

ISSN 2074-272X

науково-практичний
журнал 2024/1



EIE Електротехніка і Електромеханіка

Electrical Engineering

& Electromechanics

Електротехнічні комплекси та системи
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 29.12.2023 р. Формат 60 × 90 ¼. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,75.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-01-2024. Ціна договірна. Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



ЗМІСТ

Електротехнічні комплекси та системи

- Latreche K., Taleb R., Bentaallah A., Toubal Maamar A.E., Helaimi M., Chabni F. Design and experimental implementation of voltage control scheme using the coefficient diagram method based PID controller for two-level boost converter with photovoltaic system..... 3
- Srinivas G., Durga Sukumar G., Subbarao M. Total harmonic distortion analysis of inverter fed induction motor drive using neuro fuzzy type-1 and neuro fuzzy type-2 controllers..... 10
- Themozhi G., Srinivasan K., Arun Srinivas T., Prabha A. Analysis of suitable converter for the implementation of drive system in solar photovoltaic panels..... 17

Теоретична електротехніка

- Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Method for prediction and control by uncertain microsatellite magnetic cleanliness based on calculation and compensation magnetic field spatial harmonics 23

Інженерна електрофізика. Техніка сильних електричних та магнітних полів

- Баранов М.І. Узагальнений фізичний принцип розвитку плазмового каналу високовольтного імпульсного іскрового розряду в діелектрику 34
- Voiko M.I., Tatko K.S. Computer simulation of operation plant effective modes for water disinfection by electrical discharges in gas bubbles..... 43
- Щерба А.А., Подольцев О.Д., Супруновська Н.І., Блянін Р.В., Антоненко Т.Ю., Маслоченко І.М. Моделювання та аналіз електротеплових процесів в установках індукційної термообробки алюмінієвої жили силових кабелів 51

Електроізоляційна та кабельна техніка

- Безпрозванних Г.В., Гринишина М.В., Москвітін Є.С. Вимоги до кабелів як категорії будівельної продукції та теплова стійкість силових кабелів 61
- Пальчиков О.О. Визначення максимальних механічних напружень в ізоляційному матеріалі навколо дефекту з високою діелектричною проникністю в електростатичному полі..... 69

Електричні станції, мережі і системи

- Raquianadin V., Navin Sam K., Koperundevi G. Maximizing solar photovoltaic system efficiency by multivariate linear regression based maximum power point tracking using machine learning..... 77

Ювілеї

- Баранов Михайло Іванович (до 75-річчя з дня народження)..... 83

TABLE OF CONTENTS

Electrotechnical Complexes and Systems

- Latreche K., Taleb R., Bentaallah A., Toubal Maamar A.E., Helaimi M., Chabni F. Design and experimental implementation of voltage control scheme using the coefficient diagram method based PID controller for two-level boost converter with photovoltaic system..... 3
- Srinivas G., Durga Sukumar G., Subbarao M. Total harmonic distortion analysis of inverter fed induction motor drive using neuro fuzzy type-1 and neuro fuzzy type-2 controllers..... 10
- Themozhi G., Srinivasan K., Arun Srinivas T., Prabha A. Analysis of suitable converter for the implementation of drive system in solar photovoltaic panels..... 17

Theoretical Electrical Engineering

- Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Method for prediction and control by uncertain microsatellite magnetic cleanliness based on calculation and compensation magnetic field spatial harmonics 23

Engineering Electrophysics. High Electric and Magnetic Fields Engineering

- Baranov M.I. A generalized physical principle of development of plasma channel of a high-voltage pulse spark discharge in a dielectric 34
- Voiko M.I., Tatko K.S. Computer simulation of operation plant effective modes for water disinfection by electrical discharges in gas bubbles..... 43

Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Suprunovska N.I., Bilianin R.V., Antonets T.Yu., Masluchenko I.M. Modeling and analysis of electro-thermal processes in installations for induction heat treatment of aluminum cores of power cables..... 51

Electrical Insulation and Cable Engineering

Bezprozvannykh G.V., Grynshyna M.V., Moskvitin Y.S. Requirements for cables as categories of construction products and thermal resistance of power cables..... 61

Palchykov O.O. Determination of the maximum mechanical stresses in the insulating material around a defect with a high dielectric permittivity in an electrostatic field 69

Power Stations, Grids and Systems

Paquianadin V., Navin Sam K., Koperundevi G. Maximizing solar photovoltaic system efficiency by multivariate linear regression based maximum power point tracking using machine learning..... 77

Anniversaries

Baranov M.I. (on the 75th anniversary of his birth)..... 83

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, квартал – Q3; SJR 2022 – 0.178, SNIP 2022 – 0.497; IPP – 0.61.



Scopus



ULRICHSWEB™
GLOBAL SERIALS DIRECTORY
EBSCO
HOST
Research
Databases



DOAJ
DIRECTORY OF
OPEN ACCESS
JOURNALS



Clarivate
Analytics



GALE
CENGAGE Learning®



Google
scholar

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

K. Latreche, R. Taleb, A. Bentaallah, A.E. Toubal Maamar, M. Helaimi, F. Chabni

Design and experimental implementation of voltage control scheme using the coefficient diagram method based PID controller for two-level boost converter with photovoltaic system

Introduction. Currently, in the solar energy systems and a variety of electrical applications, the power converters are essential part. The main challenge for similar systems is controller design. In the literature, the PID controller has proved its effectiveness in many industrial applications, but determining its parameters remains one of the challenges in control theory field. The **novelty** of the work resides in the design and experimental implementation of a two-level boost DC-DC converter controlled by a PID controller for photovoltaic (PV) maximum power extraction. **Purpose.** Analysis and control of the two-level boost topology with renewable energy source and design of the PID controller parameters using simple and accurate method. **Methods.** PID coefficients are optimized using Coefficient Diagram Method (CDM) in the MATLAB environment. **Results.** A mathematical model of a two-level boost converter with PID controller and PV energy source was developed and analyzed. The model allows to design the controller parameters of the proposed system. **Practical value.** A prototype steered by the proposed CDM-PID controller was tested using an Arduino embedded board. A comparison between the simulation results and the experimental one is presented. The obtained results illustrate that the experimental results match the simulation closely, and the proposed CDM-PID controller provides a fast and precise results. References 24, table 2, figures 16.

Key words: power electronics, energy conversion, two-level boost converter, coefficient diagram method controller.

Вступ. В даний час перетворювачі потужності є невід'ємною частиною сонячних енергетичних систем та різних електричних пристроїв. Основною проблемою для таких систем є проектування контролера. У літературі ПІД-регулятор довів свою ефективність у багатьох промислових застосуваннях, але визначення його параметрів залишається однією з проблем у галузі теорії управління. **Новизна** роботи полягає у розробці та експериментальній реалізації дворівневого підвищувального перетворювача постійного струму, керованого ПІД-регулятором, для отримання максимальної потужності фотоелектричних пристроїв. **Мета.** Аналіз та управління дворівневою топологією підвищення з використанням відновлюваного джерела енергії та розрахунок параметрів ПІД-регулятора простим та точним методом. **Методи.** Коефіцієнти ПІД оптимізуються за допомогою методу діаграми коефіцієнтів (CDM) у середовищі MATLAB. **Отримані результати.** Розроблено та проаналізовано математичну модель дворівневого підвищувального перетворювача з ПІД-регулятором та фотоелектричним джерелом енергії. Модель дозволяє спроектувати параметри контролера пропонованої системи. **Практична цінність.** Прототип, керований пропонованим контролером CDM-PID, протестували з використанням вбудованої плати Arduino. Наведено порівняння результатів моделювання з експериментальними даними. Отримані результати показують, що експериментальні результати близько відповідають моделюванню, а пропонований CDM-ПІД-регулятор забезпечує швидкі та точні результати. Бібл. 24, табл. 2, рис. 16.

Ключові слова: силова електроніка, перетворення енергії, дворівневий підвищувальний перетворювач, регулятор методу діаграми коефіцієнтів.

Introduction. Nowadays, solar and wind energies are from the most contributor for power generation among different renewable energy resources. The use of solar energy because of their advantageous such as the free availability, solar energy systems on buildings have minimal impact on the environment, electricity produced by solar cells is clean (not produce air pollution or carbon dioxide) and silent [1-3].

In solar energy systems and a variety of electrical applications, the power converters are essential part. There is a several type of converters: AC to DC converters, DC to AC converters, AC to AC converters, and DC to DC converters. Also, the use of multilevel converters topologies in power circuits has many benefices, including the increase of the voltage level, the reduction of stress across static switches, the improvement of power factor with the reduction of power losses, the reduction of filter size [4-9]. DC to DC converters are widely used in many modern electronic systems. They convert a DC input voltage into a different DC output voltage, and are widely used in power supplies for all types of electronic devices, such as computers, cell phones, tablets and telecommunications equipment.

An overview of DC-DC converters allows us to conclude the importance of this type of converter. Authors in [10] have presented enhanced fuzzy logic controller using boost DC-DC converter topologies for a grid system. In the work [11] have proposed high step up boost converter for uninterrupted power supply using

renewable energy resources (wind and photovoltaic (PV)). Authors in [12] have discussed switching DC step-up/step-down regulators voltage for maximum power transmission. In the work [13] have presented DC-DC converter topologies for energy management system. Authors in [14] have proposed five-level inverter alimented by DC-DC converter with artificial intelligence control. The control of DC-DC converters is an important topic in modern electronic circuit design. Precise regulation of the output voltage of a DC-DC converter is crucial to ensure the smooth operation of the overall electronic system. The intelligent control techniques and the PID control method are often used to control these converters [15, 16]. However, optimizing PID coefficients can be difficult, especially for converters with variable frequency switching.

The **goal** of the paper is design and experimental implementation of a two-level boost DC-DC converter controlled by a PID controller for PV maximum power extraction. The PID coefficients are optimized using Coefficient Diagram Method (CDM); hence the Maximum Power Point Tracking (MPPT)-PID controller adopting CDM is utilized for providing better accuracy. A two-level boost DC-DC converter is exploited which boosts the oscillating PV voltage. The two-level boost DC-DC topology, the design of MPPT-PID controller based on CDM, and the main findings are summarized in this article.

Theoretical background of the CDM. CDM is an algebraic approach, proposed by Prof. Manabe to design

the controller parameters [17]. The standard block scheme of CDM is shown in Fig. 1, on which $R(s)$ is the reference input signal; $Y(s)$ is the output signal; $d(s)$ is the disturbance; $N(s)$ is the numerator polynomial of the controlled system; $D(s)$ is the denominator polynomial of the controlled system; $A(s)$, $B(s)$, and $F(s)$ are the CDM controller polynomials.

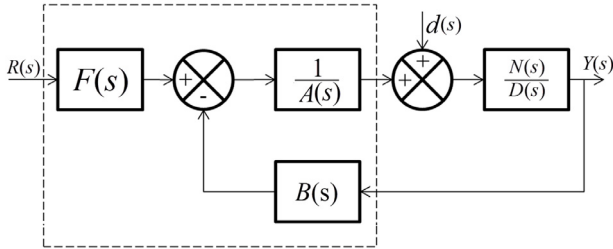


Fig. 1. The standard block diagram of CDM

The closed-loop transfer function of the system can be written as:

$$Y(s) = \frac{N(s)F(s)}{P(s)} R(s) + \frac{A(s)N(s)}{P(s)} d(s), \quad (1)$$

where $P(s)$ is the characteristic polynomial of the closed-loop system presented as:

$$P(s) = A(s)D(s) + N(s)B(s). \quad (2)$$

The polynomials $A(s)$ and $B(s)$ of the CDM controller structures are given as:

$$A(s) = \sum_{i=0}^x l_i s^i; \quad B(s) = \sum_{i=0}^y k_i s^i, \quad (3)$$

where x and y are the degrees of CDM controller.

Next step of design consists of the calculation of the target polynomial $P_t(s)$ as follows:

$$P_t(s) = a_0 \left[\sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}^j} \right) (\tau s)^i + \tau s + 1 \right], \quad (4)$$

where n is the order of the characteristic polynomial $P(s)$; τ is the equivalent time constant; γ_i is the stability indices.

In design of CDM controller, the most important point is setting of key parameters (γ_i and τ), because the key parameters come into closely relation with the dynamic system performances (rapidity, robustness, stability). Value of equivalent time constant (τ) has relation with the system rapidity, because it has an impact on the rise time and settling time. Values of stability parameter (γ_i) have relation with the system stability and robustness, because have impact on the steady state error. According to [17] γ_i and τ values can be selected as follows: γ_i values can be written as: $\{2.5, 2, 2...2\}$. Usually (γ_i) is selecting from the range of (1.5 to 4) to have a good stability performance based on Routh-Hurwitz stability criterion and Lipatov's stability criterion. In other hand, the key parameters (γ_i and τ) can be adjusted to have good desired performances [17-19].

Last step of design is determination of the PID controller gains. Putting $P(s) = P_t(s)$, then presenting the equations system in matrix form ($AX = B$). Note that $X = [k_2; k_1; k_0; l_1]$ is the vector of gains for estimating the PID controller parameters; k_p is the proportional gain of PID controller; k_i is the integral gain of PID controller; k_d is the derivative gain of PID controller:

$$k_p = k_1/l_1; \quad k_i = k_0/l_1; \quad k_d = k_2/l_1.$$

Description of the proposed two-level boost connected PV system. Figure 2 displays the proposed boost-connected PV system. It includes a two-level boost converter linked to PV system.

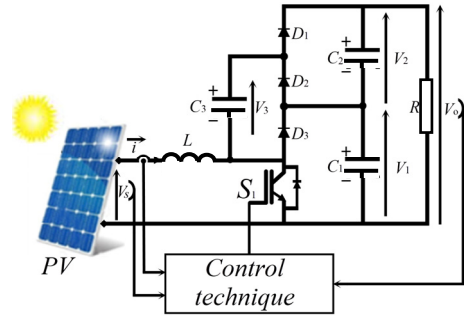


Fig. 2. The proposed boost-connected PV scheme

To study the control of the system, we must present briefly the principle and the mathematical model of each element of the system.

Model of the PV panel. In the literature several PV models have been discussed. The models differ from each other in the procedure and the number of parameters involved in the calculation of the current-voltage pair [20-22]. Figure 3 illustrates the most common equivalent electrical circuit of the PV module.

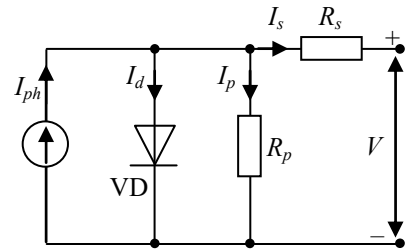


Fig. 3. Equivalent electrical circuit of a PV cell (one diode model)

From the electrical circuit, we can obtain the formula that allows us to obtain the I - V characteristic of the PV cell and panel. The law of nodes lets us to write the following relationship (5):

$$\begin{aligned} I &= I_{ph} - I_d - I_p = \\ &= I_{ph} - I_s \left(e^{\left(\frac{q(V+R_s I)}{nkT} \right)} - 1 \right) - \frac{V + R_s I}{R_p}, \end{aligned} \quad (5)$$

where I , V are the current and the voltage generated by the solar cell; I_d , I_p are the diode current and the parallel resistor current; R_s , R_p are the series and parallel resistors of the solar cell; k is the Boltzmann constant ($k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K); n is the ideality factor of the solar cell, varies between 1 and 2; T is the temperature of a diode; q is the charge of an electron ($q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ C); I_{ph} is the photocurrent generated by the solar cell.

The photocurrent I_{ph} is proportional to the solar radiation E and is assumed to be linear as a function of the surface temperature T of the cell, it can be described as:

$$I_{ph} = \frac{E}{E_{ref}} (I_{phref} + \mu_{scc} (T - T_{ref})), \quad (6)$$

where E is the real solar irradiance, W/m^2 ; E_{ref} is the standard test conditions (STC) irradiance, W/m^2 ; T is the

operating temperature; T_{ref} is the STC temperature; μ_{sc} is the temperature coefficient of the short-circuit current; STC conditions are cell temperature of 25 °C and global solar irradiance of 1000 W/m².

The choice of the series and parallel resistance values for simulation is detailed in papers [23, 24]. The series and parallel resistance values can be calculated as:

$$R_p > \frac{10V_{co}}{I_{cc}}; R_s < \frac{0.1V_{co}}{I_{cc}}, \quad (7)$$

where:

$$I_{CC} \approx I_{ph}; V_{CO} = V_t \ln\left(\frac{I_{ph}}{I_s} + 1\right); V_t = \frac{nkT}{q},$$

where V_t is the thermal voltage of the diode; V_{co} is the open circuit voltage; I_{cc} is the short-circuit current.

For a solar panel with N cells, we can write the saturation current as:

$$I_s = \frac{I_{ph}}{e^{\left(\frac{V_{CO}}{N_{cell} \cdot V_t}\right)} - 1}. \quad (8)$$

Model of the two-level boost converter. Figure 4 displays the topology of the two-level boost converter. A two-level boost converter is typically composed of one switch S_1 , one inductance L , three capacitors C_1, C_2, C_3 , three diode D_1, D_2, D_3 , one DC power supply or renewable energy source (in our case the DC power supply is replaced by a PV), one resistor R as load. The output voltage V_0 is related to the voltage of the two capacitors V_1 and V_2 . Thus, $V_0 = V_1 + V_2 = 2V_c$. The output voltage can be calculated as:

$$V_0 = \frac{2V_s}{1-\alpha}, \quad (9)$$

where α is the duty cycle; V_s is the input voltage.

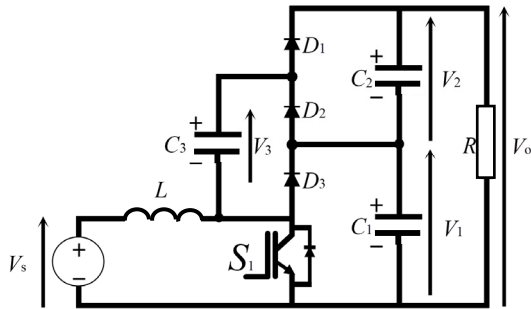


Fig. 4. Topology of the two-level boost converter

The state-space model of the two-level boost converter can be written with the following system of equations:

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dt} = -\frac{(1-\alpha)}{2 \cdot L} \cdot v_0 + \frac{1}{L} \cdot v_s; \\ \frac{dv_0}{dt} = \frac{(1-\alpha)}{C} \cdot I_L + \frac{2}{R \cdot C} \cdot v_0. \end{cases} \quad (10)$$

In matrix form, the state space model of the system is given as:

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot U; \\ Y = C \cdot X, \end{cases} \quad (11)$$

where:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha)}{2 \cdot L} \\ \frac{(1-\alpha)}{C} & -\frac{2}{R \cdot C} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}; C = [0 \quad 1].$$

Based on the state space model, the system transfer function can be expressed using the complement (com) and the determinant (det) of a matrix $(SI_2 - A)$, as:

$$G(S) = \frac{C \cdot (\text{com}(SI_2 - A))^T \cdot B}{\det(SI_2 - A)}. \quad (12)$$

By applying some mathematical manipulations, the transfer function of the system is given as:

$$G(S) = \frac{\frac{(1-\alpha)}{L \cdot C}}{S^2 + \left(\frac{2}{R \cdot C}\right)S + \frac{(1-\alpha)^2}{2 \cdot L \cdot C}}. \quad (13)$$

CDM-PID controller design for the proposed system. To identify the parameters of the proposed controller used in this application by the CDM technique, the open-loop transfer function $G(s)$ of the system is used. First, the transfer function $G(s)$ of the system is given in polynomial forms as follow:

$$\begin{cases} N(s) = \frac{(1-\alpha)}{L \cdot C}; \\ D(s) = S^2 + \left(\frac{2}{R \cdot C}\right)S + \frac{(1-\alpha)^2}{2 \cdot L \cdot C}. \end{cases} \quad (14)$$

In this work, we have chosen a second-order polynomial controller $C(s)$ given by the following structure:

$$\begin{cases} B(s) = k_2s^2 + k_1s^1 + k_0; \\ A(s) = l_2s^2 + l_1s^1 + l_0. \end{cases} \quad (15)$$

So, the transfer function $C(s)$ of the controller is given by:

$$C(s) = \frac{k_2s^2 + k_1s^1 + k_0}{l_2s^2 + l_1s^1 + l_0}. \quad (16)$$

The characteristic expression of the standard PID controller is written as:

$$C_{PID}(s) = k_p + \frac{k_i}{S} + k_d S = \frac{k_p S + k_i + k_d S^2}{S}. \quad (17)$$

By identification between (16) and (17), the second-order polynomial controller is written as:

$$C(s) = \frac{k_2s^2 + k_1s^1 + k_0}{l_1s^1} = \frac{k_2}{l_1} S + \frac{k_1}{l_1} + \frac{k_0}{l_1 S}. \quad (18)$$

By identification between (17) and (18), the PID controller parameters can be estimated as:

$$k_p = k_1/l_1; k_i = k_0/l_1; k_d = k_2/l_1.$$

The characteristic polynomial $P(s)$ of the closed-loop system is given as:

$$\begin{aligned} P(s) &= A(s)D(s) + N(s)B(s) = \\ &= \left(l_1 s^1 \right) \cdot \left(s^2 + \left(\frac{2}{R \cdot C} \right) s + \frac{(1-\alpha)^2}{2 \cdot L \cdot C} \right) + \\ &= \left(\frac{(1-\alpha)}{L \cdot C} \right) \cdot \left(k_2 s^2 + k_1 s^1 + k_0 \right) \end{aligned} \quad (19)$$

Applying some mathematical manipulations, the characteristic polynomial $P(s)$ can be written as:

$$P(s) = \left(\begin{aligned} & l_1 \cdot s^3 + \left(\frac{(1-\alpha)}{L \cdot C} \cdot k_2 + \frac{2 \cdot l_1}{R \cdot C} \right) \cdot s^2 + \\ & \left(\frac{(1-\alpha)}{L \cdot C} \cdot k_1 + \frac{(1-\alpha)^2}{2 \cdot L \cdot C} \cdot l_1 \right) \cdot s + \\ & + \frac{(1-\alpha)}{L \cdot C} \cdot k_0. \end{aligned} \right) \quad (20)$$

The target characteristic polynomial $P_t(s)$ is given as:

$$P_t(s) = a_0 \left[\sum_{i=2}^3 \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_i^j} \right) (\tau \cdot s)^i \right] + \tau \cdot s + 1. \quad (21)$$

Applying some mathematical manipulations and simplifications, the target characteristic polynomial $P_t(s)$ can be written as:

$$P_t(s) = \left(\begin{aligned} & \left(\frac{1}{\gamma_2^1 \gamma_1^2} a_0 \tau^3 \right) \cdot s^3 + \left(\frac{1}{\gamma_1^1} a_0 \tau^2 \right) \cdot s^2 + \\ & + (a_0 \cdot \tau) \cdot s + a_0 \end{aligned} \right). \quad (22)$$

The time constant τ and a_0 are picked as follows for our application: $\tau = 0.001$ and $a_0 = 1$. The stability indices γ_1 and γ_2 are selected as $\gamma_i = [2.5, 2]$, $i = 1, 2$. In order to improve the system's performance, these parameters were picked from the Manabe's standard form.

Putting $P(s) = P_t(s)$, by identification between (20) and (22), the polynomials expressions can be written as:

$$\left\{ \begin{aligned} & l_1 = \frac{1}{\gamma_2^1 \gamma_1^2} a_0 \tau^3; \\ & \frac{(1-\alpha)}{L \cdot C} k_2 + \frac{2 l_1}{R \cdot C} = \frac{1}{\gamma_1^1} a_0 \tau^2; \\ & \frac{(1-\alpha)}{L \cdot C} k_1 + \frac{(1-\alpha)^2}{2 \cdot L \cdot C} l_1 = a_0 \tau; \\ & \frac{(1-\alpha)}{L \cdot C} k_0 = a_0. \end{aligned} \right. \quad (23)$$

In matrix form ($AX = B$), the matrix equations of the polynomials expressions (23) are given as:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{(1-\alpha)}{L \cdot C} & 0 & 0 & \frac{2}{R \cdot C} \\ 0 & \frac{(1-\alpha)}{L \cdot C} & 0 & \frac{(1-\alpha)^2}{2 \cdot L \cdot C} \\ 0 & 0 & \frac{(1-\alpha)}{L \cdot C} & 0 \end{pmatrix};$$

$$X = \begin{pmatrix} k_2 \\ k_1 \\ k_0 \\ l_1 \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} a_0 \tau^3 \\ \frac{1}{\gamma_2^1 \gamma_1^2} \\ a_0 \tau^2 \\ \gamma_1^1 \\ a_0 \tau \\ a_0 \end{pmatrix},$$

where X is the matrix of gains for estimating the PID controller parameters.

The previous design steps of the CDM-PID controller are programmed in MATLAB editor. Achieved results are discussed in the following section.

Results and discussion. Simulation of the proposed two levels DC-DC boost-connected PV is validated

through MATLAB environment. Table 1 displays the electrical parameters of the solar panel Solarex MSX-60.

Table 1
The electrical parameters of the solar panel Solarex MSX-60

Parameter	Value
Maximum power P_{max} , W	60
Number of cells	36
Voltage at maximum power V_{mpp} , V	17.1
Current at maximum power I_{mpp} , A	3.5
Minimum power guaranteed, W	58
Short-circuit current I_{cc} , A	3.8
Open circuit voltage V_{co} , V	21.1
Temperature coefficient at V_{co} , mV/°C	-(80±10)
Temperature coefficient at I_{cc} , %/°C	(0.065±0.015)
Approximate effect of power temperature, %/°C	-(0.5±0.05)

Figures 5,a,b illustrate the curves of PV panel characteristics, the current-voltage ($I-V$) characteristic and the power-voltage ($P-V$) characteristic, respectively.

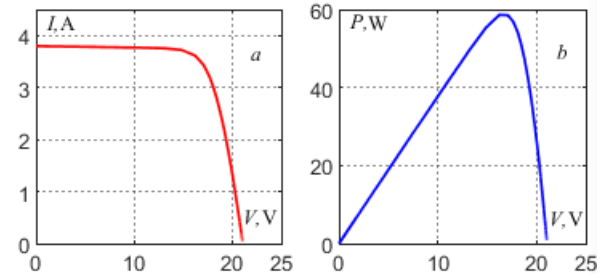


Fig. 5. Characteristics of a PV panel:
a – $I-V$ characteristic; b – $P-V$ characteristic

Figure 6 illustrates the impact of irradiance and temperature on the $I = f(V)$ and $P = f(V)$ characteristics.

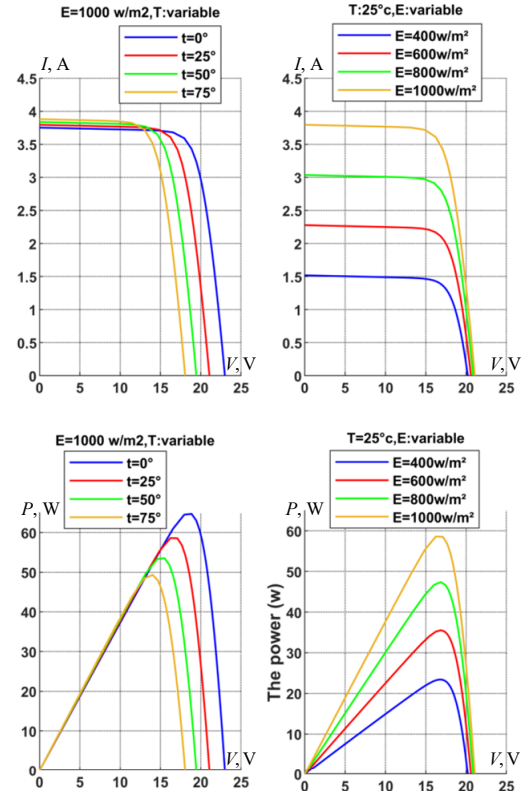


Fig. 6. $I-V$ and $P-V$ curves of the solar panel with various scenarios of temperature and irradiance values

To check the system through simulation, the parameters of the converter are given in Table 2.

Table 2
The electrical parameters of the converter

Parameter	Value
Input voltage V_s , V	30
Switching frequency, kHz	1
Inductance L , mH	800
Capacitances C_1, C_2, C_3 , μF	220
Resistance R , Ω	1500
Duty cycle α	0.5

Figure 7 shows example of gate signal for the switch S_1 with $f = 1$ kHz and variable duty cycle α . Figure 8 shows the input and output voltages of the two-level boost converter with duty cycle $\alpha = 0.5$. From Fig. 8 we note that the output voltage achieve a maximum value equal to 120 V with an input value equal to 30 V. Equation (9) confirm the obtained results.

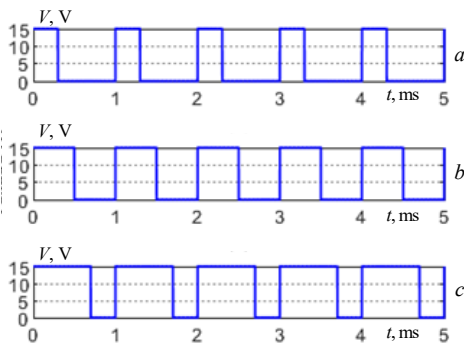


Fig. 7. Simulation example of gate signal for the switch S_1 with $f = 1$ kHz: a – $\alpha = 30\%$; b – $\alpha = 50\%$; c – $\alpha = 70\%$.

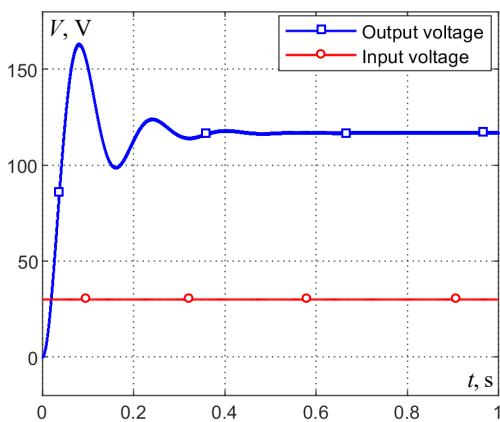


Fig. 8. Input and output voltages of the two-level boost converter with duty cycle $\alpha = 50\%$

Now, we will execute the programmed CDM-PID code in MATLAB editor. Solving the system gives the coefficients of the PID controller as: $k_p = 4.3997 \cdot 10^3$; $k_i = 4.4 \cdot 10^6$; $k_d = 1.7579$.

After achieving the PID controller parameters using the CDM, the next step is testing the system responses. Figure 9 illustrates the system's output with the CDM-PID controller in the scenario of variable reference. The reference was changed from 5 V to 20 V, and then to 10 V.

According to the achieved simulation results, it can be seen that the system output tracks the variable reference with a good accuracy and quickly, where the system output follows the reference path after varying its value; therefore, the PID based on CDM controller provides a good dynamic response to the system.

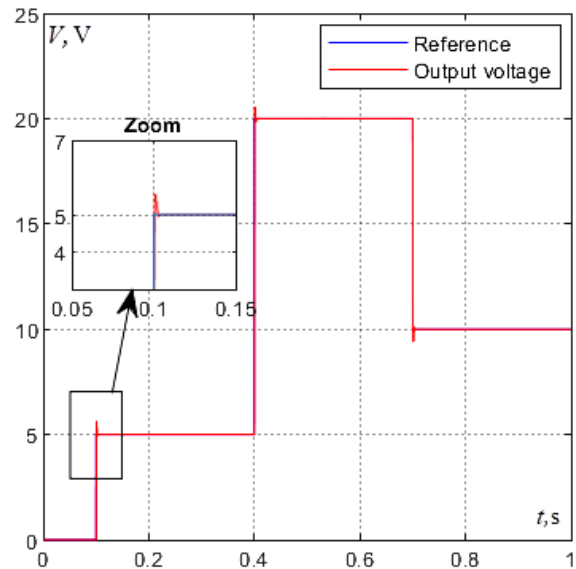


Fig. 9. System responses with the PID based on CDM controller in the case of variable reference

For testing the robustness of the PID-CDM controller, disturbance is injected in the closed-loop system. Figure 10 shows the block diagram of the closed-loop system when adding disturbance. The effects of the disturbances and their corresponding system responses are depicted in Fig. 11.

