.5] s, where $G = 0$, it can be seen that V_c decreases from 226.27 V to 225.12 V for optimized AW-FOPID and 159.99 V for PI with response time 0.0182 s and 0.13 s, respectively. When $G = 800 \text{ W/m}^2$ during [0.5-0.9] s, it can be noticed that V_c increases from 226.27 V to 229.26 V for optimized AW-FOPID and 265.7 V for PI with response time 0.077 s and 0.19 s, respectively. When $G = 300 \text{ W/m}^2$ during the period [0.9-1.3] s, it can be observed that V_c decreases from 226.27 V to 221.99 V for optimized AW-FOPID and 193.68 V for PI with response time 0.047 s and 0.12 s, respectively. Finally, in the period [1.3-2] s, where $G = 1000 \text{ W/m}^2$, it can be seen that

V_c increases from 226.27 V to 227.3 V for optimized AW-FOPID and 237.5 V for PI with response time 0.174 s and 0.29 s, respectively.

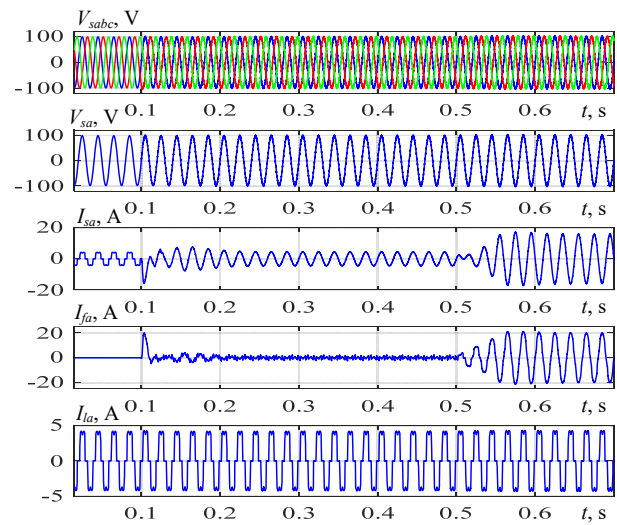


Fig. 7. Zoom of SAPF articulated on IDPC with FLC and PI regulator: source currents and voltages, load and filter currents

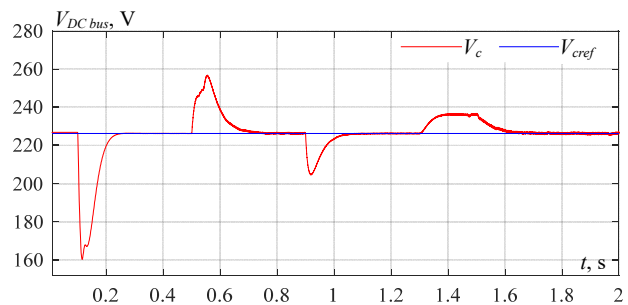


Fig. 8. Zoom on DC-link voltage of the SAPF articulated on IDPC equipped with FLC and PI regulator

Table 4

Comparison of the optimized AW-FOPID with traditional PI regulator under **balanced** network voltage and variations in solar irradiation

Control	IDPC approach with optimized AW-FOPID regulator	IDPC approach with PI regulator
SAPF without PV ΔV , V	Voltage drop of 1.15	Voltage drop of 66.28
SAPF without PV Δt , s	0.0182	0.13
SAPF with PV ΔV , V	Overshoot of 2.99	Overshoot of 39.43
	Voltage drop of 4.28	Voltage drop of 32.59
	Overshoot of 1.03	Overshoot of 11.23
SAPF with PV Δt , s	0.077	0.19
	0.047	0.12
	0.174	0.29

The optimized AW-FOPID regulator demonstrates notable advantages over the traditional PI regulator under balanced network voltage and varying solar irradiation conditions. Figures 6, 8 and Table 4 present the performance comparison, highlighting the following key aspects:

- *Voltage drops.* The optimized AW-FOPID regulator exhibits reduced voltage drops compared to the traditional PI regulator. This means that the AW-FOPID controller maintains a more stable voltage profile, minimizing fluctuations and ensuring a smoother operation.