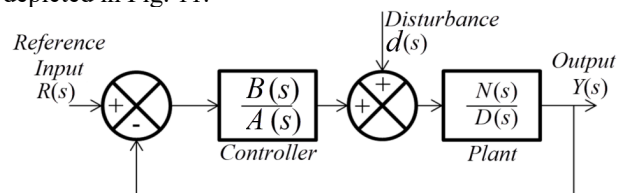


Fig. 10. Block diagram of the closed-loop system with disturbance

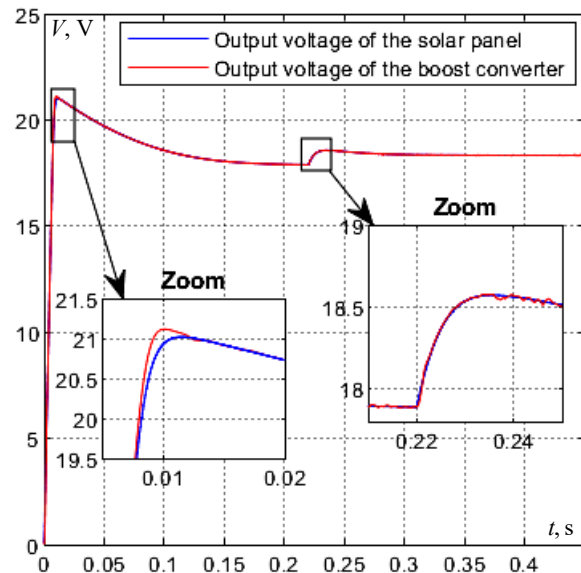


Fig. 11. System response with PID-CDM controller when adding disturbance

The curves in Fig. 11 demonstrate that the disturbances are rejected. The system responses return to the reference trajectory in the case of step disturbance.

According to the obtained simulation results, it can be seen that the PID-CDM controller provides good system responses and robust rejection of the disturbance.

Experimental results. To validate the achieved theoretical and simulation results, an experimental setup of the two-level boost converter with PV system has been constructed using one MOSFET switch, one inductance, three capacitors, three diode, one resistor as load, one DC power supply as PV panel, Arduino chip, oscilloscope, and PC with MATLAB/Simulink software. Figure 12 illustrates the experimental prototype of the proposed system.

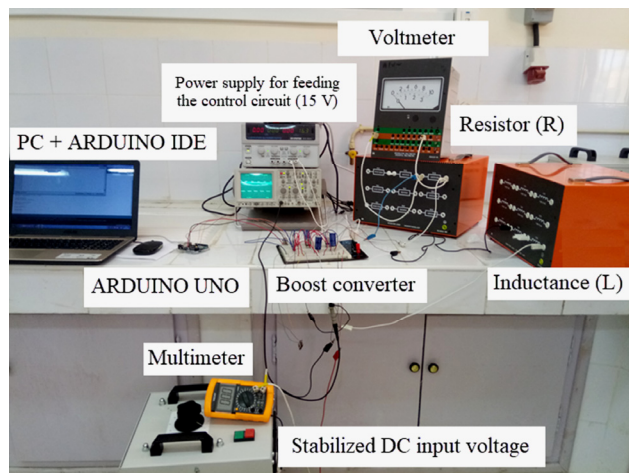


Fig. 12. Prototype of the two-level boost converter

Figure 13 demonstrates an experimental example of gate signal for the switch S_1 with switching frequency $f = 1$ kHz and variable duty cycle: $a - \alpha = 30\%$, $b - \alpha = 50\%$, $c - \alpha = 70\%$, respectively.

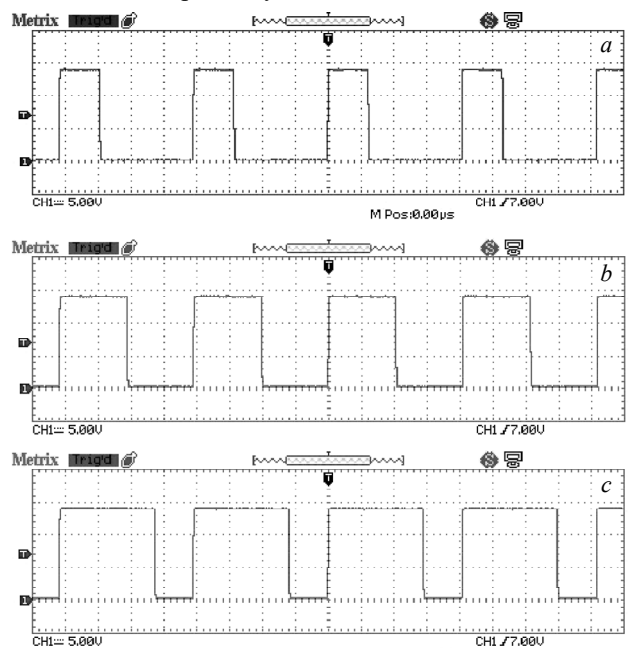


Fig. 13. Experimental example of gate signal for the switch S_1 with $f = 1$ kHz and duty cycle $a - \alpha = 30\%$, $b - \alpha = 50\%$, $c - \alpha = 70\%$

Figure 14 shows the capacitors voltage and the output voltage of the two-level boost converter with duty cycle $\alpha = 0.5$, and switching frequency $f = 1$ kHz. From Fig. 14 we note that the output voltage V_o achieve a maximum value equal to 120 V with an input value equal to 30 V.

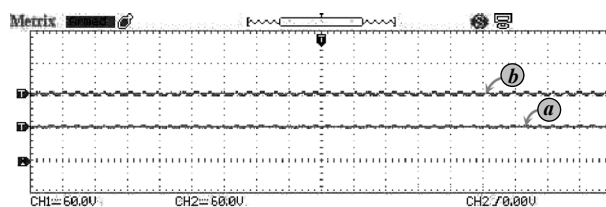


Fig. 14. Experimental voltages of the two-level boost converter with duty cycle $\alpha = 50\%$: a – the capacitors voltages; b – the output voltage V_o

Figure 7 illustrates simulation example of gate signal for the switch S_1 with $f = 1$ kHz and variable duty cycle using MATLAB/Simulink. Figure 13 illustrates the experimental gate signal for the switch S_1 using the experimental prototype. By comparison, the simulation results are matching closely the experimental one. Also, the simulation analyses of the converter output voltage V_o is matching closely the experimental analyses as shown in Fig. 14. All the results were achieved using a simple and accurate design method.

Conclusions.

1. A mathematical model of a new system composed of coefficient diagram method based PID controller and two-level boost converter with photovoltaic system has been developed and investigated. The model allows to design the controller parameters based on the coefficient diagram method.

2. The two-level boost converter has been employed to extract the maximum power from the photovoltaic panel. coefficient diagram method based PID controller has been used to control the output voltage.

3. Simulation was done in MATLAB/Simulink software to verify the performance of the proposed system. In addition, an experimental evaluation was conducted using a low-cost Arduino board. The experimental results confirm that coefficient diagram method for controlling multilevel boost converter is an effective and easy-to-apply technique.

4. As an extension to the work, it looks interesting to implement other methods to design the controller parameters, like the intelligent metaheuristic algorithms. Control the system with fuzzy logic controller, or neural network controller. Furthermore, other similar systems can be addressed, such as: feeding the multilevel boost converter with other renewable energies as the wind. The principal advantages of sustainable energies are to meet the increasing demand for electricity, particularly in the event of natural crises and international problems, to reduce air pollution and to limit global warming.

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

REFERENCES

1. Sai Thrinath B.V., Prabhu S., Meghya Nayak B. Power quality improvement by using photovoltaic based shunt active harmonic filter with Z-source inverter converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 35-41. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.06>.
2. Oumaymah E., Abdellah O., Omar B., Lhoussain E.B. NPC five level inverter using SVPWM for Grid-Connected Hybrid Wind-Photovoltaic Generation System. *Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal*, 2020, vol. 5, no. 6, pp. 981-987. doi: <https://doi.org/10.25046/aj0506117>.
3. Bekhoucha N., Mesbahi N., Bouchikha H., Heguig L., Chikha S. Model Predictive Control of Three-Level Shunt

- Active Power Filter Connected to a Photovoltaic System. *2022 19th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, 2022, pp. 128-133. doi: <https://doi.org/10.1109/SSD54932.2022.9955660>.
4. Maamar A.E.T., Helaimi M., Taleb R., Analysis, Simulation and Experimental Validation of High Frequency DC/AC Multilevel Inverter. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2020, no. 8, pp. 16-19. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2020.08.03>.
 5. Nebti K., Lebled R. Fuzzy maximum power point tracking compared to sliding mode technique for photovoltaic systems based on DC-DC boost converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 1, pp. 67-73. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.1.10>.
 6. Maamar A.E.T., Kermadi M., Helaimi M., Taleb R., Mekhilef S. An Improved Single-Phase Asymmetrical Multilevel Inverter Structure With Reduced Number of Switches and Higher Power Quality. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2021, vol. 68, no. 6, pp. 2092-2096. doi: <https://doi.org/10.1109/TCSII.2020.3046186>.
 7. Benkahla M., Taleb R., Boudjema Z. A new robust control using adaptive fuzzy sliding mode control for a DFIG supplied by a 19-level inverter with less number of switches. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 4, pp. 11-19. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.4.02>.
 8. Toubal Maamar A.E., Helaimi M., Taleb R., Kermadi M., Mekhilef S., Wahyudie A., Rawa M. Analysis and Small Signal Modeling of Five-Level Series Resonant Inverter. *IEEE Access*, 2021, no. 9, pp. 109384-109395. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3102102>.
 9. Elamri O., Oukassi A., Toubal Maamar A.E., El Bahir L. Design and Simulation of a Power System Composed of Grid-tied Five-level Inverter with LCL Filter. *Electronics*, 2022, vol. 26, no. 1, pp. 17-25. doi: <https://doi.org/10.53314/ELSD2226017E>.
 10. Muthubalaji S., Devadasu G., Srinivasan S., Soundiraraj N. Development and validation of enhanced fuzzy logic controller and boost converter topologies for a single phase grid system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 60-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.10>.
 11. Chandramouli B., Vijayaprabhu A., Arun Prasad D., Kathiravan K., Udhayaraj N., Vijayasanthi M. Design of single switch-boosted voltage current suppressor converter for uninterrupted power supply using green resources integration. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 31-35. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.05>.
 12. 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>.
 13. Ayat Y., Badoud A.E., Mekhilef S., Gassab S. Energy management based on a fuzzy controller of a photovoltaic/fuel cell/Li-ion battery/supercapacitor for unpredictable, fluctuating, high-dynamic three-phase AC load. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 66-75. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.10>.
 14. Toubal Maamar A.E., Helaimi M., Taleb R., Kermadi M., Mekhilef S. A neural network-based selective harmonic elimination scheme for five-level inverter. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2022, vol. 50, no. 1, pp. 298-316. doi: <https://doi.org/10.1002/cta.3130>.
 15. Kumar R.S., Reddy C.S.R., Chandra B.M. Optimal performance assessment of intelligent controllers used in solar-powered electric vehicle. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 2, pp. 20-26. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.2.04>.
 16. Anwar N., Hanif A., Ali M.U., Zafar A. Chaotic-based particle swarm optimization algorithm for optimal PID tuning in automatic voltage regulator systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 1, pp. 50-59. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.1.08>.
 17. Manabe S. Coefficient Diagram Method. *IFAC Proceedings Volumes*, 1998, vol. 31, no. 21, pp. 211-222. doi: [https://doi.org/10.1016/S1474-6670\(17\)41080-9](https://doi.org/10.1016/S1474-6670(17)41080-9).
 18. Ikeda H. PID Controller Design Methods for Multi-Mass Resonance System. *PID Control for Industrial Processes*, 2018, pp. 187-207. doi: <https://doi.org/10.5772/intechopen.74298>.
 19. Haouari F., Nouridine B., Boucherit M.S., Tadjine M. A Coefficient Diagram Method Controller with Backstepping Methodology for Robotic Manipulators. *Journal of Electrical Engineering*, 2015, vol. 66, no. 5, pp. 270-276. doi: <https://doi.org/10.2478/jee-2015-0044>.
 20. Toubal Maamar A.E., Ladjouzi S., Taleb R., Kacimi Y. Détection et classification de défauts pour un GPV: Etude comparative entre la méthode de seuillage et réseaux de neurones. *Revue des Energies Renouvelables*, 2018, vol. 21, no. 1, pp. 45-53. (Fra).
 21. Humada A.M., Hojabri M., Mekhilef S., Hamada H.M. Solar cell parameters extraction based on single and double-diode models: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016, vol. 56, pp. 494-509. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.11.051>.
 22. Kermadi M., Berkouk E.M. Artificial intelligence-based maximum power point tracking controllers for Photovoltaic systems: Comparative study. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, vol. 69, pp. 369-386. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.11.125>.
 23. Savitha P.B., Shashikala M.S., Puttubuddhi K.L. Modelling of Photovoltaic Cell/Module under Environmental Disturbances using MATLAB/Simulink. *International Journal of Engineering Trends and Technology*, 2014, vol. 9, no. 1, pp. 48-55. doi: <https://doi.org/10.14445/22315381/IJETT-V9P210>.
 24. Tian H., Mancilla-david F., Ellis K., Jenkins P., Muljadi E. A Detailed Performance Model for Photovoltaic Systems. Preprint. *Solar Energy Journal*, 2012, 56 p.

Received 20.05.2023
Accepted 15.07.2023
Published 02.01.2024

Kamel Latreche¹, PhD Student,
Rachid Taleb², Professor,
Abderrahim Bentaallah¹, Professor,
Alla Eddine Toubal Maamar³, Assistant Professor,
M'hamed Helaimi², Professor,
Fayçal Chabni⁴, Assistant Professor,

¹Electrical Engineering Department, Djillali Liabes University, Intelligent Control and Electrical Power Systems Laboratory (ICEPS), Sidi Bel Abbes, Algeria, e-mail: ka.latreche02@gmail.com (Corresponding Author); bentaallah65@yahoo.fr

²Electrical Engineering Department, Hassiba Benbouali University, Laboratoire Génie Electrique et Energies Renouvelables (LGEER), Chlef, Algeria. e-mail: rac.taleb@gmail.com; halimi1976@yahoo.fr

³Electrical Systems Engineering Department, Faculty of Technology, M'hamed Bougara University, Boumerdes, Algeria, e-mail: allaeddine140dz@gmail.com

⁴Electronics Department, Abdellah Morseli University Center, Tipaza, Algeria, e-mail: fayssalc@gmail.com

How to cite this article:

Latreche K., Taleb R., Bentaallah A., Toubal Maamar A.E., Helaimi M., Chabni F. Design and experimental implementation of voltage control scheme using the coefficient diagram method based PID controller for two-level boost converter with photovoltaic system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 1, pp. 3-9. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.1.01>

Total harmonic distortion analysis of inverter fed induction motor drive using neuro fuzzy type-1 and neuro fuzzy type-2 controllers

Introduction. When the working point of the indirect vector control is constant, the conventional speed and current controllers operate effectively. The operating point, however, is always shifting. In a closed-system situation, the inverter measured reference voltages show higher harmonics. As a result, the provided pulse is uneven and contains more harmonics, which enables the inverter to create an output voltage that is higher. **Aim.** A space vector modulation (SVM) technique is presented in this paper for type-2 neuro fuzzy systems. The inverter's performance is compared to that of a neuro fuzzy type-1 system, a neuro fuzzy type-2 system, and classical SVM using MATLAB simulation and experimental validation. **Methodology.** It trains the input-output data pattern using a hybrid-learning algorithm that combines back-propagation and least squares techniques. Input and output data for the proposed technique include information on the rotation angle and change of rotation angle as input and output of produced duty ratios. A neuro fuzzy-controlled induction motor drive's dynamic and steady-state performance is compared to that of the conventional SVM when using neuro fuzzy type-2 SVM the induction motor, performance metrics for current, torque, and speed are compared to those of neuro fuzzy type-1 and conventional SVM. **Practical value.** The performance of an induction motor created by simulation results are examined using the experimental validation of a dSPACE DS-1104. For various switching frequencies, the total harmonic distortion of line-line voltage using neuro fuzzy type-2, neuro fuzzy type-1, and conventional based SVMs are provided. The 3 hp induction motor in the lab is taken into consideration in the experimental validations. References 22, tables 3, figures 15.

Key words: space vector modulation, neuro fuzzy type-1, neuro fuzzy type-2, induction motor, total harmonic distortion.

Вступ. Коли робоча точка непрямого векторного управління стала, традиційні регулятори швидкості та струму працюють ефективно. Проте робоча точка постійно змінюється. У ситуації закритої системи виміряна інвертором опорна напруга показує вищі гармоніки. В результаті імпульс, що подається, нерівномірний і містить більше гармонік, що дозволяє інвертору створювати більш високу вихідну напругу. **Мета.** У цій статті представлена методика просторової векторної модуляції (SVM) для нейронечітких систем типу 2. Продуктивність інвертора порівнюється з продуктивністю нейронечіткої системи типу 1, нейронечіткої системи типу 2 та класичної SVM з використанням моделювання MATLAB та експериментальної перевірки. **Методологія.** Навчається шаблон даних введення-виводу, використовуючи алгоритм гібридного навчання, який поєднує у собі методи зворотного поширення помилки та методу найменших квадратів. Вхідні та вихідні дані для запропонованої методики включають інформацію про кут повороту і зміну кута повороту як отримані вхідні і вихідні коефіцієнти заповнення. Динамічні характеристики приводу асинхронного двигуна з нейронечітким управлінням порівнюються з характеристиками звичайного SVM. При використанні нейронечіткого SVM типу 2 асинхронний двигун, показники продуктивності по струму обертаючого моменту і швидкості порівнюються з показниками приводу асинхронного двигуна з нейронечітким управлінням типу 1 та традиційного SVM. **Практична цінність.** Продуктивність асинхронного двигуна, створеного за результатами моделювання, досліджується з використанням експериментальної перевірки dSPACE DS-1104. Для різних частот перемикання розраховуються засальні гармонічні спотворення лінійної напруги з використанням нейронечіткого управління типу 2, нейронечіткого управління типу 1 і традиційного SVM. Асинхронний двигун потужністю 3 л.с. у лабораторії враховується під час експериментальних перевірок. Бібл. 22, табл. 3, рис. 15.

Ключові слова: просторово-векторна модуляція, нейронечіткий тип 1, нейронечіткий тип 2, асинхронний двигун, повне гармонійне спотворення.

1. Introduction. Space vector modulation (SVM) is a technique for managing the pulse width modulation method used to regulate the inverter-fed induction motor (IM). At the turning points, which are caused by space vector instants, the pulse width modulated voltage source inverter is used. In compared to the straightforward sinusoidal approach, switching times are reduced and current and torque ripple are decreased [1]. For both linear and non-linear modes of operation, the digital implementation is a technique utilized in transient simulation. SVM is a method for implementing optimum bus voltage utilization and support for the harmonic spectrum utilized in current applications is explained in [2]. To reduce ripple in torque and current, the adaptive neuro fuzzy interference system based on maximum power point tracking is presented for IM driving in MATLAB/Simulink and is confirmed using an experimental setup utilising the hardware D-space (1104) is discuss in [3]. The type-2 fuzzy logic direct torque control technique is implemented because of the replacement of proportional-integral controllers. Using the control technique, the reaction improved in both transient and steady state conditions. Under various operating conditions, it also reduces torque ripple and flux distortion in contrast to the regular direct torque control [4]. Instead

of using filters to reduce torque ripple like standard propositional integral controllers, adaptive neuro fuzzy interference system current controllers are employed for an indirect vector of an inverter driven IM. The performance of the drive is simulated under various operating conditions [5]. To reduce switching losses and output voltage distortion from the created SVM algorithm, the proposed method uses variable frequency modulation to voltage source inverter fed IM [6]. Instead of a proposal integral controller with no filter, a neuro fuzzy torque controller is employed to eliminate torque ripple. The SVM approach is also suggested, although information is required to calculate the sector and angle [7]. For the error inside the boundary, an n -level voltage source inverter fed with current error space vector hysteresis is used as the current controller. The advantage of the hysteresis controller is that it transitions from linear to over modulation smoothly. It has also been confirmed by experimental validation with steady and transient performances. [8]. For the voltage source inverter fed IM drive, type-2 fuzzy-based methodology has been used. The technique has been compared to traditional SVM for performance and is independent of switching frequency. [9]. The adaptive-

network-based fuzzy inference system based SVM is not required to predict the switching frequency or required training error when using the SVM method. This is the reason why, in contrast to other optimization strategies like genetic, neural and fuzzy [10]. The development of a technology known as constant switching frequency torque control can be used to manage torque in both steady state and dynamic conditions. For calculating the torque ripple and angular velocity, it employs flux error vector-based SVM [11]. Fast switching frequency is implemented using the artificial neural network SVM based fed voltage source inverter, which leads to dynamic operation of the IM drive under linear region to square wave. [12]. SVM based on neuro fuzzy and three-level inverter fed voltage source used to implement improved constant and dynamic performance of the IM drive. The suggested method generates an output with the proper duty ratios by changing the input space-vector angle. The neural network with a specific integrated circuit chip is used to easily implement the SVM algorithm. [13, 14]. The recommended artificial neural network with SVM-based voltage source inverter fed IM drive estimate a variety of outputs without regard to switching frequency [15]. The five-layer network fed into the neuro fuzzy SVM-based inverter produces output that is trained duty ratios from input from V_{ds} and V_{qs} . Simulation and experimental validation can be used to estimate the total harmonic distortion (THD) computation for various switching frequencies [16]. For a wind turbine with a doubly fed induction generator, use SVM. The method is used for minimizing the harmonic distortion of stator currents under various wind speed [17].

2. Mathematical modelling of IM. Using direct-quadrature (d - q) stationary references, a mathematical model of a three-phase squirrel cage IM was developed [18].

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_{dr} + \frac{pL_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \psi_{dr} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s}; \quad (1)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_{qr} - \frac{pL_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \psi_{dr} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s}; \quad (2)$$

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{dr} - p\omega_r \psi_{qr} + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds}; \quad (3)$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{qr} + p\omega_r \psi_{dr} + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs}; \quad (4)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{1}{J} (T_e - T_l), \quad (5)$$

where $\sigma = (1 - L_m^2 / L_s L_r)$ is the leakage coefficient; i_{ds} , i_{dr} are the stator currents of d - q axis; R_s , R_r are the stator and rotor resistances; V_{ds} , V_{dr} are the stator voltage of d - q axis; L_s , L_r are the stator and rotor inductances; ψ_{ds} , ψ_{dr} are the rotor fluxes of d - q axis; L_m , ω_r , p are the magnetizing inductance, rotor speed and number of poles; B is the damping coefficient; J is the moment of inertia; T_e , T_l are the electromagnetic and load torques.

3. Mathematically modulated two level inverter. Variable speed drives use pulse width modulation, which is regulated using a method known as space vector. The states of a two-level inverter are flipped using these various vectors. The connection diagram of two level inverter and space vector diagram is presented in Fig. 1. Choosing the V_0 and V_7 vectors results in a voltage that is zero. The remaining vectors V_1 to V_6 are chosen to provide the induction machine with the necessary voltage.

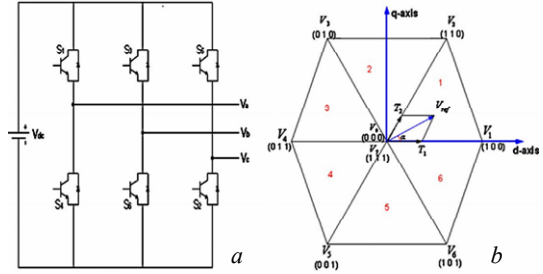


Fig. 1 Two level inverter (a) and space vector diagram with active vectors (b)

The reference voltage V_{ref} , which has a constant value, is created by combining the nearest two active vectors V_n and V_{n+1} , with zero vectors (V_0 and V_7). By merging two active vectors, effective vectors can be employed to achieve the desired results. The block diagram of proposed SVM based inverter control using neuro fuzzy type-2 (NFT2) is shown in Fig. 2.

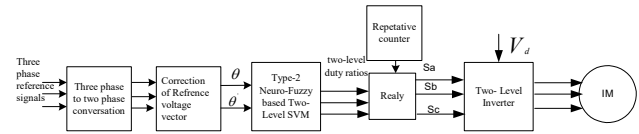


Fig. 2. Proposed SVM for inverter control using NFT2

The following can be inferred from mentioned concept of the necessary mean voltage and unit sample time for the reference vector:

$$V_{ref} = (T_1 V_n + T_2 V_{n+1}) / T_s, \quad (7)$$

where T_1 , T_2 represent the V_1 - V_6 sector's active times.

While the equation are being equated, along the direct axis is

$$V_{ref} \cos \alpha T_s = V_{dc} T_1 + (V_{dc} \cos(\pi/3)) T_2. \quad (8)$$

As the equation are being equated along the quadrature axis:

$$V_{ref} \sin \alpha T_s = V_{dc} T_1 + (V_{dc} \sin(\pi/3)) T_2, \quad (9)$$

where V_{dc} is the magnitude of each active vector; V_{ref} is the angle of 60° sector with respect to the sector's beginning V_1 - V_6 ;

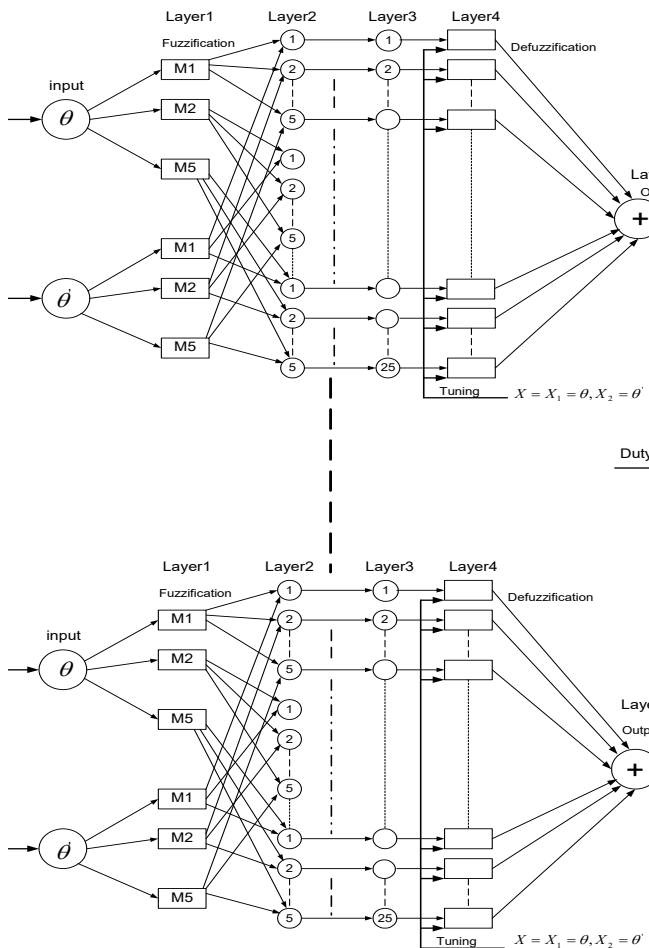
$$T_1 = M \frac{\sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)} T_s; \quad (10)$$

$$T_2 = M \frac{\sin \alpha}{\sin(\pi/3)} T_s; \quad (11)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2, \quad (12)$$

where T_s is the sampling period; T_0 is the duration of zero vector and M is the modulation index and is given by V_{ref} / V_{dc} . The ripple value decreases to zero when time is divided uniformly.

4. Modified NFT2 based SVM. In order to develop a NFT2 system, the IF-THEN rules are used which have antecedent and consequent sections with type-2 fuzzy values. Uncertainties in fuzzy sets of Gaussian type-2 can be connected to the mean and standard deviation.



A fuzzy inference system's hardware implementation comprises of implementing the fuzzification, fuzzy inferences, and defuzzification discussed in [19]. The duty ratios are generated using a NFT2 based SVM that has been trained in the under modulation zone. The switching frequencies are 3 kHz and 15 kHz. The training data for NFT2 interference system obtained simulating the conventional SVM [20]. Typically, training takes from 0 to 5 min each epoch on a 1.8 GHz Pentium Dual Core computer, with a training error of less than 0.0002.

Fig. 3. Structure of NFT2 Takagi-Sugeno system

The input variables θ (space vector) and θ' (change of space vector) each have a number membership function of 5 and 5, respectively (see Fig. 3). So, there are we have 25 rules ($5 \cdot 5 = 25$). For two input variables, Bell shape membership functions are employed. As a result, NFT2 are 105 fitting parameters overall. Because the premise parameters are 30 ($5 \cdot 3 + 5 \cdot 3 = 30$) and the consequent parameters are 75 ($3 \cdot 25 = 75$).

5. Results and discussions. In the direct torque control concept, using a proportional integral speed controller causes a loss of decoupling with respect to parameter fluctuations [21]. The performance characteristics of an IM have been studied using proportional integral, neuro fuzzy type-1 (NFT1), and NFT2 SVM-based controllers in a different operating condition, i.e. steady state and step change. The command speed of the 3 hp IM is 157 rad/s (1500 rpm). The parameters of the IM are shown in Table 1.

Table 1

Parameters of the IM	
Motor power	2.2 kW (3 hp), 400 V
Number of the poles p	4
Inverter switching frequencies, kHz	3 and 15
DC link voltage, V	150
Modulation index	0.86
Stator resistance R_s, Ω	0.55
Stator inductance L_s, mH	93.38
Rotor resistance R_r, Ω	0.78
Rotor inductance L_r, mH	93.36
Magnetizing inductance L_m, mH	90.5
Moment of inertia $J, \text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.019
Damping coefficient B	$5 \cdot 10^{-5}$

5.1 Inverter line-to-line voltage and harmonic spectrum switching frequency of 3 kHz.

For DC link voltage 150 V the fundamental line voltage increased by 0.56 % in NFT2 as compared with conventional based SVM (see Fig. 4,a,c) and 0.44 % increased as compared NFT1 based SVM (see Fig. 4,b,c).