• *Voltage overshoots.* The optimized AW-FOPID regulator also shows smaller voltage overshoots than the traditional PI regulator. This implies that the AW-FOPID controller achieves better control over the system's response, preventing excessive deviations and maintaining tighter regulation.

• *Short response time.* The optimized AW-FOPID regulator achieves a shorter response time compared to the traditional PI regulator. This indicates that the AW-FOPID controller can rapidly adapt to changes in the system, providing quicker and more accurate adjustments.

In summary, the optimized AW-FOPID regulator outperforms the traditional PI regulator in terms of voltage stability, response speed, and overall system control, making it a more efficient and effective choice for systems operating under balanced network voltage and varying solar irradiation conditions.

Unbalanced and distorted network voltages tests.

A first test based on unbalanced network voltages is performed to test the robustness of the IDPC: $V_{sa} = 70$ V, $V_{sb} = 120$ V, $V_{sc} = 60$ V. The simulation results of the SAPF articulated on IDPC equipped with the optimized AW-FOPID, PI regulator and FLC, operating under unbalanced network voltage, are shown in Fig. 9, 11.

Figures 9, 11 display the source currents and voltages, the load currents and filter currents, after and before filtering, with and without PV array under unbalanced network voltages. Before filtering and without PV, the source current is deformed with THD is 30.32 %. After the SAPF is inserted at the instant 0.1 s, the source current becomes sinusoidal and synchronizes with network voltage. The THD in this situation is 3.76 % for the IDPC with optimized AW-FOPID and 3.21 % for the IDPC with PI (Table 5). Then from 0.5 to 2 s, the SAPF starts operating, where the source currents stay sinusoidal and in opposition phase with the corresponding voltages. So, THD is 4.57 % for the IDPC with optimized AW-FOPID and 3.8 % for the IDPC with PI (Table 5).

Table 5

Comparison of source current THD for unbalanced network voltage

Control	THD of source current, %	
	IDPC approach with optimized AW-FOPID regulator	IDPC approach with standard PI regulator
Without SAPF	30.32	30.32
SAPF without PV	3.76	3.21
SAPF with PV	4.57	3.8

During the period [0.1, 0.5] s, where $G = 0$, it can be seen that V_c increases from 226.27 V to 242.16 V for optimized AW-FOPID with response time 7.65 ms. The simulation results of the solar SAPF articulated on the IDPC equipped with the optimized AW-FOPID, PI regulator and FLC controller, operating under unbalanced network voltage, are shown in Fig. 9, 11. Whereas, it can be observed that V_c decreases from 226.27 V to 225.06 V for optimized AW-FOPID and 169.89 V for PI with response time 8 ms and 0.109 s, respectively. However, when $G = 800$ W/m² during [0.5-0.9] s, it can be noticed that V_c increases from 226.27 V to 229.79 V for optimized AW-FOPID and 275.1 V for PI with response time 22.5 ms and 0.155 s, respectively.

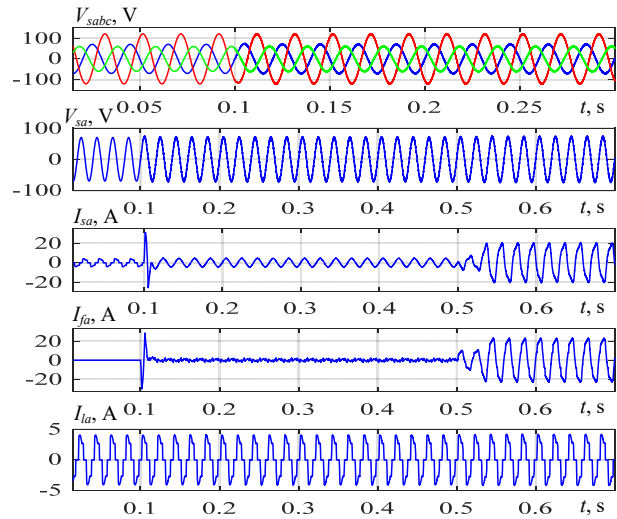


Fig. 9. Zoom of SAPF articulated on the IDPC with FLC and optimized AW-FOPID regulator under unbalanced network voltages: source currents and voltages, load and filter currents