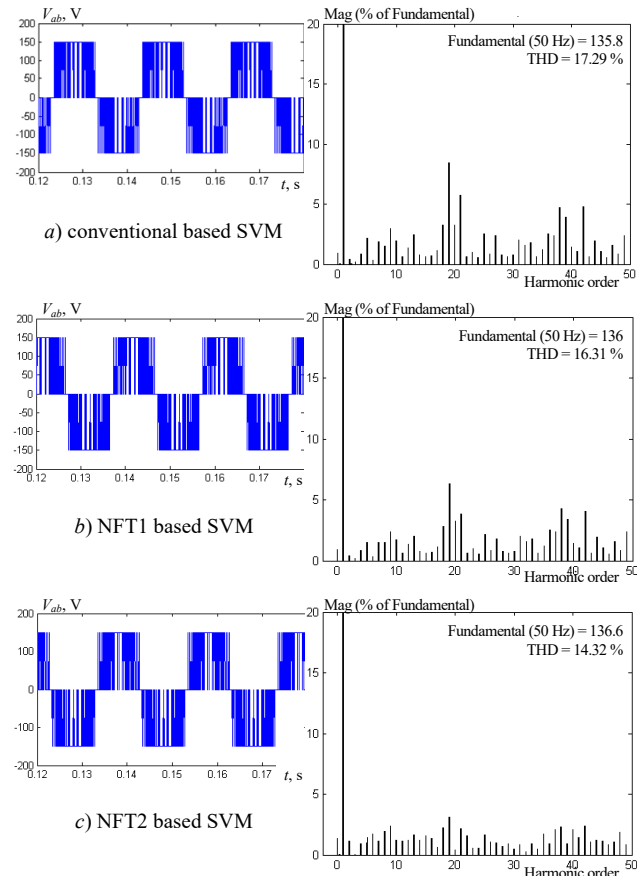


Fig. 4. Inverter line to-line voltage and harmonic spectrum at switching frequency of 3 kHz

In comparison to NFT1 SVM and conventional SVM, the 5th and 7th harmonics are decreased in NFT2 SVM. Comparing NFT2 based SVM to NFT1 based SVM and conventional SVM, the THD was also lowered (see Table 2)

Table 2
THD comparison at 3 kHz

No	Parameter	Conventional SVM	NFT1 based SVM	NFT2 based SVM
1	Fundamental line voltage (peak), V	135.8	136	136.6
2	5 th harmonic, %	2.13	1.98	1.87
3	7 th harmonic, %	1.86	1.55	1.1
4	THD, %	17.29	16.31	14.32

5.2 Performance of IM (switching frequency 3 kHz).

1. Operation during steady state. IM steady state torque ripple decreased from 2.2 N·m to 1 N·m in NFT2 based SVM as compared to conventional based SVM (see Fig. 5,a,c). Similarly, torque ripple reduced from 2.2 N·m to 2 N·m in NFT2 as compared with NFT1 based SVM (see Fig. 5,b,c). The speed response reaches early in NFT2 based SVM compared with NFT1 and conventional based SVM (see Fig. 5,c). SVM technique and fuzzy logic control are used in two distinct direct torque control methods, which are described in [22].

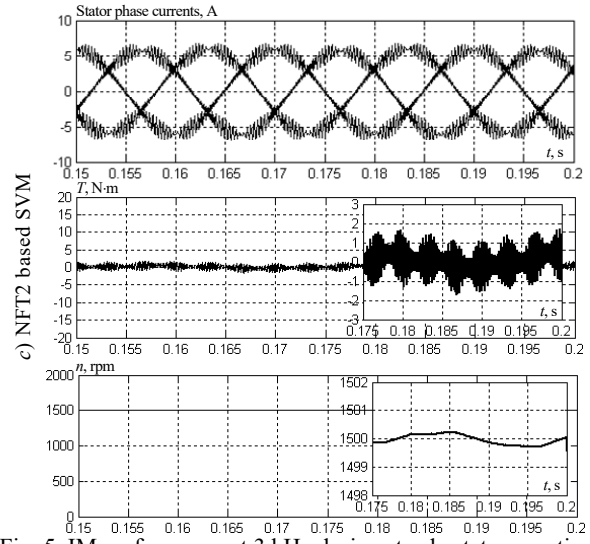
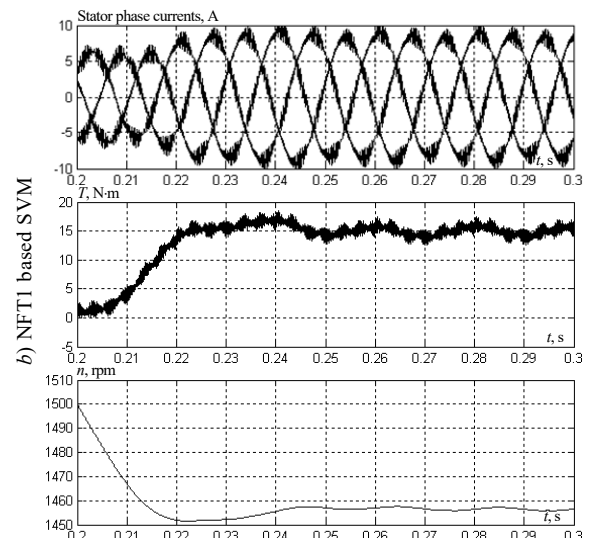
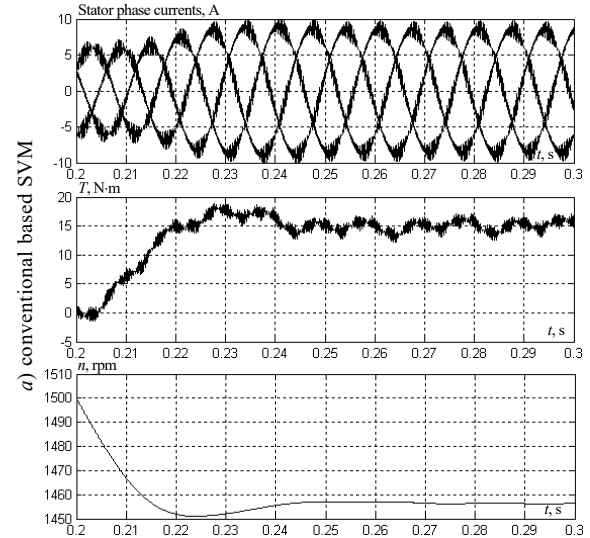
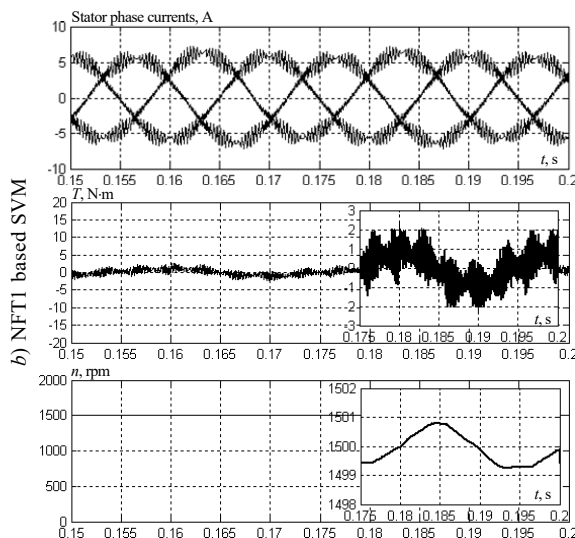
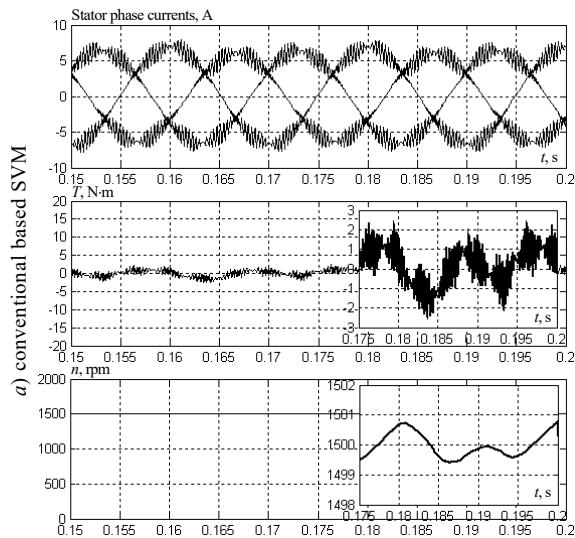


Fig. 5. IM performance at 3 kHz during steady state operation

2. During step change operation. When compared to conventional SVM, an IM is operating during a step change, the torque ripple is reduced from 17.5 N·m to 15 N·m in NFT2 based SVM (see Fig. 6,a,c). Similarly as compared to NFT1 based SVM, torque ripple reduced from 17 N·m to 15 N·m (see Fig. 6,b,c).



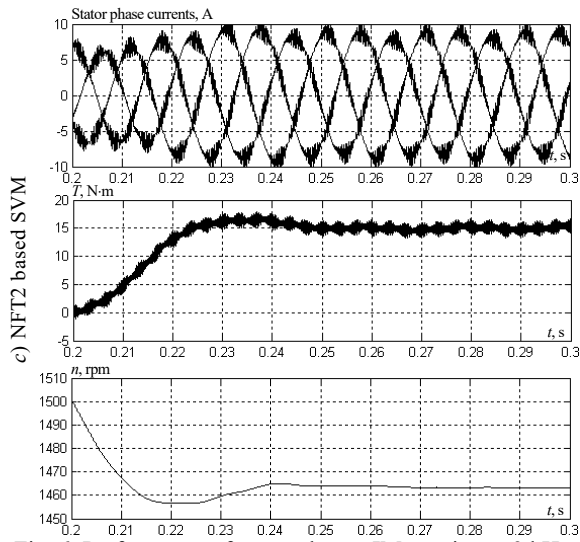


Fig. 6. Performance of a step change IM running at 3 kHz

The torque ripple reduced by 16.66 % in NFT2 based SVM. When compared to NFT1 and conventional SVM, the stator current increased by 33.33 % in NFT2 based SVM (Fig. 6,c). The quick response arrives before time (see Fig. 6,c).

5.3 Inverter line-to-line voltage and harmonic spectrum at switching frequency of 15 kHz.

The fundamental line voltage increased by 0.87 % in NFT2 as compared with conventional SVM (see Fig. 7,a,c).

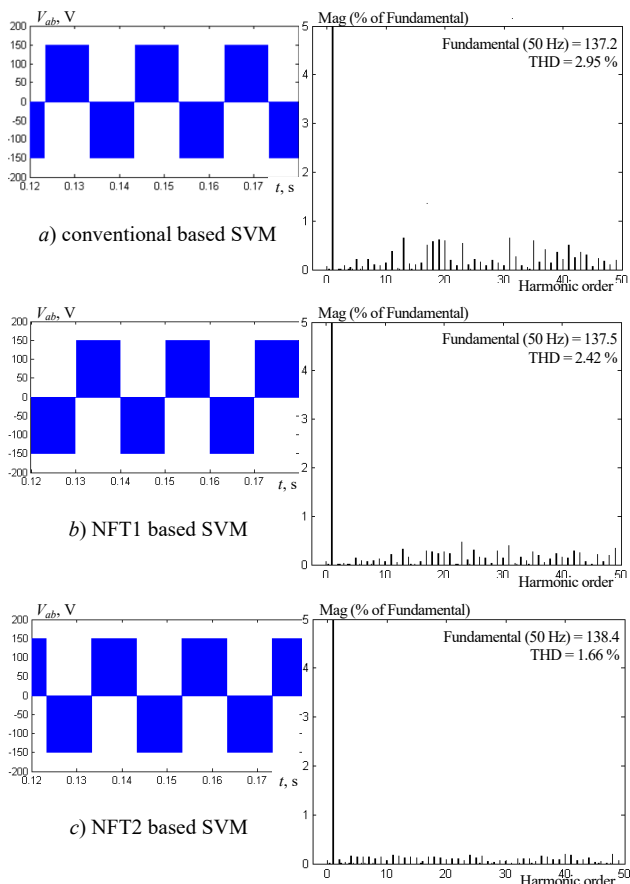


Fig. 7. Inverter line-to-line voltage and harmonic spectrum at switching frequency of 15 kHz

Similarly, in NFT2 based SVM the fundamental line voltage increased by 0.65 % as compared with NFT1

based SVM (see Fig. 7,b,c). For a 150 V DC inverter, NFT2 based SVM reduces the 5th and 7th harmonic as comparing with conventional and NFT1 based SVM, the overall THD was similarly lower (see Table 3).

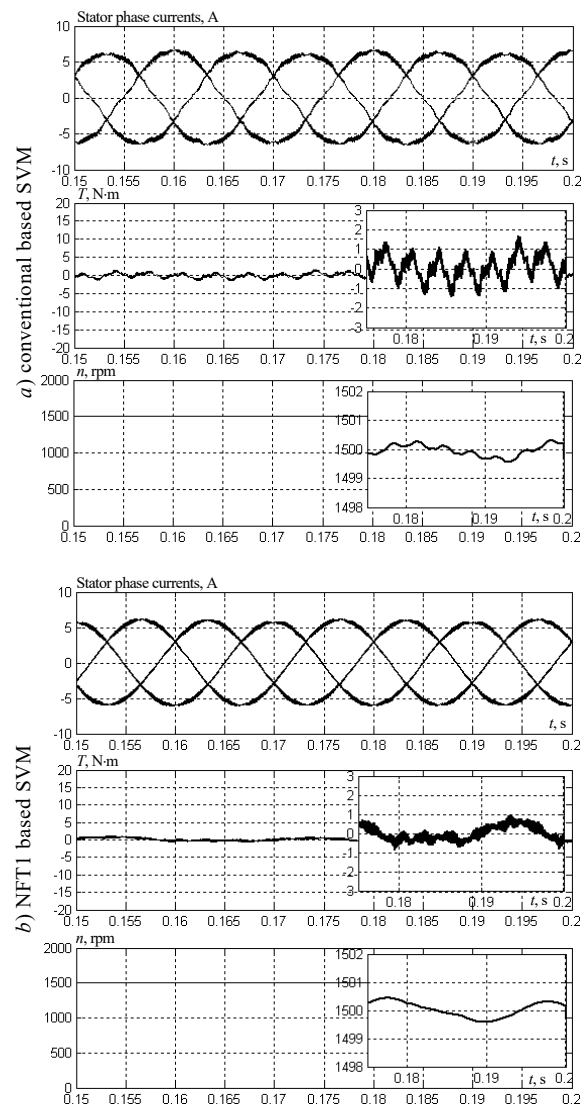
Table 3

Comparison of THD at 15 kHz

No	Parameter	Conventional SVM	NFT1 based SVM	NFT2 based SVM
1	Fundamental line voltage (peak), V	137.2	137.5	138.4
2	5 th harmonic, %	1.2	0.2	0.14
3	7 th harmonic, %	0.47	0.31	0.06
4	THD, %	2.95	2.42	1.66

5.4 Performance of IM (switching frequency 15 kHz).

Operation during steady state. When compared to conventional SVM, the torque ripple caused by an IM operating in steady state is reduced (1.5 N·m to 0.5 N·m) by 66.665 % in NFT2 (see Fig. 8,a,c). Similarly, in NFT2 based SVM, the ripple in torque reduced (0.8 N·m to 0.5 N·m) by 0.375 % as compared with NFT1 based SVM (see Fig. 8,b,c). The ripple in the stator current was also reduced by 0.37 %, and the speed response arrived earlier (see Fig. 8,c).



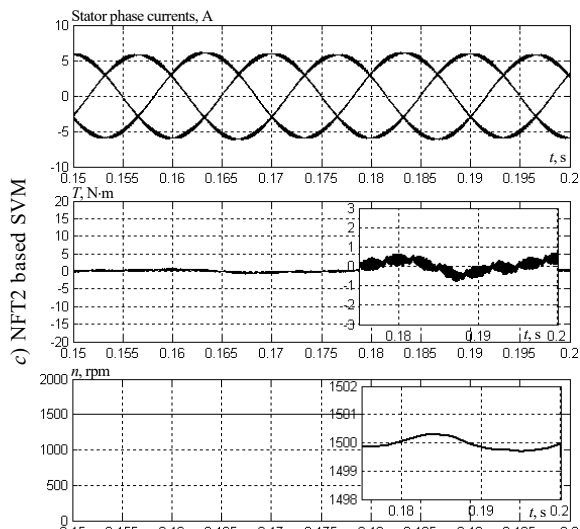


Fig. 8. IM performance at 15 kHz during steady state operation

6. Experimental validation. A dSPACE DS-1104 is employed to carry out the NFT2 based SVM algorithm in real time. The initial development of the control algorithm takes place in MATLAB/Simulink. By using MATLAB's real time workshop, automatic C code generation for real time implementation is accomplished. The experimental setup is shown in Fig. 9.

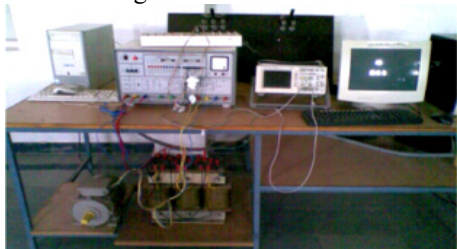


Fig. 9. Experimental setup

6.1 Line-to-line voltage at 3 kHz. The THD value also reduced in NFT2 based SVM as compared with NFT1 based SVM and conventional SVM (Fig. 10-12, where 1 div is 50 V).

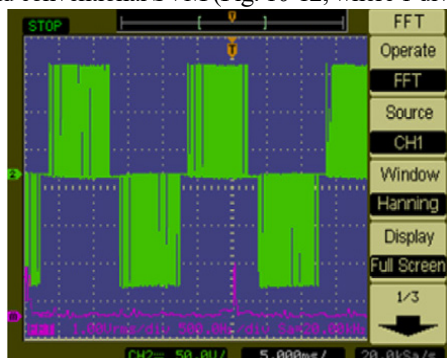


Fig. 10. Conventional SVM

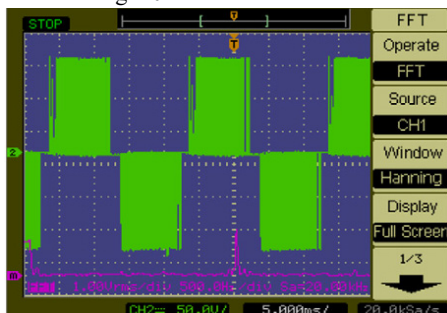


Fig. 11. NFT1 based SVM



Fig. 12. NFT2 based SVM

6.2 Speed response of IM drive. Finally, Fig. 13-15 present the speed response reaches early in NFT2 based SVM as compared with NFT1 based SVM and conventional based SVM. The performance of IM drive improved under steady state operation and step change operation.

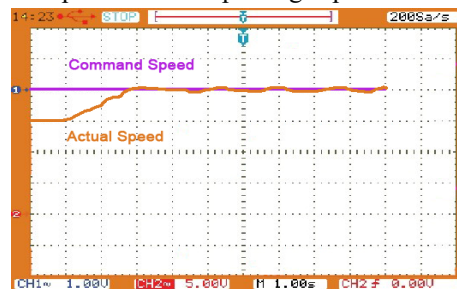


Fig. 13. Conventional based SVM

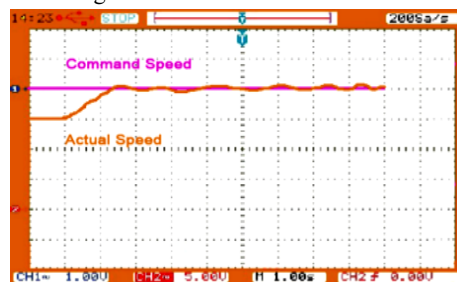


Fig. 14. NFT1 based SVM

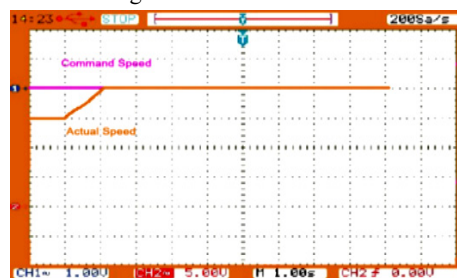


Fig. 15. NFT2 based SVM

7. Conclusions. A dynamic response of the induction motor (IM) has been seen while comparing the recommended neuro fuzzy type-2 (NFT2) space vector modulation (SVM) based controller to the conventional based SVM and neuro fuzzy type-1 (NFT1) based SVM controllers.

The performance of NFT1 controllers based SVM IM drive under various operating conditions with switching frequency at 3 and 15 kHz examined. The fundamental line voltage is 0.14 % increase in NFT1 based SVM as compared with conventional SVM. The 5th, 7th harmonic components are reduced by 7.04 %, 16.66 % respectively in NFT1 based SVM as compared with conventional SVM. The total harmonic distortion (THD) in NFT1 based SVM reduced by 5.66 % as compared with conventional SVM.

Similarly, IM drive operates under 15 kHz operation the fundamental line voltage is increased by 0.21 % as compared with conventional SVM. The 5th, 7th harmonic components are reduced by 83.33 %, 34.04 % respectively in NFT1 based SVM as compared with conventional SVM. The THD in NFT1 based SVM reduced by 17.96 % as compared with conventional SVM.

The experimental implementation of the IM drive with conventional SVM, NFT1 and NFT2 controllers based SVM examine at switching frequency 3 kHz using dSPACE DS-1104. The inverter line voltage V_{ab} THD value reduced by 23.1 %, 9.65 % in NFT2 SVM by as compared with conventional SVM, NFT1 SVM respectively. The inverter line voltage V_{bc} THD value is reduced by 18.9 % in NFT2 SVM by as compared with conventional SVM. The inverter line voltage V_{ca} THD value is reduced by 23.1 %, 9.65 % in NFT2 SVM by as compared with conventional SVM, NFT1 SVM respectively.

The dynamic performance of IM drive improved with NFT2 based SVM as compared with NFT1 and conventional based SVM.

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

REFERENCES

1. Van der Broeck H.W., Skudelny H.-C., Stanke G.V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1988, vol. 24, no. 1, pp. 142-150. doi: <https://doi.org/10.1109/28.87265>.
2. Mehrizi-Sani A., Filizadeh S. Digital implementation and transient simulation of space-vector modulated converters. *2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2006, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/PES.2006.1709108>.
3. Pakkiraiah B., Durga Sukumar G. Enhanced Performance of an Asynchronous Motor Drive with a New Modified Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System-Based MPPT Controller in Interfacing with dSPACE DS-1104. *International Journal of Fuzzy Systems*, 2017, vol. 19, no. 6, pp. 1950-1965. doi: <https://doi.org/10.1007/s40815-016-0287-5>.
4. Venkataramana Naik N., Singh S.P. Improved Torque and Flux Performance of Type-2 Fuzzy-based Direct Torque Control Induction Motor Using Space Vector Pulse-width Modulation. *Electric Power Components and Systems*, 2014, vol. 42, no. 6, pp. 658-669. doi: <https://doi.org/10.1080/15325008.2013.871608>.
5. Durgasukumar G., Pathak M.K. Neuro-fuzzy-based torque ripple reduction and performance improvement of VSI fed induction motor drive. *International Journal of Bio-Inspired Computation*, 2012, vol. 4, no. 2, pp. 63-72. doi: <https://doi.org/10.1504/IJBIC.2012.047174>.
6. Attaianesi C., Nardi V., Tomasso G. Space Vector Modulation Algorithm for Power Losses and THD Reduction in VSI Based Drives. *Electric Power Components and Systems*, 2007, vol. 35, no. 11, pp. 1271-1283. doi: <https://doi.org/10.1080/15325000701351724>.
7. Durgasukumar G., Pathak M.K. Neuro-fuzzy-based space vector modulation for THD reduction in VSI fed induction motor drive. *International Journal of Power Electronics*, 2012, vol. 4, no. 2, pp. 160-180. doi: <https://doi.org/10.1504/IJPELEC.2012.045629>.
8. Dey A., Rajeevan P.P., Ramchand R., Mathew K., Gopakumar K. A Space-Vector-Based Hysteresis Current Controller for a General n-Level Inverter-Fed Drive With Nearly Constant Switching Frequency Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, vol. 60, no. 5, pp. 1989-1998. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2200217>.
9. Durgasukumar G., Abhiram T., Pathak M.K. TYPE-2 Fuzzy based SVM for two-level inverter fed induction motor drive. *2012 IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, 2012, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/IICPE.2012.6450468>.
10. Durgasukumar G., Ramanjan Prasad R. Torque ripple minimization of vector controlled VSI Induction Motor Drive using Neuro-Fuzzy Controller. *International Journal of Advances in Engineering Sciences*, 2011, vol. 1, no. 1, pp. 40-43.
11. Tripathi A., Khambadkone A.M., Panda S.K. Torque Ripple Analysis and Dynamic Performance of a Space Vector Modulation Based Control Method for AC-Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, vol. 20, no. 2, pp. 485-492. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.842956>.
12. Kazmierkowski M.P., Da Silva L.E.B., Bose B.K., Pinto J.O.P. A neural-network-based space-vector PWM controller for voltage-fed inverter induction motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2000, vol. 36, no. 6, pp. 1628-1636. doi: <https://doi.org/10.1109/28.887215>.
13. Sukumar D., Jithendranath J., Saranu S. Three-level Inverter-fed Induction Motor Drive Performance Improvement with Neuro-fuzzy Space Vector Modulation. *Electric Power Components and Systems*, 2014, vol. 42, no. 15, pp. 1633-1646. doi: <https://doi.org/10.1080/15325008.2014.927022>.
14. Mondal S.K., Pinto J.O.P., Bose B.K. A neural-network-based space-vector PWM controller for a three-level voltage-fed inverter induction motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2002, vol. 38, no. 3, pp. 660-669. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2002.1003415>.
15. Muthuramalingam A., Sivaranjani D., Himavathi S. Space Vector Modulation of a Voltage fed Inverter Using Artificial Neural Networks. *2005 Annual IEEE India Conference - Indicon*, 2005, pp. 487-491. doi: <https://doi.org/10.1109/INDCON.2005.1590218>.
16. Durgasukumar G., Pathak M.K. Comparison of adaptive Neuro-Fuzzy-based space-vector modulation for two-level inverter. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2012, vol. 38, no. 1, pp. 9-19. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2011.10.017>.
17. Boukadoum A., Bouguerne A., Bahi T. Direct power control using space vector modulation strategy control for wind energy conversion system using three-phase matrix converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 40-46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.06>.
18. Diab A.A.Z., Elsayy M.A., Denis K.A., Alkhalaf S., Ali Z.M. Artificial Neural Based Speed and Flux Estimators for Induction Machine Drives with Matlab/Simulink. *Mathematics*, 2022, vol. 10, no. 8, art. no. 1348. doi: <https://doi.org/10.3390/math10081348>.
19. Aib A., Khodja D.E., Chakroune S. Field programmable gate array hardware in the loop validation of fuzzy direct torque control for induction machine drive. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 28-35. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.04>.
20. Srinivas G., Sukumar G.D. A modified type-2 neuro-fuzzy SVM-based inverter fed IM drive. *International Journal of Power Electronics*, 2022, vol. 15, no. 3/4, pp. 267-289. doi: <https://doi.org/10.1504/IJPELEC.2022.122406>.
21. Guezzi A., Bendaikha A., Dendouga A. Direct torque control based on second order sliding mode controller for three-level inverter-fed permanent magnet synchronous motor: comparative study. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 10-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.02>.
22. Moussaoui L. Performance enhancement of direct torque control induction motor drive using space vector modulation strategy. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 1, pp. 29-37. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.1.04>.

Received 03.06.2023

Accepted 30.08.2023

Published 02.01.2024

G. Srinivas¹, Research Scholar,

G. Durga Sukumar², Professor,

M. Subbarao¹, Associative Professor,

¹Electrical and Electronics Engineering Department,

Vignan's Foundation for Science, Technology and Research

University, Vadlamudi, Guntur 522213, India,

e-mail: gadde.cnu@gmail.com (Corresponding Author);

msr_eee@vignan.ac.in

²Vignan Institute of Technology and Science, Deshmukhi, 508284

Telangana, India,

e-mail: durgasukumar@gmail.com

How to cite this article:

Srinivas G., Durga Sukumar G., Subbarao M. Total harmonic distortion analysis of inverter fed induction motor drive using neuro fuzzy type-1 and neuro fuzzy type-2 controllers. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 1, pp. 10-16. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.1.02>

G. Themozhi, K. Srinivasan, T. Arun Srinivas, A. Prabha

Analysis of suitable converter for the implementation of drive system in solar photovoltaic panels

Introduction. Photovoltaic (PV) systems gained immense attraction in the recent years since it produces electricity without causing environmental pollution through direct conversion of solar irradiance into electricity. Solar PV panels produce DC power. The magnitude of this DC power varies with temperature and irradiance of the sun rays. The DC supply from solar panels can be regulated using DC-DC converter and then can further be converted into the desired AC voltage by means of a voltage source inverter before being fed to an induction motor (IM). The speed and torque of an IM, fed from PV arrays, can vary due to the variation in the output power of the panels. **Goal** of this work is to improve the dynamic performance and reduce the torque ripple of Cuk converter-inverter fed IM drive system. The **novelty** of the current work proposes interleaved Cuk converter between solar PV DC source and the inverter. **Purpose.** To provide continuous current using an interleaved Cuk converter to the IM drive and in turn to reduce the torque ripple in IM. **Methodology.** Introduced an interleaved Cuk converter which is a blend of Cuk converters connected in parallel with each other between solar PV arrays and IM drive system. **Originality.** Simulation results are obtained for Cuk converter and interleaved Cuk converter fed IM drive by means of MATLAB. The hardware setup for the same IM systems is developed. **Practical value.** Simulation and hardware results are coincided with each other and it is subject from the simulation and hardware results that the interleaved Cuk converter-inverter fed IM system produced results superior than the Cuk converter inverter fed IM drive system. References 25, table 2, figures 22.

Key words: induction motor drive, interleaved Cuk converter, voltage source inverter.

Вступ. Фотоелектричні (ФЕ) системи набули величезної привабливості в останні роки, оскільки вони виробляють електроенергію, не викликаючи забруднення навколишнього середовища, за рахунок прямого перетворення сонячного випромінювання на електрику. Сонячні ФЕ панелі виробляють енергію постійного струму. Значення цієї потужності постійного струму залежить від температури та освітленості сонячних променів. Подача постійного струму від сонячних панелей може регулюватися за допомогою DC-DC перетворювача, а потім може бути перетворена в бажану змінну напругу за допомогою інвертора джерела напруги перед подачею на асинхронний двигун. Швидкість та обертаючий момент асинхронного двигуна, що живиться від ФЕ батарей, можуть змінюватися через зміну вихідної потужності панелей. **Метою** даної роботи є покращення динамічних характеристик та зменшення пульсації обертаючого моменту системи приводу асинхронного двигуна з живленням від Cuk перетворювача-інвертора. **Новизна** цієї роботи пропонує Cuk перетворювач, що чергується, між сонячним ФЕ джерелом постійного струму та інвертором. **Мета.** Забезпечення безперервності струму за допомогою Cuk перетворювача, що чергується, для приводу асинхронного двигуна і, у свою чергу, зменшення пульсації обертаючого моменту в асинхронному двигуні. **Методологія.** Представлений Cuk перетворювач, що чергується, який являє собою суміш Cuk перетворювачів, підключених паралельно один до одного між сонячними ФЕ батареями і системою приводу асинхронного двигуна. **Оригінальність.** Результати моделювання отримані для Cuk перетворювача і приводу асинхронного двигуна з живленням Cuk перетворювача, що чергується, за допомогою MATLAB. Розроблено апаратну частину цих же асинхронних двигунів. **Практична цінність.** Результати моделювання та апаратного забезпечення збігаються один з одним, і з результатів моделювання та апаратного забезпечення випливає, що система асинхронного двигуна з живленням від Cuk перетворювача-інвертора, що чергується, дає результати, які перевищують результати, ніж система приводу асинхронного двигуна з живленням від Cuk перетворювача. Бібл. 25, табл. 2, рис. 22.

Ключові слова: привід асинхронного двигуна, Cuk перетворювач, що чергується, інвертор джерела напруги.

1. Introduction. Photovoltaic (PV) systems gained immense attraction in the recent years since it produces electricity without causing environmental pollution through direct conversion of solar irradiance into electricity. This reality, together with constant decline in the cost incurred for PV arrays and increased efficiency which makes the next generation PV systems a preferable one. The capacity of PV cells relies upon a number of elements, for example, temperature, solar irradiance, daylight timings, soil condition, shadow timings and types of PV panels etc. The magnitude of this DC power varies with temperature and irradiance of the sun rays. DC supply from solar panels can be regulated using DC-DC converter and then can further be converted into the desired AC using a Voltage Source Inverter (VSI) before being fed to an induction motor (IM) for controlling its velocity and modes of operation.

The output from the PV system gets increased when utilizing a Cuk converter. With the help of a 3-phase VSI, the Cuk converter's output is upturned and pragmatically feed into a 3-phase IM. PV fed Cuk converter is permitted to make DC voltage as the input of inverter. In this way, the PV system's output is improved by using a Cuk converter. In general, the yield of the Cuk converter is reversed in an inverter-fed 3-phase IM.