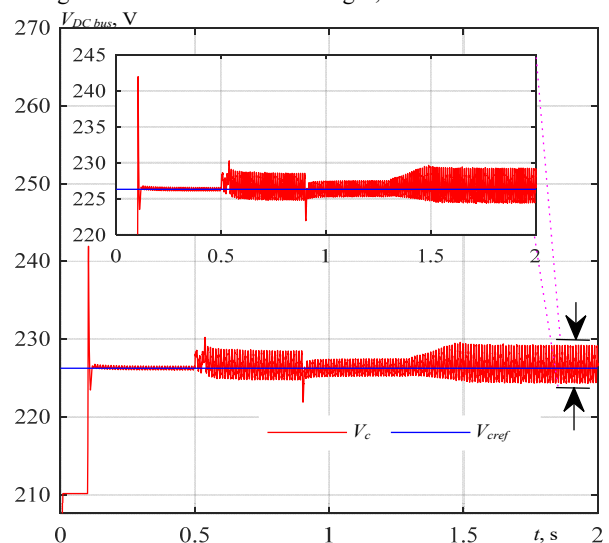


Fig. 10. Zoom on DC-link voltage of the SAPF articulated on the IDPC with FLC and optimized AW-PID regulator under unbalanced network voltages

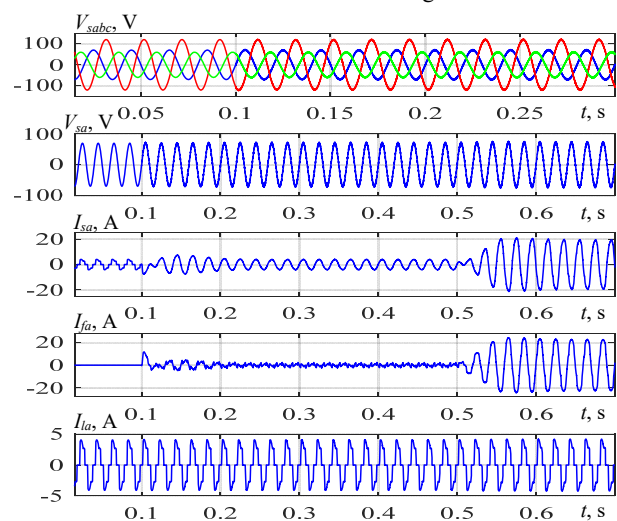


Fig. 11. Zoomed of SAPF articulated on the IDPC with FLC and PI regulator under unbalanced network voltages: source currents and voltages, load and filter currents

During the insertion of the SAPF, the DC-link voltage V_c stabilizes at its reference value V_{cref} . Additionally, at each

change in solar irradiation, the DC-link voltage returns to the reference value V_{cref} (Fig. 10, 12, Table 6). Then, when $G = 300 \text{ W/m}^2$ during the period [0.9-1.3] s, it can be observed that V_c decreases from 226.27 V to 220.54 V for optimized AW-FOPID and 188 V for PI with response time 16.93 ms and 0.12 s, respectively. Finally, in the period [1.3-2] s, where $G = 1000 \text{ W/m}^2$, it can be seen that V_c increases from 226.27 V to 246.81 V for PI with response time 0.7 s.