By presenting a novel active clamper circuit, a converter circuit for electric vehicles (EVs) that achieves high efficiency and constant input current is demonstrated [1]. A modular multilevel inverter was designed using fuzzy logic technique for marine water pumping applications. A systematic method to attain Maximum Power Point Tracking (MPPT) for a PV fed IM support water pumping system was proposed [2]. Cuk converters were not employed in PV array-based water pumping systems prior to this study, despite the fact that they have various advantages and are a viable choice for utilisation when compared to other DC-DC converters. This study also proposed low-esteemed DC interface capacitor of VSI [3].

In order to eliminate the input current ripple at the selected duty cycle, two Cuk converters with positive and negative output voltage polarity are interleaved to create a buck-boost converter [4]. By calculating the quantity of inductors on the input side of both converters, the selective duty ratio can be calculated. The buck-boost converter uses output inductors to achieve low output current ripple and zero input current ripple. The converter's maximum voltage gain is straightforward and easy controlled [5].

A novel MPPT procedure for solar panels utilizing a SEPIC or Cuk converter was proposed. This study

© G. Themozhi, K. Srinivasan, T. Arun Srinivas, A. Prabha

proposed a novel method to leverage the highest result power from solar panels under differing environmental conditions. The study followed a methodology in which a pulse-width-modulated DC-DC SEPIC or Cuk converter was connected with a solar panel along with load or the battery bus [6]. The converter functions in a manner under discontinuous capacitor voltage mode, whereas the input current-fed switched inverter having single-stage, high boost inverter with buck-boost capability is reported for better electromagnetic interference noise immunity, wide input and output voltage range of operation, etc. A hybrid converter has been also developed to suit both AC and DC loads [7]. To enhance the robustness of a robotic system, a fractional PID control system is identified and analyzed. Control system parameters are obtained by employing recursive least-squares method [8]. Given attention on a 5 horse power, 110 V, 80 Hz IM that is appropriate for EV applications. High base frequency is utilised for uphill driving in order to maintain steady torque over a wider range. When developing the IM for an EV application, efficiency, power factor, and breakdown torque are taken into account [9]. It is said that an IM with four active and reactive power quadrants, a variable speed operation range, excellent energy efficiency, and better power quality. Because of its unique functions, this IM was specifically created for high-power wind energy conversion systems. Additionally, a three phase matrix converter is offered to lower the big harmonics [10].

Bridgeless Power Factor Correction (PFC), SEPIC and Cuk rectifiers were introduced that resulted in fewer amounts of conduction and switching losses). The study proposed novel bridgeless single-stage AC-DC PFC rectifiers in line with SEPIC and Cuk topologies. Due to the lack of input diode connect and since the two semiconductor switches are close proximity to the current streaming way, during each switching cycle, it ensures that the conduction losses get reduced while the thermal management is also increased in comparison with general SEPIC converter and Cuk PFC converter. The recommended topologies were proposed to exertion in DC motor to finish a next solitary control aspect in a flourishing method [11]. Model predictive control based field weakening algorithm is insisted to eliminate the DC-link disturbance in traction EV using a low-voltage IM [12]. A dynamic snubber zero voltage exchanging Cuk converter was planned, designed and executed [13]. The primary windings seemed to be series-connected in two transformers of the converter proposed in the study, while parallel connection was established between two half-wave rectifiers at output end in order to diminish the power stretches that occur in the transformer's secondary winding. The design and control of a single stage power controller used in a solar fed standalone application is given in [14]. A DC synchronous reference frame based controller is designed for the converter to normalize the yield voltage as per the requirement of the load [15]. Robust analysis on a non-linear system controlled by PID controller and FOPID controller were performed and compared their performance based on their ability to reject external disturbance. The performance of the controllers was done on the system based on their

response for a step input [16-18]. There is a requirement to normalize the speed of IM while the guidelines for open loop Interleaved Cuk Converter-Inverter fed IM (ILCCIIM) seem impressive.

The review of literature is evident that the works conducted earlier missed to deal with ILCCIIM [19-25]. There is a requirement to regulate the speed of ILCCIIM system.

The goal of the article. The current work proposes interleaved Cuk converter between solar PV DC source and the inverter to regulate the speed and torque of the IM.

2. Selection of Cuk converter for IM drive system.

DC-DC Cuk converter. In general, DC-DC Cuk converter can work in both boost and buck modes. It further ensures the energy is flown in both directions i.e., between source and the load. Based on input voltage, the output voltage from Cuk converter remains negative. The converter can handle nonstop input voltage and persistent output current. The inductor, on the output side, is used for better output current. Likewise, on input side, it is used to support the voltage level. It is possible to make the Cuk converter function in either continuous conduction mode or in discontinuous conduction mode based on load requirements. Since the output current of the converter is discontinuous, in order to make it continuous and to meet the load current requirement of the IM, the Cuk converter can be interleaved. Here the *interleaving* means the parallel connection of Cuk converters by retaining the rating of the components like inductors and capacitors. This work concentrated on two stages of interleaved Cuk converter. If the number of stages is increased that will lead to increase in complexity and more switching loss. Hence two stages of interleaved Cuk converter are preferred here for the decide speed control of IM drive.

3. Proposed interleaved Cuk converter.

Output of Cuk converter. The production of all the Cuk converters is available as output for the load. The course of action of two converters makes the output in such a way that an interleaved Cuk converter turns into a single controlled device topology. The benefit of the proposed interleaved Cuk converter is the mitigation of torque ripples in the output.

The turn-around stream of current that emerges from load side to input side gets inhibited by the input side inductor. Figure 1 shows the proposed interleaved Cuk converter in which two Cuk converters are connected in parallel. Figure 2 shows the circuit diagram of converter-inverter fed IM system.

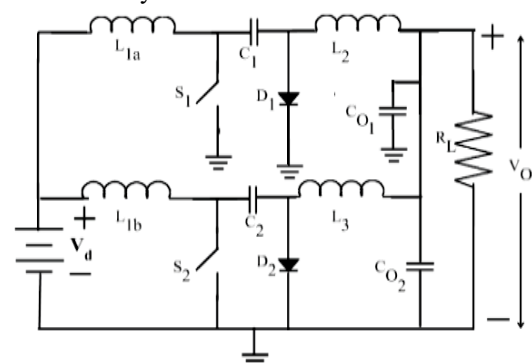


Fig. 1. Proposed interleaved Cuk converter

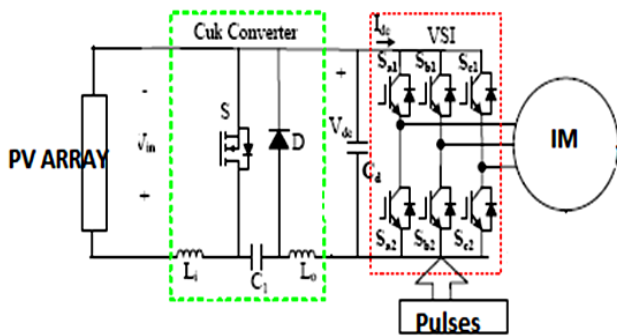


Fig. 2. Circuit diagram of Cuk converter-inverter fed IM

4. Simulation results of Cuk converter-inverter fed IM. The MATLAB/Simulink model is used to investigate the performance of the Cuk converter and interleaved converter circuit. The high gain interleaved Cuk converter has a 100 V input voltage and a 400 V output voltage. The switching frequency is held constant at 10 kHz.

The Cuk converter fed IM system created in MATLAB/Simulink is shown in Fig. 3. Figures 4, 5 illustrate the applied input voltage and the voltage across the Cuk converter, respectively. The applied input voltage is 150 V DC. The voltage across the Cuk converter is shown in Fig. 6. The Cuk converter's output voltage is 60 V. Figure 7 depicts the Cuk converter's voltage ripple.

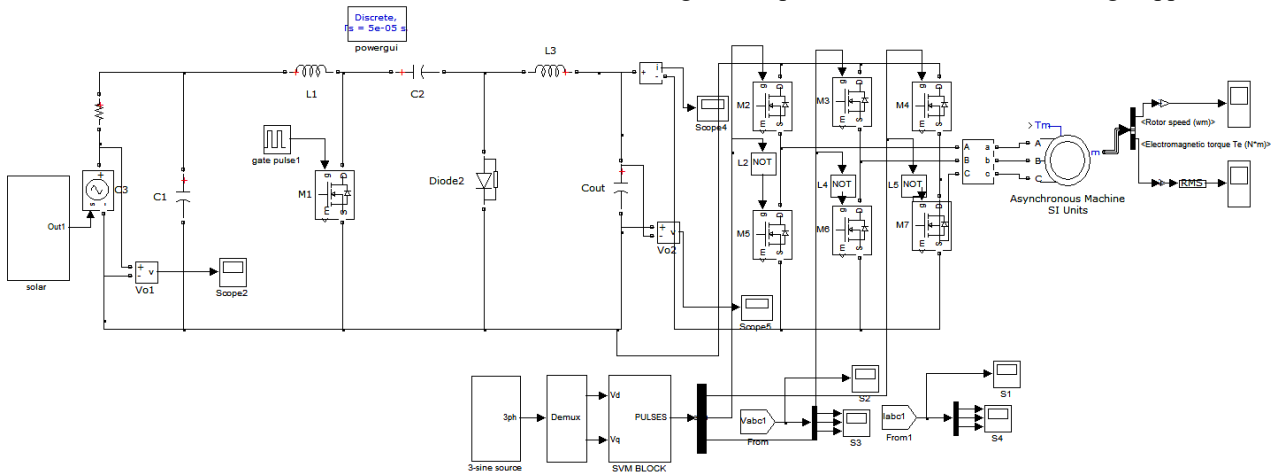


Fig. 3. Cuk converter fed IM system

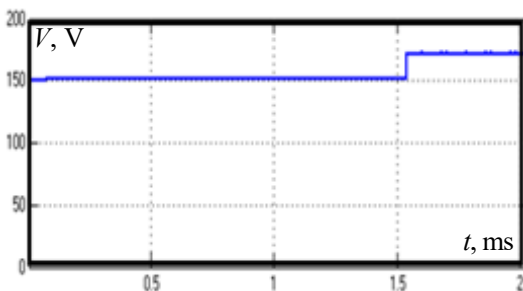


Fig. 4. Input voltage applied to the Cuk converter in open loop ILCCIM

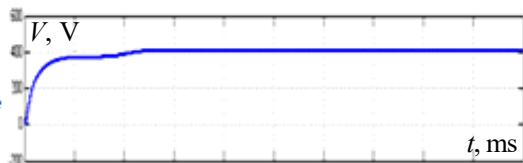


Fig. 5. Voltage across Cuk converter

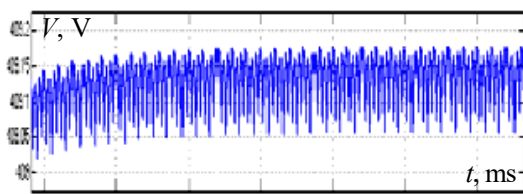


Fig. 6. Voltage ripple of CUK converter

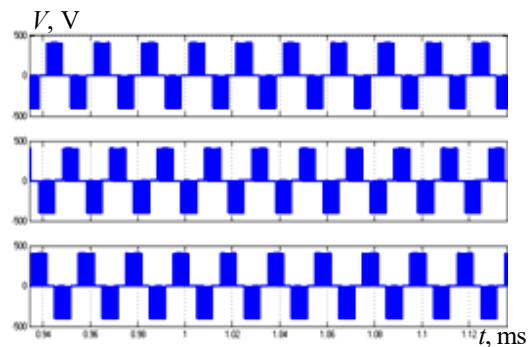


Fig. 7. Output voltage of the inverter

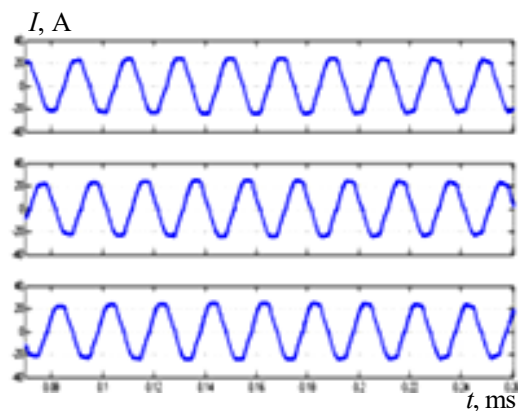


Fig. 8. Output current of the inverter

Figures 7, 8 show the inverter's output voltage and current, respectively. The output current (peak to peak) is 50 A, and the output voltage is 500 V.

Figures 9, 10, respectively, display the motor speed and motor wave forms. According to the findings, the motor torque stabilizes about 0.5 s.

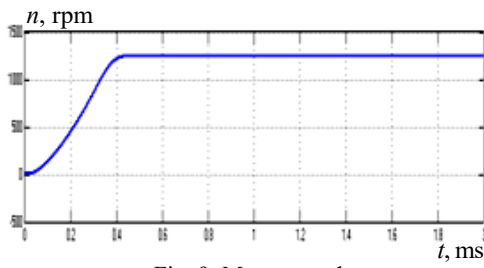


Fig. 9. Motor speed

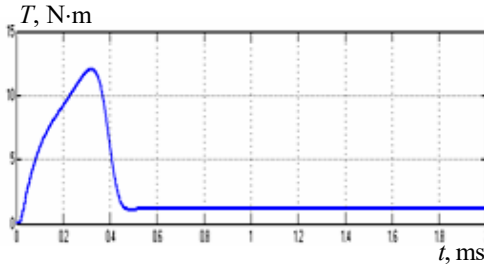


Fig. 10. Motor torque

5. Simulation of ILCCIIM system. The MATLAB Simulink is used to build the ILCCIIM system. Similar outcomes are also attained with this system. ILCCIIM system circuit is depicted in Fig. 11. Figure 12 depicts the output torque ripple of a single Cuk converter as well as the superimposed waveform of a two-stage interleaved Cuk converter.

In order to lessen the input current ripple, two Cuk converters were assigned in tandem. The speed response established by ILCCIIM is depicted in Fig. 13, and it had a value of 0.48 N·m. Due to improved insulation, the ILCCIIM's torque and speed were both stabilized at higher values.

6. Implementation results of ILCCIIM. A hardware setup for an inverted-fed, interleaved Cuk converter motor was created and put into practice in a lab environment (Table 1). Figure 14 shows the hardware setup of ILCCIIM system. Figure 15 shows the output voltage of solar panel whereas. Figure 16 shows the Cuk converter's output voltage.

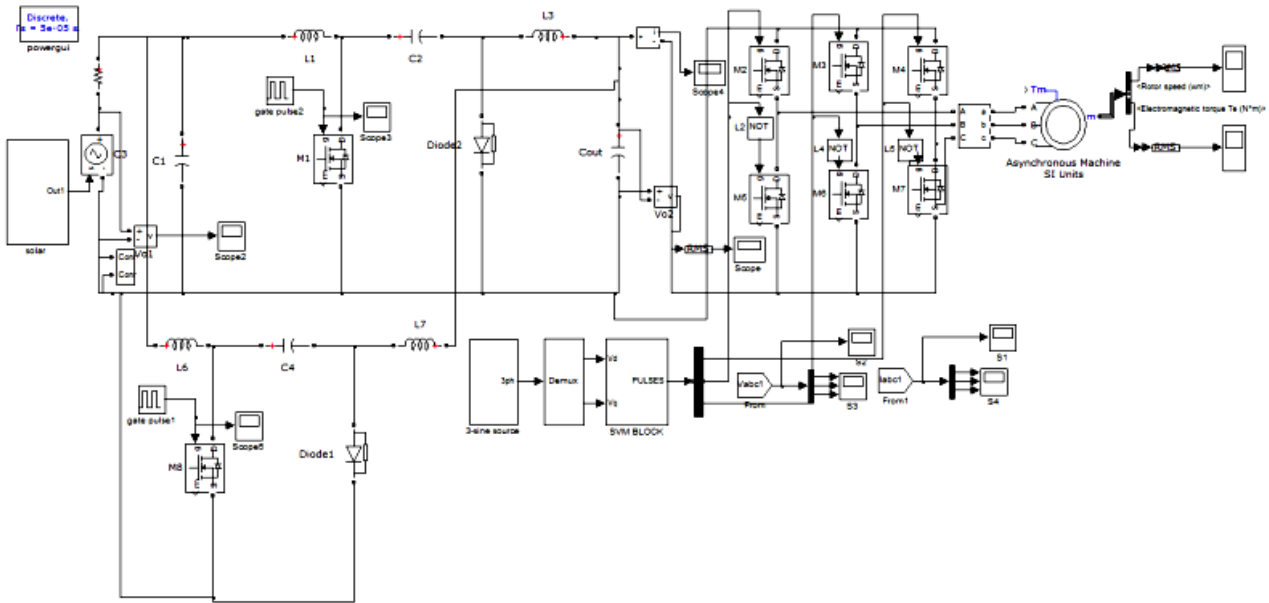


Fig. 11. Interleaved Cuk converter-inverter fed IM

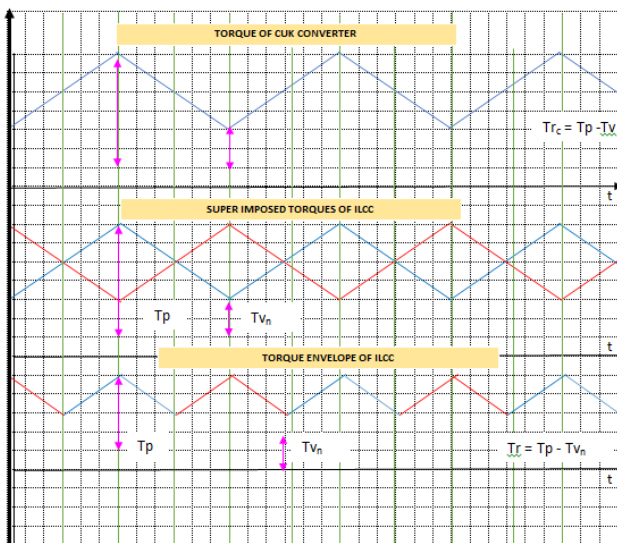


Fig. 12. Torque wave form of the interleaved CUK converter

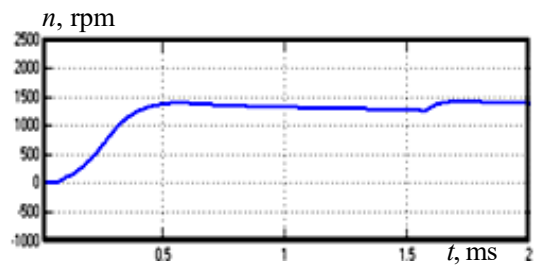


Fig. 13. Motor speed

Table 1
Hardware parameters of Cuk converter-inverter fed IM

Parameter	Value
L_1, L_3	0.5 mH
C_2, C_4	1000 μ F
MOSFET(IRF840)	500 V / 8 A
Diode	230 V / 1 A
Controller	PIC16F84A
Driver IC	IR2110

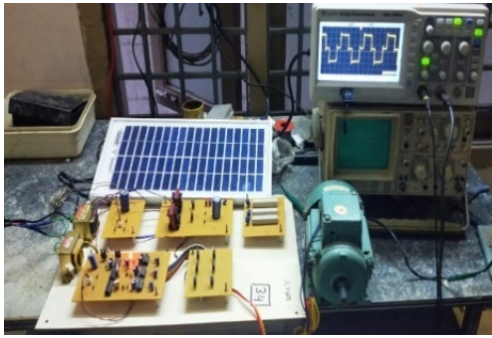


Fig. 14. Hardware setup of solar based IRCCIIM

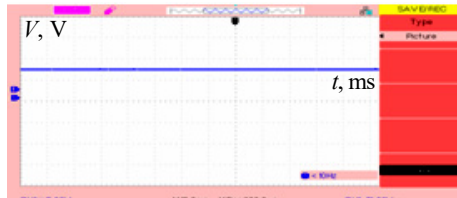


Fig. 15. Output voltage of the solar panel

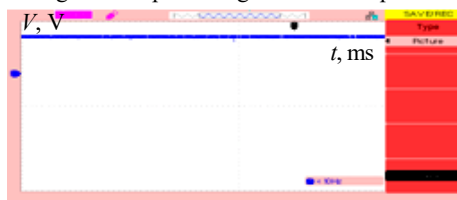


Fig. 16. Output voltage of the Cuk converter

Figure 17 shows the switching pulses for M1, M4 and Fig. 18 shows the switching pulses for M5, M2. Figure 19 shows the voltage across the motor load. The inverter's output spiked because the switching order was changed at intervals of 600.

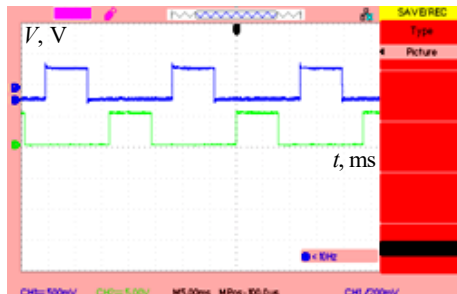


Fig. 17. Switching pulse for M1, M4

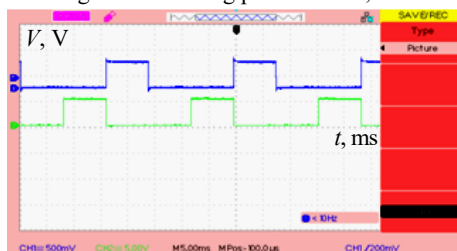


Fig. 18 Switching pulses for M5, M2

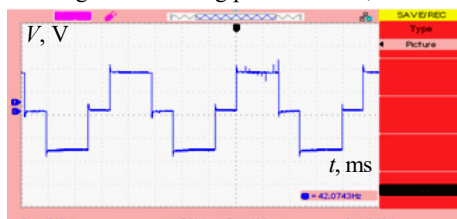


Fig. 19. Voltage across motor load

The output voltage contains reverse polarity nature in case if it is attached with input voltage. Cuk converter's

output is then applied on to 3-phase inverter. The balanced voltage, which is actually developed with the help of 3-phase inverter, is then applied onto IM.

The hardware setup for ILCCIIM is checked and verified. The structure suggested in this study is shown in Fig. 20 in terms of hardware setup and it is composed of PV panel, inverter board, Cuk converter board, control board and transformer board.

Figure 21 shows the input voltage from solar PV system further. Figure 22 shows the voltage across Cuk converter.

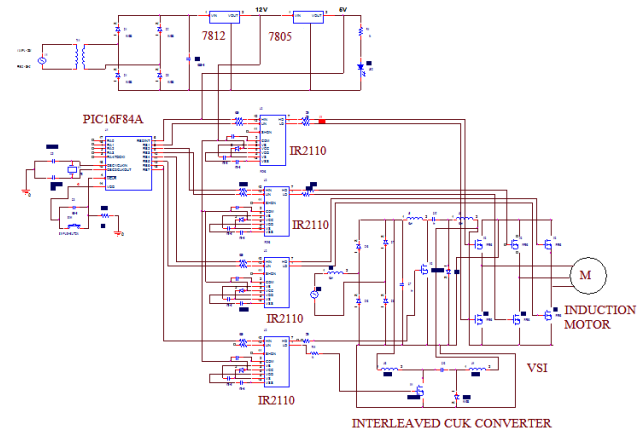


Fig. 20. Hardware circuit of IRCCIIM

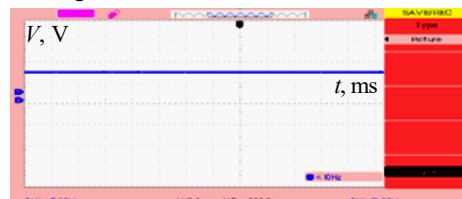


Fig. 21. Input voltage from solar panel to Cuk converter

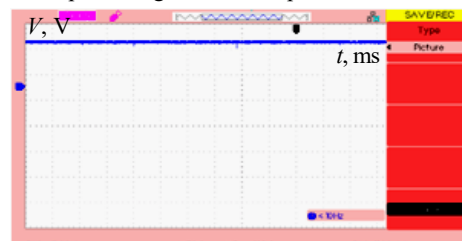


Fig. 22. Voltage across Cuk converter

The comparison between Cuk converter based system and interleaved Cuk converter based system is given in Table 2.

Table 2
Comparison between CCIM and ILCCIIM

Parameters	CCIM	ILCCIIM
Input voltage V_{in} , V	150	150
Output voltage V_o , V	400	475
Frequency, kHz	5	5
Speed n , rpm	1200	1250

7. Conclusions.

1. An interleaved Cuk converter compared to other conventional converters, inverter-fed induction motor systems offer greater voltage transformation and a reduction in input and output current ripple.

2. In continuous conduction mode, a traditional Cuk converter creates enormous input side current ripples, which then inject harmonics into the source. The interleaved Cuk converter is used to reduce the undesired input current ripple.

3. The output voltage of an interleaved Cuk converter is 75 V higher than that of a regular Cuk converter,

according to simulation data. Cuk converter with interleaved inverter designed is also suitable for high power applications, such as electric car systems.

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

REFERENCES

1. Lahooti Eshkevari A., Ghaffarpour Sadighi H., Salemnia A., Mosallanejad A. A new high-efficiency interleaved step-up converter with zero-voltage switching, zero-current switching, and common-ground features for stand-alone electric vehicle charging stations. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2021, vol. 49, no. 6, pp. 1613-1632. doi: <https://doi.org/10.1002/cta.2979>.
2. Shukla S., Singh B., Shaw P., Al-Durra A., El-Fouly T.H.M., El-Saadany E.F. A New Analytical MPPT-Based Induction Motor Drive for Solar PV Water Pumping System With Battery Backup. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, vol. 69, no. 6, pp. 5768-5781. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3091929>.
3. Joseph K.D, Asha Elizabeth Daniel, Unnikrishnan A. Interleaved Cuk converter with improved transient performance and reduced current ripple. *The Journal of Engineering*, 2017, no. 7, pp. 362-369. doi: <https://doi.org/10.1049/joe.2017.0153>.
4. Taghizadegan Kalantari N., Ghabeli Sani S., Sarsabahi Y. Implementation and design of an interleaved Cuk converter with selective input current ripple elimination capability. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2021, vol. 49, no. 6, pp. 1743-1756. doi: <https://doi.org/10.1002/cta.2940>.
5. Sravya T., Aswini K. Analysis and Comparison of Conventional and Interleaved DC/DC CUK Converter using Fuzzy Logic Controller. *International Journal for Research in Applied Science and Engineering Technology*, 2020, vol. 8, no. 5, pp. 2738-2744. doi: <https://doi.org/10.22214/ijraset.2020.5460>.
6. Chung H.S.-H., Tse K.K., Hui S.Y.R., Mok C.M., Ho M.T. A novel maximum power point tracking technique for solar panels using a SEPIC or Cuk converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, vol. 18, no. 3, pp. 717-724. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2003.810841>.
7. Nag S.S., Adda R., Ray O., Mishra S.K. Current-Fed Switched Inverter based hybrid topology for DC Nanogrid application. *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 7146-7151. doi: <https://doi.org/10.1109/IECON.2013.6700320>.
8. Viola J., Angel L. Fractional control and robustness analysis of an inverted pendulum system. *2015 IEEE 2nd Colombian Conference on Automatic Control (CCAC)*, 2015, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/CCAC.2015.7345223>.
9. Akhtar M.J., Behera R.K. Optimal design of stator and rotor slot of induction motor for electric vehicle applications. *IET Electrical Systems in Transportation*, 2019, vol. 9, no. 1, pp. 35-43. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-est.2018.5050>.
10. Boukadoum A., Bouguerne A., Bahi T. Direct power control using space vector modulation strategy control for wind energy conversion system using three-phase matrix converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 40-46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.06>.
11. Singh S., Singh B. PFC buck converter fed PMBLDCM drive for low power applications. *2012 IEEE Fifth Power India Conference*, 2012, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/PowerI.2012.6479551>.
12. Su J., Gao R., Husain I. Model Predictive Control Based Field-Weakening Strategy for Traction EV Used Induction Motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, vol. 54, no. 3, pp. 2295-2305. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2787994>.
13. Lin B.-R., Huang C.-L., Chiang, H.-K. Analysis, design and implementation of an active snubber zero-voltage switching Cuk converter. *IET Power Electronics*, 2008, vol. 1, no. 1, pp. 50-51. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-pel:20070107>.
14. Sobhan S., Hoque M.A., Sarowar G., Ahmad T., Farhan A.M. Dual Mode-Multiple Output SEPIC Converter Integrated with Passive Ripple Cancelling Circuit for Standalone PV Energy Harvesting System. *Journal of Power and Energy Engineering*, 2016, vol. 4, no. 11, pp. 1-18. doi: <https://doi.org/10.4236/jpee.2016.411001>.
15. Anand A., Singh B. Modified Dual Output Cuk Converter-Fed Switched Reluctance Motor Drive With Power Factor Correction. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, vol. 34, no. 1, pp. 624-635. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2827048>.
16. Hsu C.-H. Fractional Order PID Control for Reduction of Vibration and Noise on Induction Motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2019, vol. 55, no. 11, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2933176>.
17. Seo S.-W., Choi H.H. Digital Implementation of Fractional Order PID-Type Controller for Boost DC-DC Converter. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 142652-142662. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2945065>.
18. Umadevi D., Shivakumar E.G. Fractional order PID controlled Quadratic-Boost-Converter - Multilevel inverter fed Induction Motor System. *2019 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*, 2019, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICECCT.2019.8869346>.
19. Karkkainen H., Aarniovuori L., Niemela M., Pyrhonen J. Converter-Fed Induction Motor Efficiency: Practical Applicability of IEC Methods. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2017, vol. 11, no. 2, pp. 45-57. doi: <https://doi.org/10.1109/MIE.2017.2693421>.
20. Rekha Y., Christopher I.W., Jamuna V. Fuel Cell Based SI Quasi Z-Source Inverter for Motor Drive. *2019 Fifth International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, 2019, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEES.2019.8719296>.
21. Wang H., Tang Y., Khaligh A. A Bridgeless Boost Rectifier for Low-Voltage Energy Harvesting Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 11, pp. 5206-5214. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2242903>.
22. Kumar R., Singh B. Solar PV array fed Cuk converter-VSI controlled BLDC motor drive for water pumping. *2014 6th IEEE Power India International Conference (PIICON)*, 2014, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/POWERI.2014.7117669>.
23. Lekhchine S., Bahi T., Abadlia I., Layate Z., Bouzeria H. Speed Control of Doubly Fed Induction Motor. *Energy Procedia*, 2015, vol. 74, pp. 575-586. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2015.07.758>.
24. Shurub Y.V., Vasilenkov V.Y., Tsitsyurskiy Y.L. Method of calculation of electromagnetic torque and energy losses of three-phase induction motors when powered by a regulated single-phase voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 8-14. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.02>.
25. Sher H.A., Addoweesh K.E., Khalid Z., Khan Y. Theoretical and experimental analysis of inverter fed induction motor system under DC link capacitor failure. *Journal of King Saud University - Engineering Sciences*, 2017, vol. 29, no. 2, pp. 103-111. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jksues.2015.06.001>.

Received 26.05.2023

Accepted 01.09.2023

Published 02.01.2024

G. Themozhi¹, Professor,
K. Srinivasan², Professor,
T. Arun Srinivas³, Assistant Professor,
A. Prabha⁴, Assistant Professor,

¹ Department of Electrical and Electronics Engineering,
AMET Deemed to be University,
Chennai, India,

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

² Department of Electrical and Electronics Engineering,
Tagore Engineering College, Chennai, India,

e-mail: omsrivas@yahoo.co.in

³ Department of Electrical and Electronics Engineering,
JP College of Engineering, Tenkasi, India,

e-mail: arunsrinivas1984@gmail.com

⁴ Department of Electrical and Electronics Engineering,
Kings College of Engineering, Pudukottai, India,

e-mail: sriprabha823@gmail.com

How to cite this article:

Themozhi G., Srinivasan K., Arun Srinivas T., Prabha A. Analysis of suitable converter for the implementation of drive system in solar photovoltaic panels. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 1, pp. 17-22. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.1.03>

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

Method for prediction and control by uncertain microsatellite magnetic cleanliness based on calculation and compensation magnetic field spatial harmonics

Aim. Development of method for prediction and control the microsatellite magnetic cleanliness taking into account the uncertainties of the magnetic characteristics of the microsatellite, based on calculation the magnetic field spatial spherical harmonics in the area of the onboard magnetometer installation and using compensating multipoles. **Methodology.** Spatial spherical harmonics of microsatellite magnetic field in the area of the onboard magnetometer installation calculated as solution of nonlinear minimax optimization problem based on near field measurements for prediction far spacecraft magnetic field magnitude. Nonlinear objective function calculated as the weighted sum of squared residuals between the measured and predicted magnetic field. Values of the compensating dipoles, quadrupoles and octupoles and coordinates of them placement inside the spaceship for compensation of the dipoles, quadrupoles and octupoles components of the microsatellite initial magnetic field also calculated as solution of nonlinear minimax optimization problem. Both solutions of this nonlinear minimax optimization problems calculated based on particle swarm nonlinear optimization algorithms. **Results.** Results of prediction spacecraft far magnetic field magnitude based on spacecraft spatial spherical harmonics of the magnetic field using near field measurements and compensation of the dipoles, quadrupoles and octupoles components of the initial magnetic field with consideration of spacecraft magnetic characteristics uncertainty for ensuring the microsatellite magnetic cleanliness. **Originality.** The method for prediction and control by spacecraft magnetic cleanliness based on calculation spatial spherical harmonics of the magnetic field in the area of the onboard magnetometer installation using compensation of the dipoles, quadrupoles and octupoles components of the initial magnetic field with consideration of magnetic characteristics uncertainty is developed. **Practical value.** The important practical problem of ensuring the magnetic cleanliness of the «Sich-2» microsatellite family based on the spatial spherical harmonics of the magnetic field model using the compensation of the dipole, quadrupole and octupole components of the output magnetic field of the sensor for the kinetic parameters of the neutral component of the space plasma at the point of installation of the on-board magnetometer LEMI-016 by setting the compensating dipole, quadrupole and octupole with consideration of spacecraft magnetic characteristics uncertainty solved. References 59, figures 2.

Key words: microsatellite, magnetic cleanliness, magnetic field spatial spherical harmonics, prediction, control, measurements, uncertainty.

Мета. Розробка методу прогнозування та управління магнітною чистотою мікросупутника на основі обчислення просторових сферичних гармонік магнітного поля в зоні встановлення бортового магнітометру з використанням компенсації сферичних гармонік вихідного магнітного поля та з урахуванням невизначеності магнітних характеристик. **Методологія.** Просторові сферичні гармоніки магнітного поля мікросупутника розраховані як рішення задачі нелінійної мінімаксної оптимізації на основі вимірювань ближнього магнітного поля для прогнозування величини дальнього магнітного поля. Нелінійна цільова функція обчислена в вигляді зваженої суми квадратів залишків між вимірним і прогнозованим магнітним полем. Величини компенсуючих диполів, квадруполів та октуполів та координати їх розташування в просторі мікросупутника для компенсації вихідного магнітного поля космічного апарату розраховані як рішення нелінійної задачі мінімаксної оптимізації. Рішення обох задач нелінійної мінімаксної оптимізації розраховані на основі алгоритмів нелінійної оптимізації роєм частинок. **Результати.** Результати прогнозування величини дальнього магнітного поля мікросупутника на основі обчислення просторових сферичних гармонік моделі магнітного поля в зоні встановлення бортового магнітометру з використанням вимірювань ближнього поля та компенсації дипольних, квадрупольних та октупольних компонент вихідного магнітного поля з урахуванням невизначеності магнітних характеристик для забезпечення магнітної чистоти мікросупутника. **Оригінальність.** Розроблено метод прогнозування та управління магнітною чистотою мікросупутника на основі обчислення просторових сферичних гармонік магнітного поля з використанням компенсації дипольних, квадрупольних та октупольних компонент вихідного магнітного поля та з урахуванням невизначеності магнітних характеристик. **Практична цінність.** Вирішено важливу практичну задачу забезпечення магнітної чистоти орбітального космічного апарату сімейства «Січ-2» на основі обчислення просторових сферичних гармонік моделі магнітного поля з використанням компенсації дипольних, квадрупольних та октупольних компонент вихідного магнітного поля датчика кінетичних параметрів нейтрального компонента космічної плазми в точці розташування бортового магнітометру LEMI-016 шляхом установки компенсуючих диполів, квадруполів та октуполів та з урахуванням невизначеності магнітних характеристик. Бібл. 59, рис. 2.

Ключові слова: космічний апарат, магнітна чистота, просторові сферичні гармоніки магнітного поля, прогнозування, керування, вимірювання, невизначеність.

Introduction. To model the satellites magnetic field the multi-dipole model is currently the most widely used [1 – 14]. On the basis of such a model, the magnetic moment satellite calculated and the magnetic field satellite calculated with sufficient accuracy for practice at a distance greater than three satellites dimensions. Such a model is quite adequate for satellites in which the onboard magnetometer is mounted on a sufficiently long rod. In particular, the length of the rod of the onboard magnetometer of the Danish «Oersted» satellite is 8 m [15]. On «MicroSAT» spacecraft with the «IonoSAT-Micro» instrumentation on-board magnetometer and three wave probes are fixed on the rods lengths are 2 m [16]. However, spacecraft designers are constantly striving to reduce the length of this rod. In particular, on the «Sich-2» family, «CubeSAT» spacecraft onboard magnetometer located inside the spacecraft [17, 18].

Figure 1 shows the location of the sensor of the kinetic parameters of the neutral component of the space plasma (KPNCS) of the «Potential» scientific equipment complex and onboard magnetometer LEMI-016 on the «Sich-2» spacecraft [18].

In particular, on the «Sich-2» spacecraft family onboard magnetometer LEMI-016 is located at a distance of 0.35 m from the sensor KPNCS [18]. The principle of operation of this sensor is based on the use of the force effect of a magnetic field on an electrically neutral component of space plasma. In this case, permanent magnets are used to create an internal magnetic field in the sensor.

Therefore, the standard of the European Space Agency ECSS-E-20A limits the value of the magnetic field spacecraft units at a distance of 0.1 m from their surface [19]. Therefore, to model the magnetic field of

such satellites, it is necessary to use a multipole model based on spatial harmonics [20–26].

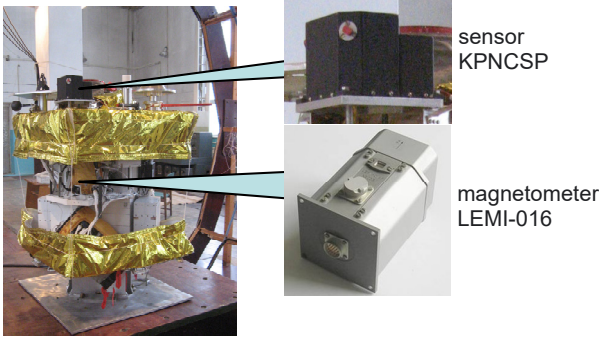


Fig. 1. Location of the sensor of the KPNCSP and onboard magnetometer LEMI-016 on the «Sich-2» spacecraft

In addition, in the course of spacecraft assembly, to compensate for the satellite units magnetic moments, such a spatial arrangement of these units is often used so that the total magnetic moment would be equal to zero. To compensate for the spacecraft units magnetic moments, as well as to compensate for the residual magnetic moments of the entire spacecraft, compensating magnetic units are used. As a result of such measures, it is possible to reduce the magnitudes of the units magnetic moments and the entire spacecraft to sufficiently small values. However, as a result of these measures, quadrupole, octupole and harmonics of a higher order appear, so that the level of the magnetic field near the satellite surface determined mainly by quadrupole, octupole, etc. harmonics.

In particular, in the practice of spacecraft designing to compensate for the dipole magnetic moments of electromagnetic relays, they are often installed in pairs next to each other, so that such a design becomes a quadrupole magnetic field source. To compensate for the dipole magnetic moments of high-frequency gate switch, they are often installed side by side in fours, six or even eight elements. This design becomes a quadrupole, octupole, and even higher order magnetic field source.

To reduce the magnetic moment of the sensor of the neutral component of the plasma, which is part of the scientific equipment of the «Sich-2» spacecraft, an antisymmetric orientation of permanent magnets and a ferromagnetic screen are used. In this case [18], the magnetic moment of the sensor of the neutral component of the plasma generates only 20 % of the induction at the installation point of the onboard magnetometer LEMI-016, and the remaining 80 % of the induction generates by the a quadrupole and octupole – second and third spatial harmonics of the magnetic field of the sensor of the neutral component of the plasma.

Therefore, for an adequate description of the magnetic field in the satellite near zone it is necessary to use a multipole model, including a quadrupole, octupole, and, possibly, a higher order model of the satellite's magnetic field. The European Space Agency ECSS-E-HB-20-07A also recommends using spherical harmonics as integral characteristics of the magnetic field to improve the satellites magnetic cleanliness [19].

In addition, the characteristics of the magnetic cleanliness of the spacecraft units change when their operating modes change and during the flight. Therefore, the European Space Agency recommends testing the units and the entire spacecraft in various modes of operation [19].

The aim of the work is to develop a method for prediction and control the microsatellite magnetic cleanliness taking into account the uncertainties of the magnetic characteristics of the microsatellite, based on calculation the magnetic field spatial harmonics in the area of the onboard magnetometer installation and using compensating multipole.

Model of spatial spherical harmonics microsatellite magnetic field. When design a mathematical model of the microsatellite magnetic field the Gauss equation for the scalar magnetic potential of the source in the surrounding space written in spherical coordinates r , φ and θ in the following form [2]:

$$U = \frac{1}{4\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{r}\right)^{n+1} \cdot \sum_{m=0}^n (g_n^m \cdot \cos m\varphi + \dots) \quad (1)$$

$$\dots + h_n^m \cdot \sin m\varphi) \cdot P_n^m(\cos \theta),$$

where r is the radius of the sphere on which the potential is determined; g_n^m , h_n^m – constant coefficients.

Then from (1) the components B_r , B_φ , B_θ of the magnetic field in the spherical coordinate system r , φ and θ associated with the geometric center of the microsatellite calculated (2).

To ensure the microsatellite magnetic field cleanliness the European Space Agency ECSS-E-HB-20-07A recommends [19] used spatial harmonics up to octupole harmonics as characteristics of the microsatellite magnetic field cleanliness. In addition to the microsatellite magnetic moment, which is characterized by three components g_1^0 , g_1^1 , h_1^1 in (1), it is necessary to determine five more coefficients g_2^0 , g_2^1 , g_2^2 , h_2^1 , h_2^2 for the quadrupole component and seven coefficients g_3^0 , g_3^1 , g_3^2 , g_3^3 , h_3^1 , h_3^2 , h_3^3 octupole component of the magnetic field spherical harmonics:

$$B_r = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (n+1) \cdot \frac{1}{r^{n+2}} \cdot \sum_{m=0}^n (g_n^m \times \dots)$$

$$\dots \times \cos m\varphi + h_n^m \cdot \sin m\varphi) \cdot P_n^m(\cos \theta);$$

$$B_\varphi = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{r^{n+2}} \cdot \sum_{m=0}^n (g_n^m \cdot \sin m\varphi - \dots)$$

$$\dots - h_n^m \cdot \cos m\varphi) \cdot \frac{P_n^m(\cos \theta)}{\sin \theta}; \quad (2)$$

$$B_\theta = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{r^{n+2}} \cdot \sum_{m=0}^n (g_n^m \cdot \cos m\varphi + \dots)$$

$$\dots + h_n^m \cdot \sin m\varphi) \cdot \frac{1}{\sin \theta} \cdot [(n-m+1) \times \dots]$$

$$\dots \times \bar{P}_{n+1}^m(\cos \theta) - (n+1) \cdot \cos \theta \cdot P_n^m(\cos \theta)]$$

Let us first consider the case when for all N units of the microsatellite at the preliminary testing stage of magnetic cleanliness, three quantities g_{n1}^0 , g_{n1}^1 , h_{n1}^1 of the dipole component, five quantities g_{n2}^0 , g_{n2}^1 , g_{n2}^2 , h_{n2}^1 , h_{n2}^2 of the quadrupole component and seven quantities g_{n3}^0 , g_{n3}^1 , g_{n3}^2 , g_{n3}^3 , h_{n3}^1 , h_{n3}^2 , h_{n3}^3 of the

octupole component of spherical harmonics determined. Let us set the spherical coordinates r_n , φ_n and θ_n the location of all N units of the microsatellite in the spherical coordinate system associated with the magnetic center of the microsatellite.

Then the components B_{kr} , $B_{k\varphi}$, $B_{k\theta}$ of the magnetic field generated by all N units of the microsatellite at the point with coordinates r_k , φ_k and θ_k in the spherical coordinate system associated with the geometric center of the microsatellite calculated taking into account the expression for Legendre polynomials up to the third term of series based on (2) [25].

Here the coordinates r_{kn} and two angles φ_{kn} and θ_{kn} of points of calculation of the magnetic field generated by n microsatellite units in the spherical coordinate system associated with the geometric center of that N microsatellite units.

Transferred coordinates r_k , φ_k and θ_k of calculated point of components B_{kr} , $B_{k\varphi}$, $B_{k\theta}$ of the magnetic field in the spherical coordinate system associated with the geometric center of the microsatellite from the spherical coordinate system to the orthogonal system (6):

$$B_{kr} = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{n=1}^N \left(\begin{aligned} &g_{n1}^0 \frac{2}{r_{kn}^3} \cos \theta_{kn} + \left[g_{n1}^1 \cos \varphi_{kn} + h_{n1}^1 \sin \varphi_{kn} \right] \frac{2}{r_{kn}^3} \sin \theta_{kn} + g_{n2}^0 \frac{3/2}{r_{kn}^4} (3 \cos^2 \theta_{kn} - 1) + \dots \\ &\dots + \left[g_{n2}^1 \cos \varphi_{kn} + h_{n2}^1 \sin \varphi_{kn} \right] \frac{9}{r_{kn}^4} \cos \theta_{kn} \sin \theta_{kn} + \left[g_{n2}^2 \cos(2\varphi_{kn}) + h_{n2}^2 \sin(2\varphi_{kn}) \right] \frac{3}{r_{kn}^4} \dots \\ &\dots * \frac{9}{r_{kn}^4} \sin^2 \theta_{kn} + g_{n3}^0 \frac{2}{r_{kn}^5} (5 \cos^3 \theta_{kn} - 3 \cos \theta_{kn}) + \left[g_{n3}^1 \cos \varphi_{kn} + h_{n3}^1 \sin \varphi_{kn} \right] \frac{6}{r_{kn}^5} \dots \\ &\dots * \frac{2}{r_{kn}^5} \sin \theta_{kn} (15 \cos^2 \theta_{kn} - 3) + \left[g_{n3}^2 \cos(2\varphi_{kn}) + h_{n3}^2 \sin(2\varphi_{kn}) \right] \frac{60}{r_{kn}^5} \cos \theta_{kn} \sin^2 \theta_{kn} + \dots \\ &\dots + \left[g_{n3}^3 \cos(3\varphi_{kn}) + h_{n3}^3 \sin(3\varphi_{kn}) \right] \frac{60}{r_{kn}^5} \sin^3 \theta_{kn} \end{aligned} \right); \quad (3)$$

$$B_{k\varphi} = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{n=1}^N \left(\begin{aligned} &\left[g_{n1}^1 \sin \varphi_{kn} - h_{n1}^1 \cos \varphi_{kn} \right] \frac{1}{r_{kn}^3} \sin \theta_{kn} + \left[g_{n2}^1 \sin \varphi_{kn} - h_{n2}^1 \cos \varphi_{kn} \right] \frac{3}{r_{kn}^4} \cos \theta_{kn} + \dots \\ &\dots + \left[g_{n2}^2 \sin(2\varphi_{kn}) - h_{n2}^2 \cos(2\varphi_{kn}) \right] \frac{6}{r_{kn}^4} \sin \theta_{kn} + \left[g_{n3}^1 \sin \varphi_{kn} - h_{n3}^1 \cos \varphi_{kn} \right] \frac{1/2}{r_{kn}^5} * \dots \\ &\dots * (15 \cos^2 \theta_{kn} - 3) + \left[g_{n3}^2 \sin(2\varphi_{kn}) - h_{n3}^2 \cos(2\varphi_{kn}) \right] \frac{30}{r_{kn}^5} \cos \theta_{kn} \sin \theta_{kn} + \dots \\ &+ \left[g_{n3}^3 \sin(3\varphi_{kn}) - h_{n3}^3 \cos(3\varphi_{kn}) \right] \frac{45}{r_{kn}^5} \sin^2 \theta_{kn} \end{aligned} \right); \quad (4)$$

$$B_{k\theta} = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{n=1}^N \left(\begin{aligned} &g_{n1}^0 \frac{1}{r_{kn}^3} \sin \theta_{kn} + \left[-g_{n1}^1 \cos \varphi_{kn} - h_{n1}^1 \sin \varphi_{kn} \right] \frac{1}{r_{kn}^3} \cos \theta_{kn} + \dots \\ &\dots + g_{n2}^0 \frac{3}{r_{kn}^4} \cos \theta_{kn} \sin \theta_{kn} + \left[-g_{n2}^1 \cos \varphi_{kn} - h_{n2}^1 \sin \varphi_{kn} \right] \frac{3}{r_{kn}^4} \cos(2\theta_{kn}) + \dots \\ &\dots + \left[-g_{n2}^2 \cos(2\varphi_{kn}) + h_{n2}^2 \sin(2\varphi_{kn}) \right] \frac{-6}{r_{kn}^4} \cos \theta_{kn} \sin \theta_{kn} + \dots \\ &\dots + g_{n3}^0 \frac{1/2}{r_{kn}^5} (15 \cos^2 \theta_{kn} - 3) \sin \theta_{kn} + \dots \\ &\dots + \left\{ \frac{g_{n3}^1 \cos \varphi_{kn}}{h_{n3}^1 \sin \varphi_{kn}} \right\} \frac{3/2}{r_{kn}^5} (11 \sin^2 \theta_{kn} - 4 \cos^2 \theta_{kn}) \cos \theta_{kn} + \dots \\ &\dots + \left\{ \frac{g_{n3}^2 \cos(2\varphi_{kn})}{h_{n3}^2 \sin(2\varphi_{kn})} \right\} \frac{15}{r_{kn}^5} (\sin^2 \theta_{kn} - 2 \cos^2 \theta_{kn}) \sin \theta_{kn} + \dots \\ &\dots + \left\{ \frac{g_{n3}^3 \cos(3\varphi_{kn})}{h_{n3}^3 \sin(3\varphi_{kn})} \right\} \frac{-45}{r_{kn}^5} \cos \theta_{kn} \sin^2 \theta_{kn} \end{aligned} \right); \quad (5)$$

$$z_k = r_k \cos(\theta_k), \quad x_k = r_k \cos(\varphi_k) \sin(\theta_k), \quad y_k = r_k \sin(\theta_k) \sin(\varphi_k) \quad (6)$$

Transferred coordinates r_n and two angles φ_n and θ_n location of all N units of the microsatellite from the

spherical coordinate system in the orthogonal system for the orthogonal

$$\begin{aligned} z_n &= r_n \cos(\theta_n), \quad x_n = r_n \cos(\varphi_n) \sin(\theta_n), \\ y_n &= r_n \sin(\theta_n) \sin(\varphi_n). \end{aligned} \quad (7)$$

Then the coordinates r_{kn} , φ_{kn} and θ_{kn} of calculated point of components B_{kr} , $B_{k\varphi}$, $B_{k\theta}$ of the magnetic field in spherical coordinate system associated with the geometric center n unit of the microsatellite calculate

$$\begin{aligned} r_{kn} &= \sqrt{((x_k - x_n)^2 + (y_k - y_n)^2 + (z_k - z_n)^2)}; \\ \cos(\theta_{kn}) &= (z_k - z_n)/r_{kn}; \\ \text{tg}(\varphi_{kn}) &= (y_k - y_n)/(x_k - x_n). \end{aligned} \quad (8)$$

Microsatellite magnetic characteristics uncertain.

The microsatellite has completed units in its composition, which must meet the magnetic cleanliness requirements. The solar cell is potentially one of the main sources of the microsatellite magnetic field currents. To reduce the magnetic field of solar batteries, the so-called «backwiring» technique of mounting their circuits with current is used, in which the return wire from each module of the battery elements is returned under the same module along its axis line, which allows you to effectively reduce the magnetic field of the solar battery in all modes of its work [1].

The characteristics of the magnetic field of the microsatellite units do not remain constant and change depending on the microsatellite operation mode and operating time. In particular, the initial magnetic moment of the 8S3P MPS battery «SICH-2-1» spacecraft with a change in the charge current from minus 8 A to the discharge current 8 A almost linearly changed from $-0.17 \text{ A}\cdot\text{m}^2$ to $0.17 \text{ A}\cdot\text{m}^2$. Besides, antennas and components use latch springs, control valves and other moving parts magnetic characteristics of which change under different operating modes of the microsatellite.

All units with a magnetic drive (motors, linear motion converters and all other mechanisms) require independent development in terms of ensuring their magnetic cleanliness. In conclusion, we note that all spacecraft units undergo testing regarding the characteristics of their magnetic cleanliness, which must be within certain limits [19].

Let us introduce the vector \vec{G} of uncertainties of the parameters of microsatellite units magnetic cleanliness [27 – 32]. It should be noted that the values of three quantities g_{n1}^0 , g_{n1}^1 , h_{n1}^1 of the dipole component, five quantities g_{n2}^0 , g_{n2}^1 , g_{n2}^2 , h_{n2}^1 , h_{n2}^2 of the quadrupole component and seven quantities g_{n3}^0 , g_{n3}^1 , g_{n3}^2 , g_{n3}^3 , h_{n3}^1 , h_{n3}^2 , h_{n3}^3 of the octupole component of spherical harmonics for all N units of the microsatellite determined in the course of testing the magnetic purity of all microsatellite units depend on the operating modes of the microsatellite and, therefore, are functions of the components of the vector \vec{G} of uncertainties of the parameters of the magnetic purity of the microsatellite units.

Then for a given value of the vector \vec{G} of uncertainties of the parameters of the magnetic cleanliness of microsatellite units, given coordinates r_n , φ_n and θ_n of spatial arrangement of N microsatellite units with given values of three quantities $g_{n1}^0(\vec{G})$, $g_{n1}^1(\vec{G})$, $h_{n1}^1(\vec{G})$ of the dipole component, five quantities $g_{n2}^0(\vec{G})$,

$g_{n2}^1(\vec{G})$, $g_{n2}^2(\vec{G})$, $h_{n2}^1(\vec{G})$, $h_{n2}^2(\vec{G})$ of the quadrupole component and seven quantities $g_{n3}^0(\vec{G})$, $g_{n3}^1(\vec{G})$, $g_{n3}^2(\vec{G})$, $g_{n3}^3(\vec{G})$, $h_{n3}^1(\vec{G})$, $h_{n3}^2(\vec{G})$, $h_{n3}^3(\vec{G})$ of the octupole component of spherical harmonics three components $\vec{B}_{kr}(\vec{G})$, $\vec{B}_{k\varphi}(\vec{G})$, $\vec{B}_{k\theta}(\vec{G})$ of the magnetic field generated by all N units of the microsatellite at the point with coordinates r_k , φ_k and θ_k calculated based on (3) – (5). Since the results of measuring the magnetic field depend on the operating modes of the spacecraft, the components of the measurement vector $\vec{B}_{kr}(\vec{G})$, $\vec{B}_{k\varphi}(\vec{G})$, $\vec{B}_{k\theta}(\vec{G})$ also are functions of the vector \vec{G} .

Statement of the prediction problem. For design of the spatial spherical harmonics magnetic field model the methods for experimental determination of the coefficients of spatial harmonics based on the signatures of the magnetic characteristics of the tested objects during their movement or rotation relative to the measuring windings have been developed in the works [17 – 25]. With the help of such measuring windings, it is also possible to selectively measure spatial harmonics of various orders. However, this approach involves the use of measuring windings of a rather complex spatial shape, and the dimensions of such selective windings must exceed the test object when it moves through these measuring windings.

However, at present, the most common approach to building a magnetic field model is the use of many point sensors to measure the magnetic field induction generated by the test object. This approach is most widely used in the construction of a multi dipole model of the magnetic field of the test object [3 – 14]. In the ship magnetism laboratory (France), to determine the spherical harmonics of the magnetic field, when modeling the ships magnetization, a system of 39 stationary sensors is used, relative to which the test object is moved [26].

Note that today systems with point measurement of the magnetic field induction using many sensors and precision systems for moving the object under test make it possible to realize the highest accuracy in calculating the parameters of the multipole model of the magnetic field of the object under test.

Let us now consider the inverse problem of design the spatial spherical harmonics magnetic field model (3) – (5) based on the results of measurements $\vec{B}_{kr}(\vec{G})$, $\vec{B}_{k\varphi}(\vec{G})$, $\vec{B}_{k\theta}(\vec{G})$ of the microsatellite magnetic field at the K point with coordinates r_k , φ_k and θ_k by analogy with the design of a multidipole model of the magnetic field [3 – 14].

Let us introduce the vector $\vec{Y}_M(\vec{G})$, components of which are the measured values $\vec{B}_{kr}(\vec{G})$, $\vec{B}_{k\varphi}(\vec{G})$, $\vec{B}_{k\theta}(\vec{G})$ of the magnetic field at the K measurement points with the coordinates r_k , φ_k and θ_k .

Let us introduce the vector \vec{X} of the desired parameters of the mathematical model of the spacecraft magnetic field, the components of which are the desired coordinates r_n , φ_n and θ_n of spatial arrangement of N microsatellite units as well as the desired values of three quantities $g_{n1}^0(\vec{G})$, $g_{n1}^1(\vec{G})$, $h_{n1}^1(\vec{G})$ of the dipole component, five quantities $g_{n2}^0(\vec{G})$, $g_{n2}^1(\vec{G})$, $g_{n2}^2(\vec{G})$,

$h_{n2}^1(\vec{G})$, $h_{n2}^2(\vec{G})$ of the quadrupole component and seven quantities $g_{n3}^0(\vec{G})$, $g_{n3}^1(\vec{G})$, $g_{n3}^2(\vec{G})$, $g_{n3}^3(\vec{G})$, $h_{n3}^1(\vec{G})$, $h_{n3}^2(\vec{G})$, $h_{n3}^3(\vec{G})$ of the octupole component of spherical harmonics of the magnetic field generated by n units of the microsatellite at the point with coordinates r_k , φ_k and θ_k .

Let us introduce the vector $\vec{Y}_C(\vec{X}, \vec{G})$, components of which are the calculated values $\vec{B}_{kr}(\vec{G})$, $\vec{B}_{k\varphi}(\vec{G})$, $\vec{B}_{k\theta}(\vec{G})$ of the magnetic field at the K measurement points with the coordinates r_k , φ_k and θ_k .

For vector \vec{X} of the desired parameters of the mathematical model of the spacecraft magnetic field, then, based on (3) – (8) the initial nonlinear equation $\vec{Y}_C(\vec{X}, \vec{G})$ for the spacecraft multipole magnetic dipole model calculated

$$\vec{Y}_C(\vec{X}, \vec{G}) = \vec{F}(\vec{X}, \vec{G}), \quad (9)$$

where the vector nonlinear function $\vec{F}(\vec{X}, \vec{G})$ obtained on the basis of expression (3) – (8) with respect to the vector \vec{X} of unknown variables, whose components are desired coordinates r_n , φ_n and θ_n of spatial arrangement of N microsatellite units as well as the desired values of three quantities $g_{n1}^0(\vec{G})$, $g_{n1}^1(\vec{G})$, $h_{n1}^1(\vec{G})$ of the dipole component, five quantities $g_{n2}^2(\vec{G})$, $h_{n2}^1(\vec{G})$, $h_{n2}^2(\vec{G})$ of the quadrupole component and seven quantities $g_{n3}^0(\vec{G})$, $g_{n3}^1(\vec{G})$, $g_{n3}^2(\vec{G})$, $g_{n3}^3(\vec{G})$, $h_{n3}^1(\vec{G})$, $h_{n3}^2(\vec{G})$, $h_{n3}^3(\vec{G})$ of the octupole component of spherical harmonics of the magnetic field generated by n units of the microsatellite at the point with coordinates r_k , φ_k and θ_k .

Naturally that the vector nonlinear function $\vec{F}(\vec{X}, \vec{G})$ also is a function of the vector \vec{G} of uncertainties of the parameters of microsatellite units magnetic cleanliness.

Let us introduce the $\vec{E}(\vec{X}, \vec{G})$ vector of the discrepancy between the vector $\vec{Y}_M(\vec{G})$ of the measured magnetic field and the vector $\vec{Y}_C(\vec{X}, \vec{G})$ of the predicted by model (18) magnetic field

$$\vec{E}(\vec{X}, \vec{G}) = \vec{Y}_M(\vec{G}) - \vec{Y}_C(\vec{X}, \vec{G}) = \vec{Y}_M(\vec{G}) - \vec{F}(\vec{X}, \vec{G}). \quad (10)$$

We write the objective nonlinear function as the weighted sum of squared residuals between the measured and predicted by the model (23) values of the magnetic field

$$f(\vec{X}, \vec{G}) = (\vec{E}(\vec{X}, \vec{G}))^T W \vec{E}(\vec{X}, \vec{G}), \quad (11)$$

where the weight matrix W takes into account different «weights» of magnetic field measurement errors depending on the distance to the minisatellite surface.

The nonlinear objective function (11) is obtained on the basis of expression (9) with respect to the vector \vec{X} of unknown variables, whose components are the values coordinates r_n , φ_n and θ_n of spatial arrangement of N microsatellite units as well as the desired values of three quantities $g_{n1}^0(\vec{G})$, $g_{n1}^1(\vec{G})$, $h_{n1}^1(\vec{G})$ of the dipole component, five quantities $g_{n2}^0(\vec{G})$, $g_{n2}^1(\vec{G})$, $g_{n2}^2(\vec{G})$, $h_{n2}^1(\vec{G})$, $h_{n2}^2(\vec{G})$ of the quadrupole component and seven

quantities $g_{n3}^0(\vec{G})$, $g_{n3}^1(\vec{G})$, $g_{n3}^2(\vec{G})$, $g_{n3}^3(\vec{G})$, $h_{n3}^1(\vec{G})$, $h_{n3}^2(\vec{G})$, $h_{n3}^3(\vec{G})$ of the octupole component of spherical harmonics of the magnetic field generated by n units of the microsatellite at the point with coordinates r_k , φ_k and θ_k and the vector \vec{G} of uncertainties of the parameters of the magnetic cleanliness of microsatellite units.

This approach is standard when designing robust mathematical model of the spacecraft magnetic field, when the coordinates of the spatial arrangement and the magnitudes of the magnetic moments of the dipoles are found from the conditions for minimizing the vector of the discrepancy between the vector of the measured magnetic field and the vector of the predicted by model magnetic field, but for the «worst» the vector of uncertainty parameters of the spacecraft magnetic moments are found from the conditions for maximizing the same vector of the discrepancy between the vector of the measured magnetic field and the vector of the predicted by model magnetic field.