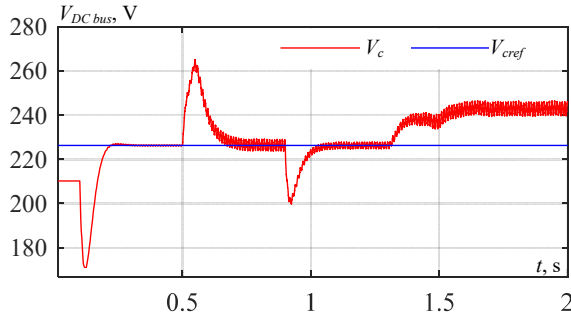


Fig. 12. Zoom on DC-link voltage of the SAPF articulated on the IDPC equipped with FLC and PI regulator under unbalanced network voltages

Table 6

Comparison of the optimized AW-FOPID with traditional PI regulator under **unbalanced** network voltage and variations in solar irradiation

Control	IDPC approach with optimized AW-FOPID regulator	IDPC approach with PI regulator
SAPF without PV ΔV , V	Overshoot of 15.89 Voltage drop of 1.21	Voltage drop of 56.38
SAPF without PV Δt , s	0.00765 0.008	0.109
SAPF with PV ΔV , V	Overshoot of 3.52 Voltage drop of 5.73	Overshoot of 48.83 Voltage drop of 38.27 Overshoot of 20.54
SAPF with PV Δt , s	0.0225 0.01693	0.155 0.12 0.7

In summary, the optimized AW-FOPID controller demonstrates better performance in maintaining the DC-link voltage V_c closer to its reference value V_{cref} during varying solar irradiation. It achieves faster response times and smaller voltage deviations compared to the traditional PI controller in most situations.

As a result, the optimized AW-FOPID regulator has a smaller voltage drops and overshoots with a short response time under unbalanced network voltage with variations in solar irradiation compared to those obtained from the traditional PI controller (Fig. 10, 12, Table 6).

The second test of the IDPC approach's robustness is articulated on network voltage distortion. In this test, the fundamental input voltages are superimposed with the fifth harmonic voltage. The simulation results of the solar SAPF articulated on the IDPC equipped with the optimized AW-FOPID, PI regulator and FLC controller, operating under distorted network voltage (Fig. 13, 15).

Figures 13, 15 present the waveforms of source currents and voltages, load currents, and filter currents before and after filtering, with and without the PV array under distorted network conditions. Initially, the source current is distorted and deformed with a THD of 36.9 %.

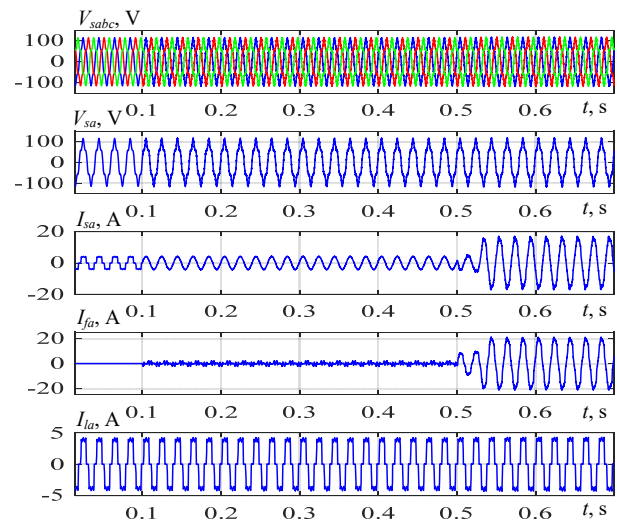


Fig. 13. Zoom of SAPF articulated on IDPC with FLC and optimized AW-PID regulator under distorted network voltages: source currents and voltages, load and filter currents

Upon the insertion of the SAPF at $t = 0.1$ s, the source current undergoes significant improvement, transforming into a sinusoidal waveform and synchronizing with the network voltage. The THD reduces to 2.97 % for the IDPC with optimized AW-FOPID and 3.02 % for the IDPC with PI control (Table 7).

Subsequently, from 0.5 s to 2 s, the SAPF becomes operational, resulting in the source currents remaining sinusoidal and in opposition phase to their corresponding voltages. During this period, the THD is 4.62 % for the IDPC with optimized AW-FOPID and 3.15 % for the IDPC with PI control (Table 7).

During the introduction of the SAPF, the DC-link voltage V_c stabilizes at its designated value V_{cref} , and whenever there is a change in solar irradiation, it returns to this reference value (Fig. 14, 16, Table 8).

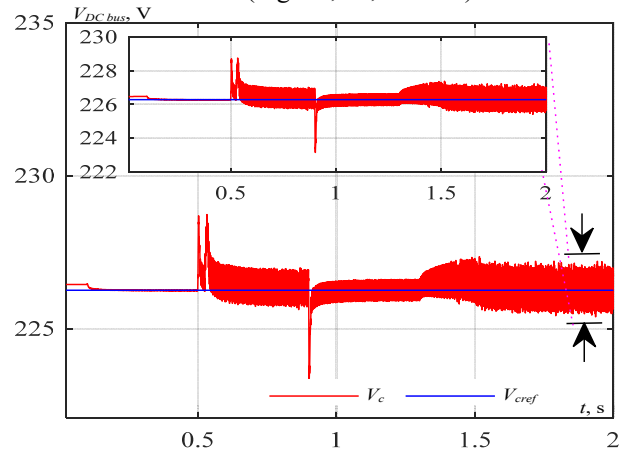


Fig. 14. Zoom on DC-link voltage of the SAPF articulated on the IDPC equipped with FLC and optimized AW-PID regulator under distorted network voltages

Table 7

Comparison of source current THD under distorted network voltage with variations in solar irradiation

Control	THD of source current, %	
	IDPC approach with optimized AW-FOPID regulator	IDPC approach with standard PI regulator
Without SAPF	36.9	36.9
SAPF without PV	2.97	3.02
SAPF with PV	4.62	3.15

Table 8

Comparison of the optimized AW-FOPID with classical PI under distorted grid voltage with variations in solar irradiation

Control	IDPC approach with optimized AW-FOPID regulator	IDPC approach with PI regulator
SAPF without PV ΔV , V	Overshoot of 1.64	Voltage drop of 69.27
SAPF without PV Δt , s	0.1	0.13
SAPF with PV ΔV , V	Overshoot of 3.29 Voltage drop of 4.28	Overshoot of 40.73 Voltage drop of 32.28 Overshoot of 12.23
SAPF with PV Δt , s	0.052 0.0296	0.18 0.15 0.313

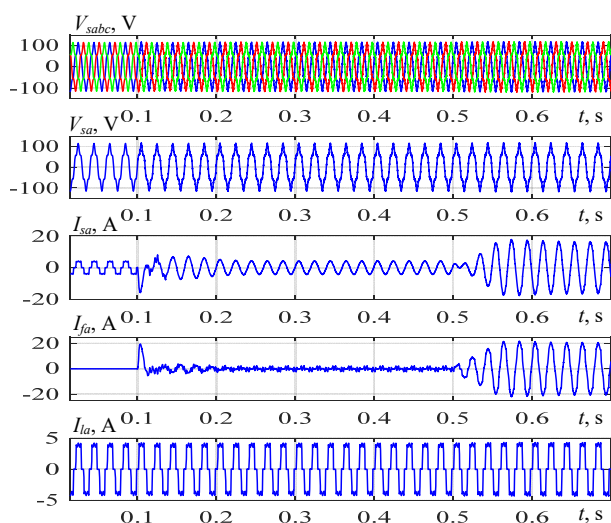


Fig. 15. Zoom of SAPF articulated on IDPC with FLC and PI regulator under distorted network voltages: source currents and voltages, load and filter currents