As a rule, when optimizing the nonlinear objective function (11), it is necessary to take into account restrictions on the values of coordinates r_n , φ_n and θ_n of spatial arrangement of N microsatellite units C as well as the desired values of three quantities $g_{n1}^0(\vec{G})$, $g_{n1}^1(\vec{G})$, $h_{n1}^1(\vec{G})$ of the dipole component, five quantities $g_{n2}^0(\vec{G})$, $g_{n2}^1(\vec{G})$, $g_{n2}^2(\vec{G})$, $h_{n2}^1(\vec{G})$, $h_{n2}^2(\vec{G})$ of the quadrupole component and seven quantities $g_{n3}^0(\vec{G})$, $g_{n3}^1(\vec{G})$, $g_{n3}^2(\vec{G})$, $g_{n3}^3(\vec{G})$, $h_{n3}^1(\vec{G})$, $h_{n3}^2(\vec{G})$, $h_{n3}^3(\vec{G})$ of the octupole component of spherical harmonics of the magnetic field generated by n units of the microsatellite at the point with coordinates r_k , φ_k and θ_k . These restrictions usually written as vector inequalities [31 – 36].

$$\vec{G}(\vec{X}, \vec{G}) \leq \vec{G}_{\max}. \quad (12)$$

Statement of the control problem. Consider the statement of the problem of controlling by microsatellite magnetic cleanliness based on spherical harmonics magnetic field model (3) – (5) based on the results of measurements. To ensure microsatellite magnetic cleanliness, it is necessary to install in the microsatellite space not only compensating dipoles, but also compensating quadrupole and compensating octupole to compensate for the quadrupole and octupole components of the initial magnetic field of the microsatellite. Usually, the microsatellite magnetic cleanliness requirements are presented in the form of restrictions on the total magnetic moment of the microsatellite and the magnetic field magnitude at the onboard magnetometer installation point [2, 10]. To compensate the initial microsatellite magnetic field at the onboard magnetometer installation point we introduce C magnetic units with unknown values of three quantities g_{C1}^0 , g_{C1}^1 , h_{C1}^1 of the compensating dipole component, five quantities g_{C2}^0 , g_{C2}^1 , g_{C2}^2 , h_{C2}^1 , h_{C2}^2 of the compensating quadrupole component and seven quantities g_{C3}^0 , g_{C3}^1 , g_{C3}^2 , g_{C3}^3 , h_{C3}^1 , h_{C3}^2 , h_{C3}^3 of the compensating octupole component of spherical harmonics of the magnetic field generated by C magnetic units with located at C points P_C with unknown coordinates r_c , φ_c and θ_c at the onboard magnetometer installation point.

Let us introduce the vector \vec{X} of the desired parameters for solving the problem of compensating the microsatellite initial magnetic field, whose components are the oblique values of the unknown values of three quantities $g_{C1}^0, g_{C1}^1, h_{C1}^1$ of the compensating dipole component, five quantities $g_{C2}^0, g_{C2}^1, g_{C2}^2, h_{C2}^1$ of the compensating quadrupole component and seven quantities $g_{C3}^0, g_{C3}^1, g_{C3}^2, g_{C3}^3, h_{C3}^1, h_{C3}^2, h_{C3}^3$ of the compensating octupole component of spherical harmonics of the magnetic field generated by C magnetic units with located at C points P_C with unknown coordinates r_c, φ_c and θ_c at the onboard magnetometer installation point.

Then, for a given value of the vector \vec{X} of the desired parameters of the compensating dipoles, based on (14), the vector $\vec{B}_C(\vec{X})$ of the compensating magnetic field generated by all compensating dipoles at the installation point of the onboard magnetometer generated by all compensating dipoles can be calculated [21 – 23].

Then we calculated the vector $\vec{B}_R(\vec{X}, \vec{G})$ of resulting magnetic field generated at the installation point of the onboard magnetometer by the all microsatellite units and all compensating elements

$$\vec{B}_R(\vec{X}, \vec{G}) = \vec{B}(\vec{G}) + \vec{B}_C(\vec{X}). \quad (13)$$

Then we also calculated the vector $\vec{M}_R(\vec{X}, \vec{G})$ of resulting magnetic moment

$$\vec{M}_R(\vec{X}, \vec{G}) = \vec{M}(\vec{G}) + \vec{M}_C(\vec{X}) \quad (14)$$

of all microsatellite units and all compensating elements.

Then the problem of calculated unknown values of three quantities $g_{C1}^0, g_{C1}^1, h_{C1}^1$ of the dipole component, five quantities $g_{C2}^0, g_{C2}^1, g_{C2}^2, h_{C2}^1$ of the anti-quadrupole component and seven quantities $g_{C3}^0, g_{C3}^1, g_{C3}^2, g_{C3}^3, h_{C3}^1, h_{C3}^2, h_{C3}^3$ of the anti-octupole component of spherical harmonics of the magnetic field generated by C magnetic units with located at C points P_C with unknown coordinates at the onboard magnetometer installation point of the compensating anti-quadrupole and anti-octupole can be reduced to solving the problem of minimax optimization of resulting magnetic field (13) at the onboard magnetometer installation point and resulting magnetic moment (14) of all microsatellite units and all compensating elements.

This approach is standard when designing of robust control by microsatellite magnetic cleanliness, when the coordinates of the spatial arrangement and the magnitudes of the compensating dipole, quadrupole and octupole are found from the conditions for minimizing modulus of spacecraft resulting magnetic field (13) at the magnetometer installation point and resulting magnetic moment (14) of all microsatellite units and all compensating elements for the «worst» values of the vector of uncertainty parameters of the microsatellite magnetic characteristics.

Naturally, that in this case it is necessary to take into account the restriction on the coordinates r_c, φ_c and θ_c of the spatial arrangement and quantities on anti-dipole, anti-quadrupole and on anti-octupole components in the form of inequalities (12).

In conclusion, we note that the measurement of the components of the magnetic field of the units and the

entire microsatellite assembly is usually performed in the orthogonal coordinate system. To calculate the magnetic field components B_r, B_φ, B_θ in spherical coordinates R, φ and θ according to the measured values of the magnetic field components B_x, B_y, B_z in an orthogonal coordinate system X, Y, Z we obtain the following expression

$$\begin{aligned} B_r &= B_x \sin(\theta) \cos(\varphi) + \dots \\ &\dots + B_y \sin(\theta) \sin(\varphi) + B_z \cos(\theta); \\ B_\theta &= B_x \cos(\theta) \cos(\varphi) + \dots \\ &\dots + B_y \cos(\theta) \sin(\varphi) - B_z \sin(\theta); \\ B_\varphi &= -B_x \sin(\varphi) + B_y \cos(\varphi). \end{aligned} \quad (15)$$

To calculate the magnetic field components B_x, B_y, B_z in a orthogonal coordinate system X, Y, Z according to the values of the magnetic field components B_r, B_φ, B_θ in spherical coordinates R, φ and θ we obtain the following expression

$$\begin{aligned} B_x &= B_r \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + B_\theta \cos \theta_0 \cos \varphi_0 - \dots \\ &\dots - B_\varphi \sin \varphi_0; \\ B_y &= B_r \sin \theta_0 \sin \varphi_0 + B_\theta \cos \theta_0 \sin \varphi_0 + \dots \\ &\dots + B_\varphi \cos \varphi_0; \\ B_z &= B_r \cos \theta_0 - B_\theta \sin \theta_0. \end{aligned} \quad (16)$$

In conclusion, we note that since the strength of the magnetic field and its induction are determined from (1) by the known formulas

$$\vec{H} = -\text{grad } \vec{U}, \quad \vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H}, \quad (17)$$

then the magnetic field components R, φ and θ in spherical coordinates R, φ and θ , as well as the magnetic field components B_x, B_y, B_z in a orthogonal coordinate system X, Y, Z can be calculated based on the numerical differentiation of the original expression (1) for a scalar magnetic potential.

The scalar magnetic potential in the form of expression (1) is a function $U(R, \theta, \varphi)$ of three variables – spherical coordinates R, φ and θ . Therefore, the calculation of derivatives in numerical form with respect to these variables is connected with the calculation of derivatives directly from expression (1), for example, for the magnetic field components B_r , in the form

$$\frac{\partial(U(R, \theta, \varphi))}{\partial R} = \frac{U(R + \delta R, \theta, \varphi) - U(R - \delta R, \theta, \varphi)}{2\delta R}. \quad (18)$$

To calculate the magnetic field components B_x, B_y, B_z in an orthogonal coordinate system X, Y, Z first, based on the transformation of spherical coordinates R, φ and θ into orthogonal coordinate system X, Y, Z on the basis of expression (8), we represent the expression for the scalar magnetic potential (1) as a function $U(X, Y, Z)$ of three independent variables X, Y, Z , which are the orthogonal coordinate system. Then the calculation of magnetic field components B_x, B_y, B_z in an orthogonal coordinate system X, Y, Z in numerical derivatives calculation form with respect to these variables with is connected with the calculation of derivatives directly by expression (1) by analogy (18), for example, for magnetic field components B_x , in the form

$$\frac{\partial(U(X, Y, Z))}{\partial X} = \frac{U(X + \delta X, Y, Z) - U(X - \delta X, Y, Z)}{2\delta X}. \quad (19)$$

Note that when calculating the magnetic field components using expressions (3) – (5), it is required to perform 3 calculations, and when calculating the same

magnetic field components using expressions (18), (19), it is necessary to perform a calculation at 12 points, however, this uses the same expression (1) for the scalar magnetic potential.

Algorithm for solving the minimax optimization problem. To solve the problems of robust prediction and control by microsatellite magnetic cleanliness, it is necessary to solve minimax optimization problems (11), (13) and (14) with constraints (12). Consider algorithms for solving these problems. Algorithms for solving global minimax optimization problems are not trivial [37 – 42]. It is especially difficult to solve such problems, due to the need to search for a global optimum; complex landscape of the search surface, associated, among other things, with the presence of ravines; multidimensionality, multiextremality, multicriteria of problems with restrictions; lack of analytical expressions for objective functions, and, consequently, their algorithmic representation and high computational complexity, which involves the use of cumbersome numerical methods and is often a difficult independent task; non-differentiability and non-linearity; the presence of discrete and continuous variables in the goal function.

When using deterministic local search methods, a multi-start strategy is often used, which does not guarantee that the global optimum will eventually be found. Stochastic search methods are more promising for these purposes, since they explore the entire search space much more efficiently with subsequent localization in areas of local optima of the greatest interest [43 – 46].

Metaheuristic algorithms include ant colony and bee colony optimization algorithms, bacterial algorithms, particle swarm optimizations, evolutionary computations including genetic algorithms, simulated annealing method, and many others. Swarm optimization algorithms, as a kind of stochastic search method, due to their bionic features, are well suited for solving such problems [47 – 52].

The Particle Swarm Optimization (PSO) algorithm is a bionic multiagent global optimization method that models the social behavior of interacting agents [53 – 57]. The idea of the PSO method corresponds to the simulation of the movement of living beings in a flock of birds or a school of fish. Behavioral metaheuristic optimization methods are based on the bionic idea of collective adaptation, collective intelligence, i.e. the mechanism of dissemination of information in the «flock», «swarm», «school», which is due to the superiority of group intelligence over the mental abilities of one individual. The social sharing of information provides evolutionary benefits to all members of the population, and the dominance of collective intelligence is the basis for the development of PSO algorithms.

In terms of the theory of artificial intelligence, each element of the system is called an agent. In the process of finding the optimum in such methods, not one agent is involved, but their whole system, called a population. This means that the solution to the problem is sought using a multi-agent system consisting of several intelligent agents with simple rules of interaction and autonomous behavior.

The characteristic properties of objects are: communicativeness, i.e. the ability to communicate with other agents, the ability to cooperate; adaptability, i.e. adaptability to environmental conditions and the ability to learn; decentralization, simplicity of individual behavior.

These properties of agents allow the phenomenon of self-organization to manifest itself in the system when performing the task of finding an extremum. In bionic methods of metaheuristic optimization, the goal function

is more often called the fitness function, which is its synonym, but at the same time reflects the specifics of the approach used to solve the problem. Metaheuristic behavioral algorithms use a population of agents to find solutions close to optimal, checking the suitability of the current solution using a fitness function.

Agents, as a result of competition and cooperation with each other, look for a potential solution in the search space, using the value of the fitness function to improve the solution. Such methods operate on a set of potential solutions rather than a single possible solution. Each solution is incrementally improved and evaluated, with a single potential solution affecting how other solutions are improved.

Consider the PSO algorithm. In this method a swarm of particles is a set of decision points moving in space in search of a global optimum. During their movement, the particles try to improve the solution they found earlier and exchange information with their neighbors. At the initial stage of the PSO algorithm, a random initialization of a swarm of particles is performed. When performing optimization, 10–30 particles are usually sufficient. The swarm makes it possible to find the global optimum even when the number of particles in it is less than the dimension of the search space.

In the standard PSO algorithm for optimizing a swarm of particles, the speed of a swarm j particle i changes according to linear laws, in which the motion of a swarm of particles is described by the following expressions [57, 58]

$$\begin{aligned} v_{ij}(t+1) &= c_1 r_{1j}(t) \dots \\ &\dots \times [y_{ij}(t) - x_{ij}(t)] + c_2 r_{2j}(t) \dots \\ &\dots \times [y_j^*(t) - x_{ij}(t)]; \end{aligned} \quad (20)$$

$$x_{ij}(t+1) = x_{ij}(t) + v_{ij}(t+1), \quad (21)$$

where position $x_{ij}(t)$ and speed $v_{ij}(t)$ of the swarm j particle i ; positive constants c_1 and c_2 determine the weights of the cognitive and social components of the particle's velocity; random numbers $r_{1j}(t)$ and $r_{2j}(t)$ from the range [0; 1] determine the stochastic component of the particle velocity component. Here $y_{ij}(t)$ and y_j^* are the best local-best and global-gbest positions of this particle, respectively, only one particle i and all particles i of this swarm j find.

The value of the cognitive coefficient c_1 characterizes the degree of individual behavior of the particle and its desire to return to the best solution found by it earlier, while the value of the social coefficient c_2 specifies the degree of collective behavior and the desire to move towards the best solution of its neighbors.

The inertial coefficient w_j determines the influence of the particle's previous velocity on its new value. The use of the inertia coefficient makes it possible to improve the quality of the optimization process.

If, during the optimization process, the particle goes beyond the search space specified by constraints (12), then the corresponding components of its velocity are set to zero, and the particle itself returns to the nearest boundary.

The algorithm for searching for a global solution to an optimization problem can be represented as an iterative process that generates a sequence of points in accordance with a prescribed set of rules, including the termination criterion. The search for a global solution to the optimization problem occurs by enumeration of local

solutions. In the general case, it is impossible to guarantee the exact solution of the global optimization problem for multiextremely function in a finite number of steps.

To prove that the found solution is the global optimum, it is necessary to perform a complete enumeration of all possible values of the parameter vector. In most cases, this is not possible, therefore, in global optimization, it is usually not about finding the optimal one, but about finding something close to it, i.e. suboptimal solution. The preference of stochastic methods of global optimization over deterministic ones is caused by their universality, which is explained by the estimation of the values of the goal function at random points of the admissible set, followed by analysis of the results at trial points of the search space.

To increase the speed of finding a global solution, special nonlinear algorithms for stochastic multi-agent optimization have recently become widespread [58].

The PSO method, as well as its various modifications, which have shown high efficiency in single-criteria optimization, can also be used to solve optimization problems in a multi-criteria formulation. In this case, the optimization problem is formulated and solved as a vector optimization problem. When solving a vector optimization problem (13), (14), it is necessary to take into account the priority of criteria, normalize them, choose a trade-off scheme, and determine the set of Pareto optimal solutions. To solve multicriteria optimization problems, the vector criterion scalarization method can be used by aggregating particular criteria, and an acceptable solution can be searched from the set of Pareto-optimal solutions by introducing additional information about the priority of particular criteria.

One of the simplest ways to solve an optimization problem in a multicriteria setting is the method of scalar convolution of a vector optimality criterion. This approach to solving a multicriteria optimization problem allows us to reduce it to solving a single-criteria problem by aggregating particular criteria. For these purposes, in practice, linear (additive) convolution is most often used:

$$\vec{X}^* = \operatorname{argmin}_{\vec{X}} \sum_{i=1}^J \alpha_i [f_i(\vec{x})], \quad (22)$$

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

To solve the problem of multicriteria optimization, the simplest nonlinear trade-off scheme is also often used, in which the original multicriteria problem is reduced to a single criterion

$$\vec{X}^* = \operatorname{argmin}_{\vec{X}} \sum_{i=1}^J \alpha_i [1 - y_i(\vec{x})]^{-1}, \quad (23)$$

where y_i are normalized local criteria f_i , the value of which is in the range [0; 1]. Naturally, such a formalization of the solution of the multiobjective optimization problem by reducing it to a single-objective problem allows one to reasonably choose one single point from the area of compromises – the Pareto area. 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.

An alternative approach to multiobjective optimization is to search for the Pareto set, which includes all solutions that are not dominated by other solutions. To find non-dominated solutions, it is convenient to use specially calculated ranks. However, this raises the

problem of comparing several solutions that have the same rank values. To adapt the PSO method in relation to the problem of finding Pareto-optimal solutions on the set of possible values of a vector criterion, it is most simple to use binary preference relations that determine the Pareto dominance of individual solutions.

In conclusion, we note that when designing a multipole model in the form of N dipoles, it is necessary to calculate $3N$ spherical coordinates r_k , φ_k and θ_k of the location of dipoles in microsatellite space and $3N$ values $g_{n1}^0(\vec{G})$, $g_{n1}^1(\vec{G})$, $h_{n1}^1(\vec{G})$ of the components of the magnetic moments of the N dipoles. As a result, it is necessary to calculate $6N$ unknown coordinates

When designing a multipole model in the form of N multipoles with dipole, quadrupole and octupole components, it is necessary, in addition to solving the problem of designing a multipole model, to calculate another $5N$ values $g_{n2}^0(\vec{G})$, $g_{n2}^1(\vec{G})$, $g_{n2}^2(\vec{G})$, $h_{n2}^1(\vec{G})$, $h_{n2}^2(\vec{G})$ of the components of the quadrupole components, and also calculate $7N$ values $g_{n3}^0(\vec{G})$, $g_{n3}^1(\vec{G})$, $g_{n3}^2(\vec{G})$, $g_{n3}^3(\vec{G})$, $h_{n3}^1(\vec{G})$, $h_{n3}^2(\vec{G})$, $h_{n3}^3(\vec{G})$ of the components of the orthorupole components. As a result when designing a multipole model $18N$ unknown variables need calculated compared to $6N$ unknown variables in the design of the multi-dipole model.

Simulation results. Let us consider the use of the developed method for prediction and control by spacecraft magnetic cleanliness based on spatial harmonic analysis at the point of installation of the LEMI-016 magnetometer generated by the sensor of the KPNCSP, which is part of the «Potential» scientific equipment of the «Sich-2» spacecraft family to ensure the spacecraft magnetic cleanliness.

The layout of the onboard magnetometer LEMI-016 and the sensor for the KPNCSP on the «Sich-2» spacecraft family [18] shown in Fig. 2.

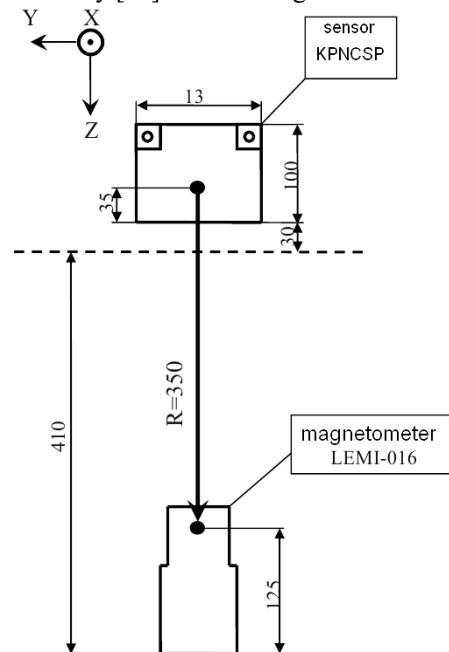


Fig. 2. The layout of the onboard magnetometer LEMI-016 and the sensor for the KPNCSP on the «Sich-2» spacecraft

To compensate the magnetic moment of the sensor, its permanent magnets are oriented antisymmetrically to

each other and a ferromagnetic screen is used. As a result, the magnetic moment of the sensor was reduced to the following values [18] of magnetic moment components in orthogonal coordinate system:

$$M_x = 0.087 \text{ A}\cdot\text{m}^2; M_y = -0.084 \text{ A}\cdot\text{m}^2; M_z = 0.042 \text{ A}\cdot\text{m}^2.$$

When using only the dipole model, the magnetic field components in a orthogonal coordinate system created by the residual magnetic moment of the sensor in the zone of the onboard magnetometer, calculated by formula (2), have the values:

$$B_x = -203 \text{ nT}; B_y = 196 \text{ nT}; B_z = 196 \text{ nT}.$$

The paper [18] presents the values of harmonics calculated on the basis of the experimentally measured signatures of the magnetic flux of the sensor at the magnetic measuring stand of the Anatolii Pidhornyi Institute of Mechanical Engineering Problems of the National Academy of Sciences of Ukraine [59] when it moves through the measuring circuit

$$g_1^0 = 4.1 \cdot 10^{-3}, g_1^1 = -8.4 \cdot 10^{-2}, h_1^1 = 4.2 \cdot 10^{-2}, \\ g_2^0 = 1.411 \cdot 10^{-3}, g_3^0 = 2.5 \cdot 10^{-4}.$$

In this case, the value of the magnetic field component B_z in a orthogonal coordinate system along the axis Z at the installation point of the onboard magnetometer, taking into account only the first harmonic $B_z = 237 \text{ nT}$, taking into account only the second harmonic $B_z = 352 \text{ nT}$, and taking into account only the third harmonic $B_z = 247 \text{ nT}$. The magnitude of the resulting magnetic field when three spatial harmonics are taken into account $B_z = 836 \text{ nT}$ [18]. The relative contribution of the dipole harmonic (field of the magnetic moment) to the magnetic induction created by the sensor in the area of the onboard magnetometer is only about 20 %. The contribution of quadrupole and octupole spherical harmonics to the magnetic induction of disturbance to the on-board magnetometer is about 80 % [18].

Let us consider the solution of the problem of compensation of spatial harmonics of the initial magnetic field. As a result of solving the optimization problem, the values of the harmonics of the compensating quadrupole are calculated

$$g_2^0 = 0.0249959, g_2^1 = 0.981453, g_2^2 = 0.271729, \\ h_2^1 = 0.62818, h_2^2 = 0.620474.$$

The values of the harmonics of the compensating octupole are calculated

$$g_3^0 = 0.00160516, g_3^1 = 0.0282545, g_3^2 = 0.651052, \\ g_3^3 = -0.704719, h_3^1 = 0.0031692, \\ h_3^2 = 0.175824, h_3^3 = -1.11672.$$

And also the spherical coordinates of the spatial arrangement of the compensating quadrupole and octupole are calculated

$$r_k = 0.0768617; \varphi_k = 0.163995; \theta_k = 3.90015.$$

In this case, the following values of magnetic induction were obtained in the probe of the location of the onboard magnetometer. Initial magnetic field

$$B_x = -202,86 \text{ nT}; B_y = 195,935 \text{ nT}; B_z = 243,115 \text{ nT}.$$

Compensating magnetic field

$$B_{KX} = 202.913 \text{ nT}; B_{KY} = -195.669 \text{ nT}; B_{KZ} = -243.13 \text{ nT}.$$

The resulting magnetic field

$$B_{RX} = 0.0527476 \text{ nT}; B_{RY} = 0.26579 \text{ nT}; B_{RZ} = -0.0153575 \text{ nT}.$$

Thus, due to the installation of compensating quadrupoles and octupoles, it was possible to reduce the

level of magnetic field induction at the point of installation of the «Sich-2» spacecraft family onboard magnetometer by a factor of more than two orders.

In conclusion, we note that the implementation of compensating quadrupoles and octupoles can be performed both with the help of permanent magnets and with the help of electromagnets [21, 24]. Naturally, the technical implementation of compensating elements with the help of permanent magnets is simpler, however, when implementing compensating elements with the help of electromagnets, an additional possibility appears to increase the magnetic purity of the microsatellite when it operates in various operating modes by controlling the parameters of the compensating elements in real time.

Conclusions.

1. The method for prediction and control the microsatellite magnetic cleanliness taking into account the uncertainties of the magnetic characteristics of the microsatellite, based on calculation the magnetic field spatial spherical harmonics in the area of the onboard magnetometer installation and using compensating multipole has been developed.

2. The spatial spherical harmonics of the microsatellite magnetic field is calculated based on the solution of the nonlinear minimax optimization problem. The nonlinear objective function of this nonlinear minimax optimization problem is calculated as a weighted sum of squared residuals between the measured and predicted magnetic field levels at the measurement points. The values of the spatial spherical harmonics of compensating dipole, quadrupole and octupole, as well as the coordinates of their spatial placement inside the microsatellite to compensate the dipole, quadrupole, and octupole components of the initial magnetic field of the microsatellite, are also calculated as a solution to the nonlinear minimax optimization problem. Solutions to both nonlinear minimax optimization problems are computed based on particle swarm nonlinear optimization algorithms.

3. The developed method was used to improve the magnetic cleanliness of the «Sich-2» microsatellite. Based on calculation of spatial spherical harmonics of the magnetic field generated by the kinetic parameters sensor of the neutral component of the space plasma at the installation point of the onboard magnetometer LEMI-016 of the «Sich-2» microsatellite family, the spatial harmonics of the compensating dipole, quadrupole and octupole, as well as the coordinates of the spatial location of these compensating elements in the space of a microsatellite are calculated to compensate for quadrupole and octupole harmonics of the initial magnetic field. The use of compensating quadrupole and octupole made it possible to reduce the level of magnetic field induction of the microsatellite at the point of installation of the magnetometer by more than two orders of magnitude, which will increase its controllability in orbit.

Acknowledgments. The authors express their gratitude to the researcher Anatolii Erisov of the Department of Magnetism of Technical Objects of Anatolii Pidhornyi Institute of Mechanical Engineering Problems of the National Academy of Sciences of Ukraine for the kindly provided materials on the results of experimental measured magnetic field generated by elements and «Sich-2» spacecraft family and also for numerous discussions that allowed the authors to improve the article manuscript.

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

REFERENCES

1. Rozov V.Yu., Getman A.V., Petrov S.V. Spacecraft magnetism. *Technical Electrodynamics. Thematic issue «Problems of modern electrical engineering»*, 2010, part 2, pp. 144-147. (Rus).
2. Rozov V.Yu. Methods for reducing external magnetic fields of energy-saturated objects. *Technical Electrodynamics*, 2001, no. 1, pp. 16-20.
3. Birsan M., Holtham P., Carmen. Using global optimisation techniques to solve the inverse problem for the computation of the static magnetic signature of ships. *Defense Research Establishment Atlantic*, 9 Grove St., PO Box 1012, Dartmouth, Nova Scotia, B2Y 3Z7, Canada.
4. Acuña M.H. *The design, construction and test of magnetically clean spacecraft – a practical guide*. NASA/GSFC internal report. 2004.
5. Junge A., Marliani F. Prediction of DC magnetic fields for magnetic cleanliness on spacecraft. *2011 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2011, pp. 834-839. doi: <https://doi.org/10.1109/ISEMC.2011.6038424>.
6. Lynn G.E., Hurt J.G., Harriger K.A. Magnetic control of satellite attitude. *IEEE Transactions on Communication and Electronics*, 1964, vol. 83, no. 74, pp. 570-575. doi: <https://doi.org/10.1109/TCOME.1964.6539511>.
7. Junge A., Trougnou L., Carrubba E. Measurement of Induced Equivalent Magnetic Dipole Moments for Spacecraft Units and Components. *Proceedings ESA Workshop Aerospace EMC 2009 ESA WPP-299*, 2009, vol. 4, no. 2, pp. 131-140.
8. Mehlem K., Wiegand A. Magnetostatic cleanliness of spacecraft. *2010 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2010, pp. 936-944. doi: <https://doi.org/10.1109/APEMC.2010.5475692>.
9. Messidoro P., Braghin M., Grande M. Magnetic cleanliness verification approach on tethered satellite. *16th Space Simulation Conference: Confirming Spaceworthiness into the Next Millennium*, 1991, pp. 415-434.
10. Mehlem K., Narvaez P. Magnetostatic cleanliness of the radioisotope thermoelectric generators (RTGs) of Cassini. *1999 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1999, vol. 2, pp. 899-904. doi: <https://doi.org/10.1109/ISEMC.1999.810175>.
11. Eichhorn W.L. *Magnetic dipole moment determination by near-field analysis*. Goddard Space Flight Center. Washington, D.C., National Aeronautics and Space Administration, 1972. NASA technical note, D 6685. 87 p.
12. Matsushima M., Tsunakawa H., Iijima Y., Nakazawa S., Matsuoka A., Ikegami S., Ishikawa T., Shibuya H., Shimizu H., Takahashi F. Magnetic Cleanliness Program Under Control of Electromagnetic Compatibility for the SELENE (Kaguya) Spacecraft. *Space Science Reviews*, 2010, vol. 154, no. 1-4, pp. 253-264. doi: <https://doi.org/10.1007/s11214-010-9655-x>.
13. Boghosian M., Narvaez P., Herman R. Magnetic testing, and modeling, simulation and analysis for space applications. *2013 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2013, pp. 265-270. doi: <https://doi.org/10.1109/ISEMC.2013.6670421>.
14. Mehlem K. Multiple magnetic dipole modeling and field prediction of satellites. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1978, vol. 14, no. 5, pp. 1064-1071. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.1978.1059983>.
15. Thomsen P.L., Hansen F. Danish Ørsted Mission In-Orbit Experiences and Status of The Danish Small Satellite Programme. *Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites*, 1999, pp. SSC99-I-8.
16. Droughts S.A., Fedorov O.P. Space project Ionosat-Micro. Monograph. Kyiv, Akadempriodika Publ., 2013. 218 p. (Rus).
17. Getman A.V. *Analysis and synthesis of the magnetic field structure of technical objects on the basis of spatial harmonics*. Dissertation thesis for the degree of Doctor of Technical Sciences. Kharkiv, 2018. 43 p. (Ukr).
18. Getman A.V. Spatial harmonic analysis of the magnetic field of the sensor of the neutral plasma component. *Eastern European Journal of Advanced Technologies*, 2010, vol. 6, no. 5(48), pp. 35-38. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2010.3326>.
19. ECSS-E-HB-20-07A. *Space engineering: Electromagnetic compatibility hand-book*. ESA-ESTEC. Requirements & Standards Division. Noordwijk, Netherlands, 2012. 228 p.
20. Rozov V.Yu. Mathematical model of electrical equipment as a source of external magnetic field. *Technical Electrodynamics*, 1995, no. 2, pp. 3-7. (Rus).
21. Rozov V.Yu., Dobrodeev P.N., Volokhov S.A. Multipole model of a technical object and its magnetic center. *Technical Electrodynamics*, 2008, no. 2, pp. 3-8. (Rus).
22. Rozov V.Yu. Selective compensation of spatial harmonics of the magnetic field of energy-saturated objects. *Technical Electrodynamics*, 2002, no. 1, pp. 8-13. (Rus).
23. Rozov V.Y., Reutskiy S.Y., Pelevin D.Y., Yakovenko V.N. The research of magnetic field of high-voltage AC transmissions lines. *Technical Electrodynamics*, 2012, no. 1, pp. 3-9. (Rus).
24. Volokhov S.A., Dobrodeev P.N., Ivleva L.F. Spatial harmonic analysis of the external magnetic field of a technical object. *Technical Electrodynamics*, 1996, no. 2, pp. 3-8. (Rus).
25. Getman A. Ensuring the Magnetic Compatibility of Electronic Components of Small Spacecraft. *2022 IEEE 3rd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2022, no. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek57572.2022.9916339>.
26. Chadebec O., Rouve L.-L., Coulomb J.-L. New methods for a fast and easy computation of stray fields created by wound rods. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2002, vol. 38, no. 2, pp. 517-520. doi: <https://doi.org/10.1109/20.996136>.
27. Rozov V.Y., Pelevin D.Y., Kundius K.D. Simulation of the magnetic field in residential buildings with built-in substations based on a two-phase multi-dipole model of a three-phase current conductor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 87-93. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.13>.
28. Rozov V.Yu., Kundius K.D., Pelevin D.Ye. Active shielding of external magnetic field of built-in transformer substations. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 24-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.3.04>.
29. 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>.
30. Martynenko G., Martynenko V. Rotor Dynamics Modeling for Compressor and Generator of the Energy Gas Turbine Unit with Active Magnetic Bearings in Operating Modes. *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, 2020, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240781>.
31. Ostroverkhov M., Trinchuk D. Increasing the Efficiency of Electric Vehicle Drives with Supercapacitors in Power Supply. *2020 IEEE 7th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, 2020, pp. 258-261. doi: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160291>.
32. Ostroverkhov N., Buryk N. Control System with Field Weakening of Synchronous Motor Drive. *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, 2020, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240903>.
33. Chen C.S., Reutskiy S.Y., Rozov V.Y. The method of the fundamental solutions and its modifications for electromagnetic field problems. *Computer Assisted Mechanics and Engineering Sciences*, 2009, vol. 16, no. 1, pp. 21-33.
34. Tytiuk V., Chorny O., Baranovskaya M., Serhienko S., Zachepa I., Tsvirkun L., Kuznetsov V., Tryputen N. Synthesis of a fractional-order $PI^{\lambda}D^{\mu}$ -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>.
35. Zagirnyak M., Serhienko S., Chorny O. Innovative technologies in laboratory workshop for students of technical specialties. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, 2017, pp. 1216-1220. doi: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100446>.
36. 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/teched2019.01.038>.
37. 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-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 156-161. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235413>.
38. 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-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 447-451. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235473>.

39. 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.
40. 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>.
41. 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.
42. 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>.
43. 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>.
44. Halchenko V., Trembovetska R., Tychkov V., Storchak A. Nonlinear surrogate synthesis of the surface circular eddy current probes. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2019, vol. 95, no. 9, pp. 76-82. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2019.09.15>.
45. Halchenko V.Ya., Storchak A.V., Trembovetska R.V., Tychkov V.V. The creation of a surrogate model for restoring surface profiles of the electrophysical characteristics of cylindrical objects. *Ukrainian Metrological Journal*, 2020, no. 3, pp. 27-35. doi: <https://doi.org/10.24027/2306-7039.3.2020.216824>.
46. Zhyla S., Volosyuk V., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Havrylenko O., Kuzmenko N., Dergachov K., Averyanova Y., Sushchenko O., Zaliskyi M., Solomentsev O., Ostroumov I., Kuznetsov B., Nikitina T. 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>.
47. Chyistiakov P., Chorni O., Zhautikov B., Sivyakova G. Remote control of electromechanical systems based on computer simulators. *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 2017, pp. 364-367. doi: <https://doi.org/10.1109/mees.2017.8248934>.
48. Zagimyak M., Bisikalo O., Chorna O., Chorni 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>.
49. 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>.
50. 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>.
51. 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>.
52. 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>.
53. Ummels M. *Stochastic Multiplayer Games Theory and Algorithms*. Amsterdam University Press, 2010. 174 p.
54. Shoham Y., Leyton-Brown K. *Multiagent Systems: Algorithmic, Game-Theoretic, and Logical Foundations*. Cambridge University Press, 2009. 504 p.
55. 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.
56. 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>.
57. Xin-She Yang, Zhihua Cui, Renbin Xiao, Amir Hossein Gandomi, Mehmet Karamanoglu. *Swarm Intelligence and Bio-Inspired Computation: Theory and Applications*, Elsevier Inc., 2013. 450 p.
58. 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>.
59. Baranov M.I., Rozov V.Y., Sokol Y.I. To the 100th anniversary of the National Academy of Sciences of Ukraine – the cradle of domestic science and technology. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 5, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.5.01>.

Received 30.08.2023

Accepted 28.10.2023

Published 02.01.2024

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

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

I.V. Bovdui¹, PhD, Senior Research Scientist,

K.V. Chunikhin¹, PhD, Research Scientist,

V.V. Kolomiets², PhD, Assistant Professor,

B.B. Kobylianskyi², PhD, Associate Professor,

¹ Anatolii Pidhornyi 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 of Ukrainian Engineering Pedagogical Academy, 9a, Nosakov Str., Bakhmut, Donetsk Region, 84511, Ukraine, e-mail: nnpipiua@ukr.net

How to cite this article:

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylianskyi B.B. Method for prediction and control by uncertain microsatellite magnetic cleanliness based on calculation and compensation magnetic field spatial harmonics. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 1, pp. 23-33. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.1.04>

М.І. Баранов

Узагальнений фізичний принцип розвитку плазмового каналу високовольтного імпульсного іскрового розряду в діелектрику

Надані результати розробки узагальненого фізичного принципу розвитку в гомогенному діелектричному середовищі плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду. Показано, що канал даного виду електричного розряду в газовому діелектрику розповсюджується по зигзагоподібному шляху завдовжки l_c , який забезпечує найменше падіння на ньому електричної напруги U_c . Для обґрунтування прийнятих початкових фізичних положень і верифікації отриманих розрахункових електрофізичних даних представлені результати високовольтних сильнотрумових експериментів по електричному пробую довгого повітряного проміжку в двоелектродній розрядній системі «вістря-площина» ($l_{\min}=1,5$ м) із застосуванням стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу високої напруги часової форми $T_m/T_d \approx 200$ мкс/1990 мкс позитивної полярності. Виконано порівняння розробленого фізичного принципу розповсюдження плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду в діелектричному середовищі з фундаментальним фізичним принципом (законом) Ферма для розповсюдження світла в оптично прозорому середовищі, яке вказує на схожість за формою математичного запису і близькість за змістовним призначенням даних фізичних принципів. Бібл. 25, рис. 5.

Ключові слова: плазмовий канал, іскровий розряд, діелектричне середовище, фізичний принцип розвитку плазмового каналу, розрахунок, експеримент.

Стан та актуальність задачі. Електричний імпульсний іскровий розряд у вакуумі, газовому, рідкому та твердому діелектричних середовищах, який здійснюється за допомогою високовольтного слабко- і сильнотрумового електроустановлення, знайшов досить широке практичне застосування як в наукових, так і технологічних цілях [1-5]. Вкажемо, що даний вид високовольтного електричного розряду відноситься до одного з відомих і добре вивчених на сьогодні в електрофізиці класичних видів самостійного розряду в діелектрику [6-8]. Електророзрядні технології, що базуються на перетворенні накопиченої, як правило, в потужних високовольтних конденсаторних батареях електричної енергії в енергію фазових переходів, хімічних реакцій, вибуху твердих речовин, ударних хвиль, в механічну роботу, теплоту та інші види енергії [3, 9-11], мають одну принципову відмінність від інших технологій: вони здатні забезпечити підведення до досліджуваної речовини або оброблюваного виробу (об'єкту) великої густини енергії в імпульсному режимі її дії. При цьому час цієї дії може змінюватися в широкому діапазоні: від сотень мілісекунд до одиниць наносекунд. Враховуючи перспективність електророзрядних технологій на основі імпульсного іскрового розряду, в останні десятиліття вітчизняними і зарубіжними вченими-електротехніками і електрофізиками були отримані наступні важливі наукові результати в даній області високовольтної імпульсної техніки (ВІТ) [1, 3-12]: дані щодо залежності електричної міцності багатьох діелектриків від довжини міжелектродних проміжків, геометрії вживаних в цих проміжках електродів з різних металів і провідних композицій, амплітудно-часових параметрів (АЧП) електричної напруги (струму), що діє на діелектрик, і електрофізичних параметрів навколишнього діелектричного ізоляційного середовища; вольт-секундні характеристики електричного пробую багатьох видів діелектриків; знайдені розподіли напруженості сильного імпульсного електричного поля в лінійних і неоднорідних діелектриках, розміщених в міжелектродних проміжках з електродами різної конфігурації; визначені основні види електророзрядних структур і параметри розрядних плазмових каналів в основних видах діелектриків при різ-

них АЧП напруги (струму); отримані перші адекватні розрахункові дані по комп'ютерному моделюванню складних електрофізичних процесів розвитку плазмового каналу електричного імпульсного іскрового розряду в деяких видах діелектриків.

Незважаючи на вказані вище наукові результати, в області сучасної ВІТ при дослідженні імпульсного іскрового розряду в діелектриках маловивченими питаннями залишилися ті, що пов'язані з розробкою механізмів і описом розрахункових аналітичних моделей розвитку в них плазмового каналу цього розряду. Наявність подібних механізмів і аналітичних моделей сприятиме подальшому удосконаленню методів комп'ютерного моделювання розвитку плазмового каналу електричного іскрового розряду в діелектриках різної природи [13-18], що мають важливе прикладне значення в області високовольтної електротехніки, промислової електроенергетики, ВІТ, сильнотрумової електроніки, атомної техніки і захисту літаків та наземних об'єктів інфраструктури від вражаючої дії атмосферної електрики (блискавки).

Метою статті є отримання узагальненого фізичного принципу розвитку плазмового каналу високовольтного імпульсного іскрового розряду в гомогенному діелектрику різного агрегатного стану.

1. Постановка задачі. Для визначеності вирішення даної прикладної електрофізичної задачі розглянемо високовольтну двоелектродну розрядну систему (ДЕРС), що містить потенційний електрод у формі загостреного на краю металевого стрижня 1 кінцевих геометричних розмірів і заземлений електрод у вигляді металеві площини 2 необмежених геометричних розмірів (рис. 1). Хай електричні потенціали цих електродів 1 і 2 рівні відповідно φ_1 і $\varphi_2=0$, а між ними у міжелектродному повітряному проміжку мінімальною довжиною l_{\min} , рівній довжині прямої, проведеної від вістря потенційного електроду 1 за нормаллю до плоскої поверхні заземленого електроду 2, розміщений гомогенний газ за наступних атмосферних умов [19]: тиск газу $P_a \approx (1,013 \pm 0,003) \cdot 10^5$ Па; абсолютна температура газу $T_a \approx (293,15 \pm 5)$ К; відносна вологість

© М.І. Баранов

газу (45±15) %. Прийемо, що електрична міцність міжелектродного повітряного проміжку в ДЕРС стосовно усередненого рівня його пробивної напруженості сильного імпульсного електричного поля для імпульсу електричної напруги, що подається на ДЕРС, складає величину, яка дорівнює E_d . При цьому потенціал φ_1 набуває значення, рівного φ_{1d} .

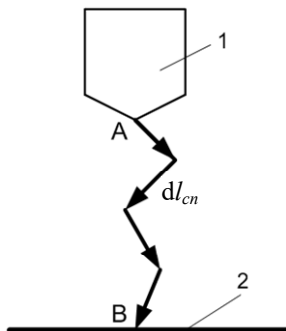


Рис. 1. Схематичне зображення повітряної ДЕРС, на прикладі якої розглядається процес розвитку плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду в газовому діелектрику (1, 2 – відповідно металевий стрижень з потенціалом φ_1 і металева площина з потенціалом φ_2 ; A, B – точки початку і завершення шляху просторового розвитку плазмового каналу імпульсного іскрового розряду в газовому діелектрику)

Обмежимося розглядом прикладного випадку, коли АЧП високої електричної імпульсної напруги $U_{12}(t)=(\varphi_1-\varphi_2)$ у міжелектродному повітряному проміжку ДЕРС змінюються у часі t за законом стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу напруги часової форми $T_m/T_d \approx (250 \pm 50)$ мкс/(2500±750) мкс позитивної полярності з відповідними допусками на його параметри [20, 21]. Саме цей вид високої імпульсної напруги найчастіше використовується в промисловій електроенергетиці і ВІТ при визначенні електричної міцності внутрішньої і зовнішньої ізоляції різного високовольтного електроустаткування і потужних високовольтних випробувальних електрофізичних устаткувань. Враховуючи лідерну стадію розвитку плазмового каналу електричного розряду в газовому діелектрику, коли канал розряду може розгалужуватися і мати зигзагоподібний характер [8], обмежимося розглядом процесів на стадії утворення провідного імпульсного іскрового каналу в повітряній ДЕРС після проходження по лідерному каналу зворотної хвилі імпульсного струму, яка викликає його яскраве свічення [5]. На основі аналізу розрахункових і експериментальних даних, які стосуються протікання основних електрофізичних процесів в досліджуваному розрядному повітряному проміжку ДЕРС (див. рис. 1), необхідно розробити фізичний принцип розвитку плазмового каналу високовольтного імпульсного іскрового розряду в прийнятному для дослідження газовому діелектрику і далі узагальнити його на гомогенні діелектрики іншого агрегатного стану, фізичні властивості яких змінюються у просторі безперервно без стрибків.

2. Основні фізичні положення і розрахункові співвідношення. Враховуючи електромагнітну природу світла і плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду, що яскраво світиться, в досліджуваному газовому діелектрику [8, 19], для

кращого розуміння складних електрофізичних процесів в повітряній ДЕРС, яка розглядається, зупинимося спочатку на відомому фізичному принципі Ферма з області геометричної оптики, який для оптичної довжини L_0 реального світлового променя в оптично прозорому середовищі записується в наступному класичному аналітичному вигляді [22]:

$$L_0 = \int_A^B n_0 ds, \quad (1)$$

де n_0 – безрозмірний показник заломлення світлового променя, який є мінімальним для реального променя у оптично прозорому середовищі; ds – довжина елементарної ділянки розповсюдження світлового променя у оптично прозорому середовищі від точки початку A до точки завершення B реального шляху розповсюдження в ньому світла.

У випадку, коли показник заломлення n_0 середовища просторово змінюється в ньому безперервно, то згідно (1) оптична довжина L_0 шляху, який пройдений в ньому реальним світловим променем від точки A до точки B , буде менше оптичної довжини будь-якого іншого шляху або довжини будь-якої іншої геометричної кривої, що з'єднують ці крайні точки шляху розповсюдження світлового променя. Отже і час t_0 проходження в тому або іншому середовищі з показником заломлення n_0 світлового променя цього шляху з оптичною довжиною L_0 буде найменшим. При цьому слід зазначити, що вказаний час t_0 проходження променя матиме наступний розрахунковий аналітичний вигляд: $t_0=L_0/c$, де $c \approx 3 \cdot 10^8$ м/с – швидкість розповсюдження світла у вакуумі [19]. Відмітимо, що згідно закону Максвелла для величини показника заломлення n_0 середовища є справедливою формула [22]:

$$n_0 = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r}, \quad (2)$$

де ε_r, μ_r – відповідно відносні діелектрична та магнітна проникності середовища, у якому розповсюджується світловий промінь.

Формула (2) чітко вказує на електромагнітну природу світла. З (2) для повітряного середовища ($\varepsilon_r=1; \mu_r=1$) витікає, що фізичний параметр n_0 в цьому прикладному випадку чисельно складає біля $n_0=1$ [19].

В зв'язку з цим фізичний принцип Ферма, який є загальним законом геометричної оптики, згідно (1) і прийнятим положенням в області сучасної оптики формулюється таким чином [22]: «Світло розповсюджується з однієї точки середовища в іншу за шляхом, для проходження якого витрачається найменший час». З принципу Ферма витікає фізичне положення про те, що світло в оптично прозорому середовищі розповсюджується прямолінійно [22]. Зважаючи на зазначену вище електромагнітну природу світла і плазмового каналу електричного розряду, можна достатньо обґрунтовано прийняти те фізичне положення, що розвиток плазмового лідерного каналу електричного розряду і далі плазмового іскрового каналу даного імпульсного розряду в повітряному розрядному проміжку ($n_0=1$) досліджуваної ДЕРС на його коротких елементарних ділянках завдовжки $dl_{cn} \ll l_{\min}$ відбувається за прямолінійними напрямками тій або іншій просторовій орієнтації. Причому, дані прямолі-

нійні напрями на елементарних ділянках довжиною dl_{cn} , як на стадії розвитку в повітрі плазмового лідерного каналу розряду, так і на стадії розвитку в ньому його іскрового каналу, задовольнятимуть умові максимального значення питомої електропровідності γ_{cn} провідного шляху в газовому діелектрику на вказаних елементарних ділянках довжиною dl_{cn} плазмового лідерного (іскрового) каналу розряду.

Вважаємо, що цей провідний шлях ініціюється проростаючою в просторі його головною частиною (головкою лідера розряду), що яскраво світитися і швидко рухається в цьому діелектрику (при середній швидкості v_L просування в повітрі переднього фронту лідера розряду $v_L \approx 10^5$ м/с [8]) від потенційного до заземленого електродів ДЕРС. Просторові розподіли в розрядному проміжку досліджуваної ДЕРС значень γ_{cn} на елементарних ділянках довжиною dl_{cn} проростаючого лідерного каналу імпульсного розряду носять, як правило, імовірнісний характер. Дані просторові імовірнісні розподіли значень γ_{cn} в тому або іншому діелектрику визначаються як технологією їх виготовлення (більше це стосується твердої і рідкої ізоляції), так і фізичним станом і складом газового діелектрика, а також властивостями газового або рідкого ізоляційного середовища, що оточує твердий діелектрик [1, 5]. Тому при електричному пробі повітряного розрядного проміжку в досліджуваній ДЕРС з провідним плазмовим каналом імпульсного

розряду сумарною довжиною $l_c = \sum_{n=1}^m dl_{cn} = \int_A^B dl_{cn}$ вказані

прямолінійні елементарні ділянки завдовжки dl_{cn} плазмового лідерного каналу імпульсного електричного розряду, що швидко проростає в повітрі, утворюватимуть ламану зигзагоподібну криву реального шляху ($l_c > l_{\min}$) досліджуваного імпульсного іскрового розряду в ДЕРС між точками початку A і завершення B розвитку плазмового каналу даного виду електричного розряду (див. рис. 1).

Виходячи із закону Ома у диференціальній формі [22], для прямолінійної елементарної ділянки довжиною dl_{cn} (див. рис. 1) провідного плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду в досліджуваній повітряній ДЕРС, якій відповідає питома електропровідність γ_{cn} газового діелектрика, можна записати наступне співвідношення:

$$dl_{cn} = \gamma_{cn} \delta_{cn}^{-1} dU_{cn}, \quad (3)$$

де δ_{cn} – густина розрядного струму в каналі високовольтного повітряного електричного іскрового розряду на його елементарній ділянці завдовжки dl_{cn} ; dU_{cn} – падіння електричної напруги на елементарній ділянці довжиною dl_{cn} плазмового каналу високовольтного імпульсного іскрового розряду в повітряній ДЕРС.

Тоді з (3) для сумарної довжини l_c плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду в досліджуваній повітряній ДЕРС в загальному вигляді отримуємо:

$$l_c = \int_A^B dl_{cn} = \int_A^B \gamma_{cn} \delta_{cn}^{-1} dU_{cn}. \quad (4)$$

У разі безперервної зміни в плазмовому каналі повітряного імпульсного іскрового розряду значення питомої електропровідності γ_{cn} його прямолінійних елементарних ділянок довжиною dl_{cn} і незмінності густини $\delta_{cn} \approx \delta_c$ розрядного струму уздовж плазмового іскрового каналу вираз (4) має наступний вигляд:

$$l_c = \delta_c^{-1} \int_A^B \gamma_{cn} dU_{cn}. \quad (5)$$

Максимальні значення питомої електропровідності γ_{cn} низькотемпературної плазми, як з початку лідерного каналу, так і далі іскрового каналу повітряного розряду в ДЕРС на його прямолінійних елементарних ділянках довжиною dl_{cn} , відповідатимуть їх мінімальним електричним опорам. В зв'язку з цим плазмовий лідерний (іскровий) канал імпульсного розряду в повітряній ДЕРС буде просторово проростатиме (розвиватися) туди, де ним і діелектриком, що знаходиться під дією зовнішнього сильного електричного поля лідера розряду, забезпечуватиметься мінімальне значення падіння електричної напруги $U_c = \int_A^B dU_{cn}$. У

наближенні виконання рівності $\gamma_{cn} \approx \gamma_c$, що задовольняє найбільшим поточним значенням γ_{cn} на шляху розповсюдження у газі лідерного (іскрового) каналу розряду, формула (5) для реального шляху розвитку високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду в повітряному діелектрику набуває вигляду:

$$l_c = \gamma_c \delta_c^{-1} \int_A^B dU_{cn}. \quad (6)$$

У відомій формулі (1) інтеграл $\int_A^B n_0 ds$ визначає

мінімальне значення оптичної довжини L_0 реального світлового променя в оптично прозорому середовищі. В отриманій формулі (6) мінімальне значення інтеграла $\int_A^B dU_{cn} = l_c \delta_c / \gamma_c$, яке відповідає максимальному значенню γ_c , визначає мінімальне значення сумарної довжини $l_c = \int_A^B dl_{cn}$ реального плазмового каналу іскрового розряду у його конкретних умовах просторового розвитку в газовому діелектрику. Тому при розгляді електричного розряду в газі можна говорити про те, що для електрофізичного процесу розвитку в газовому діелектрику високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду також виконуються фізичні закони мінімізації його основних характеристик, які приводять до мінімізації витрат енергії на підтримку протікання в ньому такого процесу.

Бачимо, що запропонована формула (6) для розвитку плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду в газовому діелектрику за математичною формою і призначенням близька до класичної формули (1) для розповсюдження світла в оптично прозорому середовищі. Із порівняння отриманої формули (6) для сумарної довжини l_c реального

шляху розвитку плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду в повітряній ДЕРС при електричному пробі її проміжку і формули (1), що відповідає фізичному принципу Ферма, який визначає мінімальну оптичну довжину L_0 при розповсюдженні реального світлового променя в оптично прозорому середовищі, можна зробити висновок, що сумарна довжина l_c реального плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду в повітряному діелектрику між точками його початку A і завершення B відповідає мінімальному па-

$$dінню на ній електричної напруги $U_c = \int_A^B dU_{cn}$.$$

Враховуючи вищевикладене, запропонований фізичний принцип розвитку плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду стосовно досліджуваної повітряної ДЕРС можна сформулювати в наступному вигляді: «Плазмовий канал імпульсного іскрового розряду в газовому діелектрику розповсюджується від його однієї точки до іншої за шляхом завдовжки l_c , який забезпечує найменше падіння на ньому електричної напруги U_c ». Для розрахункової кількісної оцінки з урахуванням запропонованої формули (6) падіння електричної напруги

$$U_c = \int_A^B dU_{cn}$$
 на сумарній довжині l_c реального шляху

розвитку в гомогенному газовому діелектрику досліджуваної ДЕРС плазмового каналу високовольтного імпульсного іскрового розряду скористаємося наступним наближенням співвідношенням з області ВІТ [5]:

$$l_c \approx (\varphi_{1d} - \varphi_2) / E_d. \quad (7)$$

При $\varphi_2=0$ з (6) і (7) для падіння електричної напруги U_c на сумарній довжині l_c реального шляху розвитку в газовому діелектрику плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду в прийнятому наближенні отримуємо вираз:

$$U_c \approx \int_A^B dU_{cn} \approx \delta_c \varphi_{1d} / (\gamma_c E_d). \quad (8)$$

Підставивши у формулу (8) розрахунково-експериментальні чисельні дані для сильнотривого плазмового каналу імпульсного іскрового розряду в атмосферному повітрі ($\delta_c \approx 5,8 \cdot 10^7$ А/м²; $\gamma_c \approx 1625$ (Ом·м)⁻¹; $\varphi_{1d} \approx 611,6$ кВ; $E_d \approx 400$ кВ/м), отриманого автором в електричному колі потужного високовольтного випробувального електроустаткування [23-25], що містить досліджувану ДЕРС ($l_{\min}=1,5$ м), знаходимо, що шукане значення падіння електричної напруги U_c на сумарній довжині $l_c > l_{\min}$ реального шляху розвитку в прийнятому повітряному середовищі плазмового каналу високовольтного імпульсного іскрового розряду чисельно складає приблизно $U_c \approx 54,6$ кВ. Як бачимо,

$$U_c = \int_A^B dU_{cn} \ll (\varphi_{1d} - \varphi_2).$$
 Отримане з (8) розрахункове

чисельне значення падіння електричної напруги $U_c \approx 54,6$ кВ на сильнотривому плазмовому каналі повітряного імпульсного іскрового розряду не перевищує 9 % від рівня пробивної електричної напруги

$U_{12d}(t) \approx \varphi_{1d} \approx 611,6$ кВ ($\varphi_2=0$) у даній ДЕРС. Це розрахункове значення $U_c \approx 54,6$ кВ добре корелює з експериментальним результатом для $U_c \approx I_{mc} R_{c0} l_{\min} \approx 53,6$ кВ, приведеним автором в [24] стосовно високовольтного сильнотривого імпульсного іскрового розряду в ДЕРС «вістря-площина» з довгим повітряним проміжком ($l_{\min}=1,5$ м; амплітуда імпульсного розрядного струму $I_{mc} \approx 213,9$ кА, яка відповідає часу $t_{mc} \approx 38$ мкс, при електричному пробі повітряного проміжку в цій ДЕРС; погонний активний опір $R_{c0} \approx 0,167$ Ом/м плазмового каналу повітряного іскрового розряду в ДЕРС). На достовірність цих дослідних результатів вказують виконані автором для даного прикладного електрофізичного випадку розрахункові оцінки деяких параметрів (наприклад, максимального радіусу $r_{mc} \approx 34,27$ мм плазмового каналу іскрового розряду в атмосферному повітрі; амплітуди густини струму δ_{mc} в каналі розряду $\delta_{mc} \approx I_{mc} / (\pi r_{mc}^2) \approx 5,79 \cdot 10^7$ А/м²; значення питомої електропровідності γ_c його низькотемпературної плазми $\gamma_c \approx (\pi r_{mc}^2 R_{c0})^{-1} \approx 1624$ (Ом·м)⁻¹) електророзрядних процесів в досліджуваному сильнотривому плазмовому каналі імпульсного іскрового розряду в повітряній ДЕРС з використанням формули Брагинського для радіусу r_{mc} плазмового каналу [6, 8].

Результати математичного моделювання електророзрядних процесів в гомогенних рідких і твердих діелектриках із застосуванням досліджуваної ДЕРС та існуючих механізмів їх електричного пробі [5, 7] принципово нічим (крім чисельних значень параметрів l_c , γ_c , δ_c , φ_{1d} , E_d і U_c) не відрізнятимуться від приведених вище розрахункових результатів для розвитку плазмового каналу імпульсного іскрового розряду в гомогенному повітряному діелектрику ДЕРС (див. рис. 1). Тому в першому наближенні розрахункове співвідношення (6) і запропонований автором фізичний принцип розвитку плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду в газі, що базується на ній, можуть бути застосовані також і для гомогенних рідких і твердих діелектриків.

3. Результати експериментального дослідження розвитку плазмового каналу імпульсного іскрового розряду в повітряній ДЕРС. Для верифікації деяких отриманих наближених розрахункових результатів для електророзрядних процесів у повітряній ДЕРС були виконані відповідні експерименти з використанням потужного високовольтного сильнотривого випробувального устаткування НДПКІ «Молнія» НТУ «ХПІ» [25]. На рис. 2 приведений загальний вигляд досліджуваної ДЕРС «вістря-площина» з розрядним повітряним проміжком завдовжки $l_{\min}=1,5$ м.

На рис. 3 приведена дослідна осцилограма повного стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу високої напруги часової форми $T_m/T_d \approx 200$ мкс/1990 мкс позитивної полярності, який діє в розрядному колі високовольтного сильнотривого випробувального електроустаткування на основі генератора ГПН-4 [25] на досліджувану ДЕРС «вістря-площина» без електричного пробі її повітряного проміжку завдовжки $l_{\min}=2$ м, а на рис. 4 – осцилограма зрізаного аналогічного високовольтного імпульсу напруги з електричним пробі повітряного розрядного проміжку в ДЕРС «вістря-площина» завдовжки $l_{\min}=1,5$ м.



Рис. 2. Загальний вигляд повітряної ДЕРС «вістря-площина» з розрядним проміжком завдовжки $l_{\min}=1,5$ м (вістря на вертикально розміщеному сталевому електроді-стрижню діаметром 30 мм має радіус закруглення його краю ~ 1 мм; горизонтальна площина електроду розміром $5 \text{ м} \times 5 \text{ м}$ виконана з тонких оцинкованих сталевих листів)

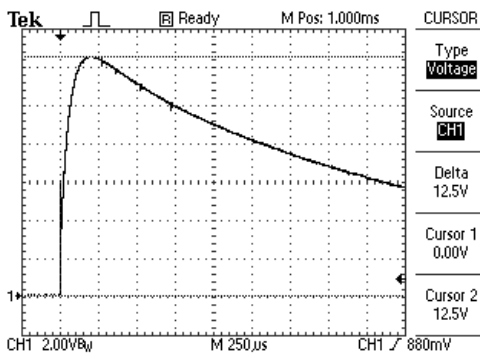


Рис. 3. Осцилограма повного стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу напруги часової форми $T_m/T_d \approx 200 \text{ мкс}/1990 \text{ мкс}$ позитивної полярності без електричного пробую повітряного проміжку завдовжки $l_{\min}=2$ м в ДЕРС «вістря-площина» ($U_m \approx \varphi_{1m} \approx 12,5 \text{ В} \times 53650 \approx 670,6 \text{ кВ}$ – амплітуда імпульсу напруги; $T_m \approx 200 \text{ мкс}$ – час наростання імпульсу до амплітуди напруги U_m ; $T_d \approx 1990 \text{ мкс}$ – тривалість імпульсу напруги на рівні $0,5U_m$; масштаб за вертикаллю – $107,3 \text{ кВ/діл}$; масштаб за горизонталлю – 250 мкс/діл)

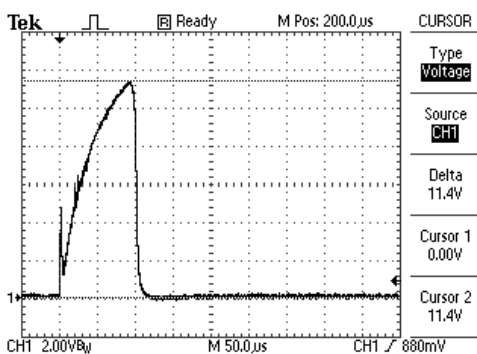


Рис. 4. Осцилограма зрізаного стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу напруги часової форми $T_m/T_d \approx 200 \text{ мкс}/1990 \text{ мкс}$ позитивної полярності при електричному пробі повітряного проміжку завдовжки $l_{\min}=1,5$ м в ДЕРС «вістря-площина» ($U_{md} \approx \varphi_{1d} \approx 11,4 \text{ В} \times 53650 \approx 611,6 \text{ кВ}$ – рівень зрізу імпульсу напруги; $T_r \approx 95 \text{ мкс}$ – час зрізу імпульсу напруги; $T_d \approx 17 \text{ мкс}$ – тривалість зрізу імпульсу напруги, яка відповідає часу t_d розповсюдження провідного каналу лідера електричного імпульсного розряду в повітряному проміжку завдовжки l_c між її потенціальним і заземленим металевими електродами; масштаб за вертикаллю – $107,3 \text{ кВ/діл}$; масштаб за горизонталлю – 50 мкс/діл)

Вкажемо, що при вимірюванні АЧП приведених на рис. 3 і 4 високовольтних випробувальних комутаційних аперіодичних імпульсів напруги, які призначені для експериментального дослідження розвитку плазмового каналу електричного імпульсного іскрового розряду в повітряній ДЕРС «вістря-площина» (див. рис. 2), були використані омичний подільник напруги типу ОПН-2,5 (на максимальну напругу до $2,5 \text{ МВ}$ з коефіцієнтом ділення $K_d \approx 53650$ [25]) і цифровий осцилограф Tektronix TDS 1012.