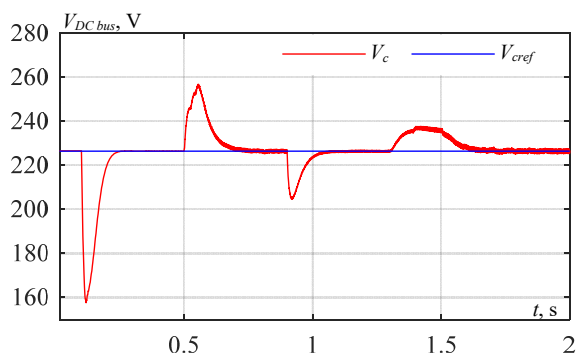


Fig. 16. Zoom on DC-link voltage of the SAPF articulated on the IDPC equipped with FLC and PI regulator under distorted network voltages

Let's summarize the observations during different periods:

• **Period [0.1, 0.5] s ($G = 0$).**

Optimized AW-FOPID: V_c increases from 226.27 V to 227.91 V with a response time 0.1 s.

PI: V_c decreases from 226.27 V to 157 V with a response time 0.13 s.

• **Period [0.5, 0.9] s ($G = 800 \text{ W/m}^2$).**

Optimized AW-FOPID: V_c increases from 226.27 V to 229.56 V with a response time 0.052 s.

PI: V_c increases from 226.27 V to 267 V with a response time 0.18 s.

• **Period [0.9, 1.3] s ($G = 300 \text{ W/m}^2$).**

Optimized AW-FOPID: V_c decreases from 226.27 V to 221.99 V with a response time 0.0296 s.

PI: V_c decreases from 226.27 V to 193.99 V with a response time 0.15 s.

• **Period [1.3, 2] s ($G = 1000 \text{ W/m}^2$).**

PI: V_c increases from 226.2 V to 238.5 V with a response time 0.313 s.

In summary, the DC-link voltage V_c in the system remains stable at the reference value V_{cref} during SAPF insertion and readjusts to this value at every change in solar irradiation. The optimized AW-FOPID regulator successfully maintains V_c close to its reference value with faster response times with fewer and smaller voltage deviations in most situations compared to the traditional PI regulator. However, during $G = 1000 \text{ W/m}^2$, the PI regulator exhibits a higher response time and a slightly higher V_c value compared to the optimized AW-FOPID regulator. As a result, the optimized AW-FOPID regulator has a smaller voltage drops and overshoots with a short response time under distorted network voltage with variations in solar irradiation compared to those obtained from the traditional PI controller, as represented in Fig. 14, 16 and Table 8.

4. Conclusions. This paper investigates an improved Direct Power Control (DPC) articulated on optimized Anti-Windup Fractional Order Proportional-Integral Differentiator (AW-FOPID) regulator for a double-stage grid-interconnected photovoltaic system, associated with a Shunt Active Power Filter (SAPF). The primary objective is to reject the perturbations deforming the electrical network and ensures agreeable total harmonic distortion under distorted, unbalanced and balanced grid voltage conditions. The particle swarm optimization algorithm is employed to tune the parameters of the AW-FOPID regulator by minimizing an objective function. Therefore, the improved DPC strategy ensures efficient delivery of SAPF by replacing the traditional PI controller with the optimized AW-FOPID regulator. Moreover, a fuzzy logic controller is integrated into the system to effectively track the maximum power point under diverse weather conditions. The study's results demonstrate the superior performance of studied control strategies in terms of response time, undershoots and overshoot in the DC link voltage under distorted, unbalanced and balanced network voltage with variations in solar irradiation compared to those obtained from the traditional PI regulator.

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

REFERENCES

1. Mansouri N., Lashab A., Guerrero J.M., Cherif A. Photovoltaic power plants in electrical distribution networks: a review on their impact and solutions. *IET Renewable Power Generation*, 2020, vol. 14, no. 12, pp. 2114-2125. <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2019.1172>.
2. Lashab A., Sera D., Hahn F., Juarez Camurca L., Liserre M., Guerrero J.M. A Reduced Power Switches Count Multilevel Converter-Based Photovoltaic System With Integrated Energy Storage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, vol. 68, no. 9, pp. 8231-8240. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3009594>.
3. Abouadane H., Fakkar A., Sera D., Lashab A., Spataru S., Kerekes T. Multiple-Power-Sample Based P&O MPPT for Fast-Changing Irradiance Conditions for a Simple Implementation. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2020, vol. 10, no. 5, pp. 1481-1488. doi: <https://doi.org/10.1109/JPHOTOV.2020.3009781>.

4. Youcefa B., Massoum A., Barkat S., Wira P. Backstepping Direct Power Control for Power Quality Enhancement of Grid-connected Photovoltaic System Implemented with PIL Co-simulation Technique. *Advances in Modelling and Analysis C*, 2019, vol. 74, no. 1, pp. 1-14. doi: https://doi.org/10.18280/ama_c.740101.
5. El Ouanjli N., Motahhir S., Derouich A., El Ghzizal A., Chebabhi A., Taoussi M. Improved DTC strategy of doubly fed induction motor using fuzzy logic controller. *Energy Reports*, 2019, vol. 5, pp. 271-279. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2019.02.001>.
6. Aissa O., Moulahoum S., Colak I., Babes B., Kabache N. Analysis and experimental evaluation of shunt active power filter for power quality improvement based on predictive direct power control. *Environmental Science and Pollution Research*, 2018, vol. 25, no. 25, pp. 24548-24560. doi: <https://doi.org/10.1007/s11356-017-0396-1>.
7. Bourouis B., Djeghloud H., Benalla H. Energy efficiency of a 3-level shunt active power filter powered by a fuel-cell / battery DC bus with regulated duty cycles. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 5, pp. 30-38. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.5.05>.
8. Chemidi A., Benhabib M.C., Bourouis M.A. Performance improvement of shunt active power filter based on indirect control with a new robust phase-locked loop. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 4, pp. 51-56. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.07>.
9. Boudechiche G., Sarra M., Aissa O., Lashab A. Intelligent Solar Shunt Active Power Filter Based on Direct Power Control Strategy. *Lecture Notes in Networks and Systems*, 2021, vol. 174, pp. 467-477. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-63846-7_44.
10. Noguchi T., Tomiki H., Kondo S., Takahashi I. Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998, vol. 34, no. 3, pp. 473-479. doi: <https://doi.org/10.1109/28.673716>.
11. Sarra M., Belkaid A., Colak I., Boudechiche G., Kayisli K. Fuzzy-MPPT Controller Based Solar Shunt Active Power Filter. *2022 11th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*, 2022, pp. 436-440. doi: <https://doi.org/10.1109/ICRERA55966.2022.9922873>.
12. Essoussi B., Moutabir A., Bensassi B., Ouchatti A., Zahraoui Y., Benazza B. Power Quality Improvement using a New DPC Switching Table for a Three-Phase SAPF. *International Journal of Robotics and Control Systems*, 2023, vol. 3, no. 3, pp. 510-529. doi: <https://doi.org/10.31763/ijrcs.v3i3.1042>.
13. Naamane D., Laid Z., Fateh M. Power Quality Improvement Based on Third-Order Sliding Mode Direct Power Control of Microgrid-Connected Photovoltaic System with Battery Storage and Nonlinear Load. *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*, 2023, vol. 47, no. 4, pp. 1473-1490. doi: <https://doi.org/10.1007/s40998-023-00627-4>.
14. Liu X., Qiu L., Wu W., Ma J., Fang Y., Peng Z., Wang D. Efficient model-free predictive power control for active front-end modular multilevel converter. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2021, vol. 132, art. no. 107058. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.107058>.
15. Lhachemi H., Prieur C., Trelat E. PI Regulation of a Reaction-Diffusion Equation With Delayed Boundary Control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2021, vol. 66, no. 4, pp. 1573-1587. doi: <https://doi.org/10.1109/TAC.2020.2996598>.
16. Boudechiche G., Sarra M., Aissa O., Gaubert J.-P., Benlahbib B., Lashab A. Anti-Windup FOPID-Based DPC for SAPF Interconnected to a PV System Tuned Using PSO Algorithm. *European Journal of Electrical Engineering*, 2020, vol. 22, no. 4-5, pp. 313-324. doi: <https://doi.org/10.18280/ejee.224-503>.
17. Oustaloup A. *La dérivation non entière: théorie, synthèse et applications*. Paris, 1995. 508 p. (Fra).
18. Oustaloup A., Levron F., Mathieu B., Nanot F.M. Frequency-band complex noninteger differentiator: characterization and synthesis. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 2000, vol. 47, no. 1, pp. 25-39. doi: <https://doi.org/10.1109/81.817385>.
19. Zerzouri N., Ben Si Ali N., Benalia N. A maximum power point tracking of a photovoltaic system connected to a three-phase grid using a variable step size perturb and observe algorithm. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 37-46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.06>.
20. 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>.
21. Bouafia A., Gaubert J.P., Chaoui A. Direct power control scheme based on disturbance rejection principle for three-phase PWM AC/DC converter under different input voltage conditions. *Journal of Electrical Systems*, 2012, vol. 8, no. 4, pp. 367-383.
22. Abdelkader B., Merabti A., Yamina B. Using PSO algorithm for power flow management enhancement in PV-battery grid systems. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 2023, vol. 14, no. 1, pp. 413-425. doi: <https://doi.org/10.11591/ijped.v14.i1.pp413-425>.
23. Kennedy J., Eberhart R. *Particle swarm optimization. Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks*, 1995, vol. 4, pp. 1942-1948. doi: <https://doi.org/10.1109/ICNN.1995.488968>.
24. Benslimane A., Benslimane Y. Increase Stability and Efficiency in PV-Battery-Grid Systems Using PSO Algorithm. *European Journal of Electrical Engineering*, 2022, vol. 24, no. 2, pp. 113-121. doi: <https://doi.org/10.18280/ejee.240206>.
25. Abd Latiff I., Tokhi M.O. Fast convergence strategy for Particle Swarm Optimization using spread factor. *2009 IEEE Congress on Evolutionary Computation*, 2009, pp. 2693-2700. doi: <https://doi.org/10.1109/CEC.2009.4983280>.
26. Leopoldino A.L.M., Freitas C.M., Monteiro L.F.C. Analysis of the Hybrid PSO-InC MPPT for Different Partial Shading Conditions. *Advances in Electrical and Computer Engineering*, 2022, vol. 22, no. 2, pp. 29-36. doi: <https://doi.org/10.4316/AECE.2022.02004>.

Received 19.10.2023
 Accepted 15.12.2023
 Published 01.05.2024

Ghania Boudechiche¹, Doctor of Engineering,
 Oualid Aissa², Associate Professor,
 Mustapha Sarra¹, Full Professor,
 Issam Griche³, Associate Professor,
¹ETA Laboratory, Electronics Department,
 University Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi of Bordj Bou Arreridj,
 Algeria,
 e-mail: ghania.boudechiche@univ-bba.dz (Corresponding Author);
 mustapha.sarra@univ-bba.dz
²LPMRN Laboratory, Faculty of Sciences and Technology,
 University Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi of Bordj Bou Arreridj,
 Algeria,
 e-mail: oualid.aissa@univ-bba.dz
³Department of Electrical Engineering,
 University of Bouira, Algeria,
 e-mail: griche_issam@yahoo.fr

How to cite this article:

Boudechiche G., Aissa O., Sarra M., Griche I. Solar shunt active power filter based on optimized direct power control strategy with disturbance rejection principle. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 3, pp. 72-80. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.3.10>

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