На рис. 5 показаний загальний вигляд сильнотривалого плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду, що яскраво світиться в атмосферному повітрі, в досліджуваній ДЕРС «вістря-площина» з довжиною повітряного розрядного проміжку $l_{\min}=1,5$ м, отриманого влітку 2023 р. при дослідному визначенні електричної міцності повітряної ізоляції завдовжки більше 1 м із застосуванням надвисоковольтного устаткування експериментального полігону НДПКІ «Молнія» НТУ «ХПІ» [25].

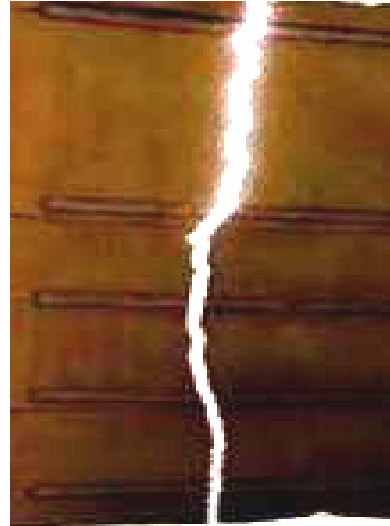


Рис. 5. Загальний вигляд сильнотривалого плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду в ДЕРС «вістря-площина» з атмосферним повітрям при електричному пробі її повітряного проміжку завдовжки $l_{\min}=1,5$ м стандартним комутаційним аперіодичним імпульсом напруги часової форми $T_m/T_d \approx 200 \text{ мкс}/1990 \text{ мкс}$ позитивної полярності ($U_{md} \approx \varphi_{1d} \approx 611,6 \text{ кВ}$; $T_r \approx 95 \text{ мкс}$ – час зрізу імпульсу напруги; $T_d \approx 17 \text{ мкс}$ – тривалість зрізу імпульсу напруги, яка характеризує час швидкого закорочування провідним плазмовим лідерним каналом імпульсного розряду довгого повітряного проміжку в ДЕРС)

З експериментальних даних (рис. 5) бачимо, що у використованій ДЕРС «вістря-площина» ($l_{\min}=1,5$ м; $\varphi_2=0$) реальний сильнотривалый плазмовий канал високовольтного імпульсного іскрового розряду в повітрі за нормальних атмосферних умов [19] характеризується зигзагоподібною геометричною формою ($l_c > l_{\min}$). На це вказують і розрахункові чисельні оцінки за (6) з урахуванням (8) при $\varphi_{1d} \approx 611,6 \text{ кВ}$ і $E_d \approx 400 \text{ кВ/м}$ сумарної довжини l_c каналу іскрового розряду в досліджуваній повітряній ДЕРС ($l_{\min}=1,5$ м): $l_c \approx \varphi_{1d}/E_d \approx 1,53$ м. Це однозначно свідчить про те, що при електричному пробі газового (повітряного) діелектрика головна частина плазмового лідерного каналу імпульсного розряду, що яскраво світиться, просторово проростає

в ті ділянки вказаного діелектрика, розміщеного між потенційним 1 і заземленим 2 електродами (рис. 1) досліджуваної ДЕРС, які мають найбільшу питому електропровідність γ_{cn} і відповідно найменший електричний опір в конкретних умовах здійснення такого електричного пробою даної ізоляції. В зв'язку з цим даний дослідний результат з області ВІТ вказує на достовірність прийнятого автором при розробці запропонованого фізичного принципу розвитку високовольтного плазмового каналу імпульсного іскрового розряду в досліджуваному газовому діелектрику основного фізичного положення, пов'язаного з орієнтацією головної частини лідерного каналу розряду при своєму проростанні в цьому діелектрику на ті його ділянки, які характеризуються в даний момент часу найбільшою питомою електропровідністю γ_{cn} .

А раз це так, то сформульований в цій роботі стосовно газового діелектрика фізичний принцип розвитку в ньому плазмового каналу імпульсного іскрового розряду, що вказує на розповсюдження в цьому виді діелектрика спочатку лідерного і потім іскрового каналів розряду по шляху з найменшим падінням електричної напруги U_c , також підтверджується результатами виконаних з участю автора цих високовольтних сильнотривових експериментів. Крім того, отримані дослідні дані згідно рис. 4 при $U_{md} \approx (\varphi_{1d} - \varphi_2) \approx 611,6$ кВ засвідчують про те, що при використанні у досліджуваній повітряній ДЕРС «вістря-площина» ($l_{\min} = 1,5$ м; $\varphi_2 = 0$) стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу високої напруги часової форми $T_m/T_d \approx 200$ мкс/1990 мкс позитивної полярності усереднена напруженість сильного електричного поля $E_d \approx \varphi_{1d}/l_c$ для атмосферного повітря у цій ДЕРС при $U_{md} \approx \varphi_{1d} \approx 611,6$ кВ і $l_c \approx 1,53$ м чисельно складає приблизно $E_d \approx 400$ кВ/м з допуском ± 3 %, який визначається, головним чином, мінімальною похибкою вимірювання випробувальної високої імпульсної напруги від потужного надвисоковольтного електроустановки за допомогою омичного подільника напруги типу ОПН-2,5 ($K_d \approx 53650$ [25]) і застосованого при цьому цифрового осцилографа Tektronix TDS 1012.

Дослідні дані згідно рис. 4 вказують також на те, що плазмовий лідерний канал електричного розряду в досліджуваній повітряній ДЕРС ($l_{\min} = 1,5$ м) свій сумарний шлях довжиною $l_{cm} \geq l_c \geq 1,53$ м, де l_{cm} – максимальна довжина реального шляху газового розряду в ДЕРС, від потенційного електроду до заземленого електроду даної ДЕРС проходить по повітрю за час t_d , чисельно рівний біля $t_d \approx T_{dc} \approx 17$ мкс. Саме за час $T_{dc} \approx 17$ мкс електропровідний плазмовий лідерний канал імпульсного розряду закорочує повітряний проміжок в досліджуваній ДЕРС ($l_{\min} = 1,5$ м) і вирівнює електричні потенціали ($\varphi_1 \approx \varphi_2 \approx 0$) на її металевих електродах (див. рис. 4). Згідно розробленого фізичного принципу розвитку плазмового каналу електричного імпульсного іскрового розряду в газовому діелектрику при середній швидкості v_L просування в повітрі переднього фронту лідера в каналі цього електричного розряду, кількісно рівної $v_L \approx 10^5$ м/с [8], розрахункове чисельне значення для вказаного часу t_d відносно атмосферного повітря в даній ДЕРС виявляється при $l_c \approx 1,53$ м рівним $t_d \approx l_c/v_L \approx 15,3$ мкс. Як бачимо, отримане розрахункове

чисельне значення для часового параметра $t_d \approx 15,3$ мкс відрізняється від його відповідного дослідного значення $t_d \approx T_{dc} \approx 17$ мкс згідно осцилограмі на рис. 4 для зрізаного стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу високої напруги часової форми $T_m/T_d \approx 200$ мкс/1990 мкс позитивної полярності при електричному пробію повітряного проміжку завдовжки l_c в ДЕРС «вістря-площина» ($l_{\min} = 1,5$ м) в межах 11 %. Відзначимо, що при $T_{dc} \approx 17$ мкс максимальна довжина l_{cm} реального шляху плазмового каналу газового розряду в досліджуваній ДЕРС буде приблизно рівною $l_{cm} \approx v_L T_{dc} \approx 1,7$ м. Отримане вище розрахункове чисельне значення $l_c \approx 1,53$ м відрізняється від цього дослідного значення l_{cm} не більше ніж на 11 %. Ці розрахунково-експериментальні дані також вказують на достовірність прийнятих в роботі основних початкових фізичних положень і отриманих на їх основі розрахункових результатів, що відносяться до фізики розвитку в гомогенному газовому діелектрику досліджуваної ДЕРС електророзрядних процесів і кількісного вибору за формулами (6) і (7) сумарної довжини l_c реального шляху розвитку плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду в атмосферному повітрі цієї ДЕРС.

Важливо зазначити те, що мінімальне значення падіння напруги U_c на довжині l_c реального шляху розвитку в повітрі плазмового каналу імпульсного іскрового розряду буде обумовлювати за (6) і мінімальне значення l_c . При постійності усередненої швидкості v_L розповсюдження в атмосферному повітрі переднього фронту лідера в плазмовому каналі газового розряду ($v_L \approx 10^5$ м/с [8]) мінімізація довжини l_c приводитиме і до мінімізації часу t_d просування як плазмового лідерного, так і іскрового каналу імпульсного розряду в досліджуваній повітряній ДЕРС ($l_{\min} = 1,5$ м).

Висновки.

1. Запропонований узагальнений фізичний принцип розвитку плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду в гомогенному діелектрику різного агрегатного стану, матично записаний для сумарної довжини $l_c = \int_A^B dl_{cn}$

реального шляху розвитку цього виду електричного розряду за прямолінійними елементарними ділянками плазмового каналу довжиною dl_{cn} різної просторової орієнтації в газовому діелектрику прийнятої двоелектродної розрядної системи (ДЕРС) з найменшою довжиною l_{\min} її розрядного проміжку. Даний принцип (фізичний закон) указує на те, що в ДЕРС плазмовий канал високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду в газовому, рідкому і твердому діелектриках розповсюджується від його початкової точки A на потенційному електроді ДЕРС до точки завершення B на заземленому електроді ДЕРС за шляхом, що забезпечує найменше падіння на ньому електрич-

ної напруги $U_c = \int_A^B dU_{cn}$, де dU_{cn} – падіння електричної напруги на прямолінійній елементарній ділянці плаз-

мового каналу розряду завдовжки $dl_{cn} \ll l_{\min}$.

2. Показано, що запропонований фізичний принцип розвитку плазмового каналу електричного імпульсного іскрового розряду в досліджуваному газово-діелектрику ДЕРС за математичною формою і призначенню є близьким до фундаментального фізичного принципу Ферма, який є загальним законом геометричної оптики і який визначає мінімальну оптичну

довжину $L_0 = \int_A^B n_0 ds$ при розповсюдженні реального світлового променя в оптично прозорому середовищі з показником заломлення світла n_0 між точками початку A і завершення B його розповсюдження в цьому середовищі, де ds – довжина елементарної ділянки розповсюдження світлового променя в оптично прозорому середовищі.

3. Розрахунковим шляхом встановлено, що падіння електричної напруги U_c на сумарній довжині l_c реального зигзагоподібного шляху розвитку в повітряному діелектрику досліджуваної ДЕРС «вістря-площина» ($l_{\min}=1,5$ м) плазмового каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду для стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу високої напруги часової форми $T_m/T_d \approx 200$ мкс/1990 мкс позитивної полярності задовольняє нерівності вигляду $U_c \ll (\varphi_{1d} - \varphi_2)$ і при $\varphi_{1d} \approx 611,6$ кВ ($\varphi_2=0$) чисельно складає $U_c \approx 54,6$ кВ, що не перевищує 9 % від дослідного рівня пробивної електричної напруги $U_{12d}(t) \approx (\varphi_{1d} - \varphi_2) \approx 611,6$ кВ в даній ДЕРС з атмосферним повітрям. При цьому вказаний розрахунковий рівень падіння електричної напруги $U_c \approx 54,6$ кВ на даному плазмовому каналі іскрового розряду практично відповідає раніше отриманому автором дослідному чисельному рівню падіння електричної напруги $U_c \approx 53,6$ кВ на ній в аналогічній повітряній ДЕРС.

4. Виконані високовольтні сильнотрумові експерименти на потужному електрофізичному устаткуванні НДПКІ «Молнія» НТУ «ХПІ» для досліджуваної повітряної ДЕРС «вістря-площина» ($l_{\min}=1,5$ м; $\varphi_2=0$), яка випробовує дію стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу високої напруги часової форми $T_m/T_d \approx 200$ мкс/1990 мкс позитивної полярності, підтверджують достовірність основних фізичних положень, покладених в основу розробленого узагальненого принципу розвитку плазмового каналу імпульсного іскрового розряду в діелектрику (на прикладі атмосферного повітря в ДЕРС), і отриманих для нього деяких розрахункових результатів (зокрема, для чисельних значень падіння електричної напруги U_c на сумарній довжині l_c реального шляху розвитку в атмосферному повітрі плазмового каналу імпульсного іскрового розряду і усередненої пробивної для атмосферного повітря напруженості E_d сильного електричного поля $E_d \approx \varphi_{1d}/l_c \approx 400$ кВ/м в умовах дії на повітряну ДЕРС вказаного мікросекундного імпульсу напруги, а також для кількісних даних сумарної довжини l_c реального шляху розвитку плазмового каналу розряду $l_c \approx 1,53$ м, які підтверджують виконання нерівності вигляду $l_c > l_{\min}$, яке визначає зигзагоподібну форму розвитку в атмосферному повітрі як плазмового лідерного каналу розряду, так і далі подібну форму розвитку високовольтного електричного імпульсного іскрового каналу розряду в цьому діелектрику).

5. Показано, що розрахунковий час t_d просування плазмового лідерного каналу електричного імпульсного іскрового розряду в досліджуваній повітряній ДЕРС ($l_{\min}=1,5$ м) за його реальним шляхом в атмосферному повітрі сумарною довжиною $l_c \approx 1,53$ м при усередненій швидкості розповсюдження в цьому повітрі переднього фронту лідера в плазмовому каналі розряду $v_L \approx 10^5$ м/с чисельно складає біля $t_d \approx l_c/v_L \approx 15,3$ мкс. Даний розрахунковий результат для часу t_d відрізняється не більше ніж на 11 % від дослідної тривалості зрізу $T_d \approx t_d \approx 17$ мкс, яка характеризує час закорочування електропровідним плазмовим лідерним каналом розряду повітряного проміжку завдовжки l_c в ДЕРС, для стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу високої напруги часової форми $T_m/T_d \approx 200$ мкс/1990 мкс позитивної полярності ($\varphi_{1d} \approx 611,6$ кВ) в досліджуваній ДЕРС з мінімальною довжиною її розрядного повітряного проміжку, рівною $l_{\min}=1,5$ м.

Фінансування. Роботу виконано за підтримки Міністерства освіти і науки України (тема ДБ № 0123U101704).

Конфлікт інтересів. Автор заявляє про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Дашук П.Н., Зайєнц С.Л., Комельков В.С., Кучинский Г.С., Николаевская Н.Н., Шкурпат П.И., Шнейерсон Г.А. *Техника больших импульсных токов и магнитных полей*. М.: Атомиздат, 1970. 472 с.
2. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. М.: Мир, 1972. 391 с.
3. Гулый Г.А. *Научные основы разрядно-импульсных технологий*. Киев: Наукова думка, 1990. 208 с.
4. Месяц Г.А. *Генерирование мощных наносекундных импульсов*. М.: Сов. радио, 1974. 256 с.
5. Бржезицький В.О., Білий І.В., Бойко М.І., Гуль В.І., Гурин А.Г., Льєнко О.С., Ісакова А.В., Кондра Б.М., Копшин В.О., Кравченко В.І., Набока Б.Г., Проценко О.Р., Рудаков В.В., Хименко Л.Т., Хомініч В.І., Шостак В.О., Янішевський В.І. *Техніка і електрофізика високих напруг: Навчальний посібник* / За ред. В.О. Бржезицького, В.М. Михайлова. Харків: НТУ «ХПІ» – Торнадо, 2005. 930 с.
6. Лозанский Э.Д., Фирсов О.Б. *Теория искры*. М.: Атомиздат, 1975. 272 с.
7. Ушаков В.Я. *Импульсный электрический пробой жидкостей*. Томск: Изд-во ТГУ, 1975. 255 с.
8. Райзер Ю.П. *Физика газового разряда*. М.: Наука, 1987. 592 с.
9. 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.
10. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Kniaziev V.V. A calculation of basic thermophysical, gasodynamic and electropower parameters of electric explosion in the gas environment of metallic exploder. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 40-50. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.06>.
11. Boyko N.I., Evdoshenko L.S., Zarochentsev A.I., Ivanov V.M., Tour A.N. High-Voltage Spark Gaps for Technological Purposes. *Instruments and Experimental Techniques*, 2001, vol. 44, no. 2, pp. 204-212. doi: <https://doi.org/10.1023/A:1017515003483>.
12. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. *Мультифизическое моделирование в электротехнике*. Київ: Ін-т електродинаміки НАН України, 2015. 305 с.
13. Niemeyer L., Pietronero L., Wiesmann H.J. Fractal Dimension of Dielectric Breakdown. *Physical Review Letters*, 1984, vol. 52, no. 12, pp. 1033-1036. doi: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.52.1033>.

14. Wiesmann H.J., Zeller H.R. A fractal model of dielectric breakdown and prebreakdown in solid dielectrics. *Journal of Applied Physics*, 1986, vol. 60, no. 5, pp. 1770-1773. doi: <https://doi.org/10.1063/1.337219>.
15. Kebbabi L., Beroual A. Fractal analysis of creeping discharge patterns propagating at solid/liquid interfaces: influence of the nature and geometry of solid insulators. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2006, vol. 39, no. 1, pp. 177-183. doi: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/39/1/026>.
16. Hu H.M., Yang Y., Lu W., Zhao G.P. Electrical Tree Simulation Based on the Self-Organization Criticality. *Energy and Power Engineering*, 2013, vol. 5, no. 4, pp. 1273-1276. doi: <https://doi.org/10.4236/epe.2013.54B241>.
17. Pashchenko A.V., Maslov V.I., Naugolnij I.N. Fractal phenomenological theory of impulse breakdown of liquid and solid dielectrics. *Digest of Technical Papers. Tenth IEEE International Pulsed Power Conference*, 1995, vol. 2, pp. 863-868. doi: <https://doi.org/10.1109/PPC.1995.599720>.
18. Gladkov V.S., Maslov V.I., Naugolnij I.N., Pashchenko A.V. To the Problem of the Physical Model of the Fractal Discharge in Liquid and solid Dielectric. *Bulletin of National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»*, 2002, vol. 1, no. 7, pp. 81-85.
19. Кухлинг Х. *Справочник по физике* / Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина. М.: Мир, 1982. 520 с.
20. ГОСТ 1516.2-97. *Электрооборудование и электроустановки переменного тока на напряжение 3 кВ и выше. Общие методы испытания электрической прочности изоляции*. Минск: Межгосударственный совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 1997. 31 с.
21. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I. A switching aperiodic superhigh-voltage pulse generator for testing the electric strength of insulation of technical objects. *Instruments and Experimental Techniques*, 2013, vol. 56, no. 6, pp. 653-658. doi: <https://doi.org/10.1134/S0020441213050126>.
22. Кузьмичев В.Е. *Законы и формулы физики* / Отв. ред. В.К. Тартаковский. К.: Наукова думка, 1989. 864 с.
23. Баранов М.И., Колюшко Г.М., Лысенко В.О. Экспериментальное определение активного сопротивления и электропроводности сильноточного плазменного канала в разрядной цепи генератора импульсной компоненты тока искусственной молнии. *Электротехника і електромеханіка*, 2011, № 3, С. 51-55.
24. Баранов М.И. *Избранные вопросы электрофизики. Монография в 4-х томах. Том 3: Теория и практика электрофизических задач*. Х.: Точка, 2014. 400 с.
25. 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 «Molniya» 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>.
- Khymenko L.T., Khominich V.I., Shostak V.O., Yanishevsky V.I. *Technique and Electrophysics of High Voltages*. Kharkiv, NTU «KhPI», Tornado Publ., 2005. 930 p. (Ukr).
6. Lozanskyi E.D., Firsov O.B. *Theory of spark*. Moscow, Atomizdat Publ., 1975. 272 p. (Rus).
7. Ushakov V.Ja. *Pulse electrical breakdown of liquids*. Tomsk, TSU Publ., 1975. 255 p. (Rus).
8. Rayzer Yu.P. *Physics of gas discharge*. Moscow, Nauka Publ., 1987. 592 p. (Rus).
9. 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).
10. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Kniaziev V.V. A calculation of basic thermophysical, gasodynamic and electropower parameters of electric explosion in the gas environment of metallic exploder. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 40-50. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.06>.
11. Boyko N.I., Evdoshenko L.S., Zarochentsev A.I., Ivanov V.M., Tour A.N. High-Voltage Spark Gaps for Technological Purposes. *Instruments and Experimental Techniques*, 2001, vol. 44, no. 2, pp. 204-212. doi: <https://doi.org/10.1023/A:1017515003483>.
12. Podoltsev A.D., Kucheryavaya I.N. *Multiphysics Modeling in Electrical Engineering*. Kyiv, Institute of Electrodynamics of the NASU of Ukraine, 2015. 305 p. (Rus).
13. Niemeyer L., Pietronero L., Wiesmann H.J. Fractal Dimension of Dielectric Breakdown. *Physical Review Letters*, 1984, vol. 52, no. 12, pp. 1033-1036. doi: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.52.1033>.
14. Wiesmann H.J., Zeller H.R. A fractal model of dielectric breakdown and prebreakdown in solid dielectrics. *Journal of Applied Physics*, 1986, vol. 60, no. 5, pp. 1770-1773. doi: <https://doi.org/10.1063/1.337219>.
15. Kebbabi L., Beroual A. Fractal analysis of creeping discharge patterns propagating at solid/liquid interfaces: influence of the nature and geometry of solid insulators. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2006, vol. 39, no. 1, pp. 177-183. doi: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/39/1/026>.
16. Hu H.M., Yang Y., Lu W., Zhao G.P. Electrical Tree Simulation Based on the Self-Organization Criticality. *Energy and Power Engineering*, 2013, vol. 5, no. 4, pp. 1273-1276. doi: <https://doi.org/10.4236/epe.2013.54B241>.
17. Pashchenko A.V., Maslov V.I., Naugolnij I.N. Fractal phenomenological theory of impulse breakdown of liquid and solid dielectrics. *Digest of Technical Papers. Tenth IEEE International Pulsed Power Conference*, 1995, vol. 2, pp. 863-868. doi: <https://doi.org/10.1109/PPC.1995.599720>.
18. Gladkov V.S., Maslov V.I., Naugolnij I.N., Pashchenko A.V. To the Problem of the Physical Model of the Fractal Discharge in Liquid and solid Dielectric. *Bulletin of National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»*, 2002, vol. 1, no. 7, pp. 81-85.
19. Kuhlning H. *Handbook of Physics*. Moscow, Mir Publ., 1982. 520 p. (Rus).
20. *Standard GOST 1516.2-97. Electrical equipment and installations for a.c. voltages 3 kV and higher. General methods of dielectric tests*. Minsk, Intergovernmental Council of Standardization, Measuring and Certification Publ., 1997. 31 p. (Rus).
21. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I. A switching aperiodic superhigh-voltage pulse generator for testing the electric strength of insulation of technical objects. *Instruments and Experimental Techniques*, 2013, vol. 56, no. 6, pp. 653-658. doi: <https://doi.org/10.1134/S0020441213050126>.
22. Kuz'michev V.E. *Laws and formulas of physics*. Kyiv, Naukova Dumka Publ., 1989. 864 p. (Rus).
23. Baranov M.I., Koliushko G.M., Lysenko V.O. Experimental determination of active resistance and conductivity of heavy-current plasma channel in the discharge chain of generator im-

REFERENCES

1. Dashuk P.N., Zayents S.L., Komel'kov V.S., Kuchinskiy G.S., Nikolayevskaya N.N., Shkuropat P.I., Shneerson G.A. *The technique of large pulsed currents and magnetic fields*. Moscow, Atomizdat Publ., 1970. 472 p. (Rus).
2. Knopfel' G. *Ultra strong pulsed magnetic fields*. Moscow, Mir Publ., 1972. 391 p. (Rus).
3. Gulyy G.A. *Scientific basis of the discharge-pulse technologies*. Kyiv, Naukova Dumka Publ., 1990. 208 p. (Rus).
4. Mesiats G.A. *Generation of power nanosecond pulses*. Moscow, Soviet Radio Publ., 1974. 256 p. (Rus).
5. Brzhezitsky V.O., Bilyi I.V., Boiko M.I., Gul' V.I., Gurin A.G., Il'enko O.S., Isakova A.V., Kondra B.M., Kopshin V.O., Kravchenko V.I., Naboka B.G., Protsenko O.R., Rudakov V.V.,

pulsive components of current of artificial lightning. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2011, no. 3, pp. 51-55. (Rus).
24. Baranov M.I. *Selected topics of Electrophysics. Monograph in 4 Vols. Vol. 3. Theory and practice of electrophysics tasks.* Kharkiv, Tochka Publ., 2014. 400 p. (Rus).
25. 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 «Molniya» 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>.

Надійшла (Received) 17.08.2023

Прийнята (Accepted) 12.10.2023

Опублікована (Published) 02.01.2024

Баранов Михайло Іванович, д.т.н., гол.н.с.,
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);

M.I. Baranov
Research and Design Institute «Molniya»
of National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
47, Shevchenko Str., Kharkiv, 61013, Ukraine.

A generalized physical principle of development of plasma channel of a high-voltage pulse spark discharge in a dielectric.

Goal. Development of the generalized physical principle of development of plasma channel of a high-voltage electrical pulse spark discharge in the homogeneous dielectric of the different aggregate state. **Methodology.** Basis of physical optics, theoretical electrical engineering, electrophysics bases of technique of high-voltage and large pulse currents, bases of high-voltage pulse technique and measuring technique. **Results.** Development of physical principle of development of plasma channel of an electric pulse spark discharge is executed in a homogeneous gas dielectric on the applied example of the use in calculations and experiments of the double-electrode discharge system (DEDS) with a long air interval, testing action of standard interconnect aperiodic pulse of high-voltage of temporal shape

of $T_m/T_d \approx 200 \mu\text{s}/1990 \mu\text{s}$ of positive polarity. The generalized formula is got for the calculation of total length of l_c of the real way of development of an pulse spark discharge in an air dielectric, which allowed to formulate the offered physical principle in the following kind: «The plasma channel of an pulse spark discharge in a gas dielectric spreads from one of its points to other after a way length of l_c , providing the least falling on it of electric voltage of U_c ». It is shown that this principle in the first approaching can be applied and to the homogeneous liquid and hard dielectrics. Comparison of the developed physical principle of distribution of plasma channel of an electrical spark discharge is executed in a dielectrical environment with fundamental Fermat physical principle (a law) for distribution of light in an optically transparent environment, which specifies on mathematical likeness and closeness on destiny of these physical principles. Calculation estimations of falling of electric voltage of U_c on total length of l_c of the real zigzag way of development in the air dielectric of DEDS a «edge-plane» with the least length of its discharge interval of $l_{\min}=1,5 \text{ m}$ is presented, that a value U_c does not exceed 9 % from the experimental level of aggressive voltage of $U_{md} \approx 611,6 \text{ kV}$ in this DEDS for the aperiodic pulse of voltage of $T_m/T_d \approx 200 \mu\text{s}/1990 \mu\text{s}$. It is set that the estimated time of t_d advancement of leader channel of electric pulse discharge in air DEDS ($l_{\min}=1,5 \text{ m}$) on its real way total length of $l_c \approx 1,53 \text{ m}$ makes $t_d \approx 15,3 \mu\text{s}$, and experimental duration of cut of T_{dc} of the indicated aperiodic impulse of voltage utilized in experiments, characterizing time of short circuit by the plasma channel of discharge of air interval in DEDS, appears equal $T_{dc} \approx t_d \approx 17 \mu\text{s}$. **Originality.** The generalized physical principle of development of plasma channel of a high-voltage electrical pulse spark discharge is first developed in the homogeneous dielectric of the different aggregate state. **Practical value.** Application in electrical engineering practice and high-voltage pulse technique of the offered principle of distribution in the dielectrics of plasma channel of an pulse spark discharge will allow to develop both new and to perfect the existent methods of computer design of electro-discharge processes in the gas, liquid and hard insulation of different high-voltage electrical power engineering and electrophysics devices, directed on the increase of reliability of their operation. References 25, figures 5.

Key words: plasma channel, spark discharge, dielectric environment, physical principle of development of plasma channel, calculation, experiment.

How to cite this article:

Baranov M.I. A generalized physical principle of development of plasma channel of a high-voltage pulse spark discharge in a dielectric. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 1, pp. 34-42. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.1.05>

Computer simulation of operation plant effective modes for water disinfection by electrical discharges in gas bubbles

Purpose. Determination by means of computer simulation of the most efficient modes of operation of the installation for water disinfection using discharges in gas bubbles, in which (modes) the amplitude of voltage pulses at the processing unit and on the layer of treated water is not less than the voltage amplitude immediately after the switching discharger. **Methodology.** To achieve this goal, we used computer simulation using Micro-Cap 10. We used two different electrical circuits that simulate the operation of the experimental setup in two different modes: in a mode with a restoring electrical strength of the discharge gap in the gas bubble between two adjacent voltage pulses on the discharge node and in the mode without restoring this dielectric strength. In computer simulation, we varied the following factors: the maximum simulation step, inductances, capacitances, active resistances, wave resistance of a long line, and the delay time for the operation of a spark gap simulating a discharge gap in a gas bubble. **Results.** Computer modeling has shown that in order to increase the voltage amplitude at the treatment unit and on the layer of treated water, it is necessary to reduce the load capacitance – the capacitance of the water layer in the treatment unit to 10 pF or less, to increase the active resistance of the water layer to 500 Ω or more. An important factor for increasing the voltage and electric field strength in the discharge unit and, consequently, for increasing the efficiency of treated water disinfection is the discharge delay time in gas bubbles. The most rational delay time for the operation of the arrester, which is the gap in the gas bubble inside the water, under the conditions considered by us is 4–5 ns. It is with this delay time that the amplitude of voltage pulses at the node of disinfecting water treatment and on the layer of treated water is maximum, all other things being equal. Furthermore, with such a delay time this amplitude of voltage pulses significantly exceeds the voltage amplitude directly after the main high-voltage discharger, switching energy from the high-voltage capacitive storage to the processing unit through a long line filled with water. **Originality.** Using computer simulation, we have shown the possibility of increasing the voltage at the discharge unit of the experimental setup by 35 % without increasing the voltage of the power source. This provides a higher efficiency of microbiological disinfection of water by nanosecond discharges in gas bubbles and lower specific energy consumption. **Practical value.** The obtained results of computer simulation confirm the prospect of industrial application of installations using nanosecond discharges for disinfection and purification of wastewater, swimming pools and post-treatment of tap water. References 15, figures 10.

Key words: high-voltage water disinfection unit, discharge unit, sharpening spark gap, discharge in gas bubbles in water, discharge delay time, long electric line.

Мета. Визначення за допомогою комп'ютерного моделювання найбільш ефективних режимів роботи установки для знезараження води за допомогою розрядів у газових бульбашках, при яких (режимах) амплітуда імпульсів напруги на вузлі обробки та на шарі води, що обробляється, не менше амплітуди напруги безпосередньо після комутуючого розрядника. **Методика.** Для досягнення поставленої мети ми використовували комп'ютерне моделювання за допомогою Micro-Cap 10. Ми використовували дві різні електричні схеми, що моделюють роботу експериментальної установки в двох різних режимах: в режимі з електричною міцністю, що відновлюється, розрядного проміжку в газовій бульбашці між двома сусідніми імпульсами напруги на розрядному вузлі та у режимі без відновлення цієї електричної міцності. При комп'ютерному моделюванні варіювалися такі фактори: максимальний крок при моделюванні, індуктивності, ємності, активні опори, хвильовий опір довгої лінії, час затримки спрацьовування розрядника, що моделює розрядний проміжок у газовому міхурі. **Результати.** Комп'ютерне моделювання показало, що для збільшення амплітуди напруги на вузлі обробки і на шарі води, що обробляється, слід зменшувати навантажувальну ємність – ємність шару води у вузлі обробки до 10 пФ і менше, збільшувати активний опір шару води до 500 Ом і більше. Важливим чинником збільшення напруги і напруженості електричного поля в розрядному вузлі і, отже, збільшення ефективності знезараження оброблюваної води є час затримки розряду в газових бульбашках. Найбільш раціональний час затримки спрацьовування розрядника, яким є зазор у газовій бульбашці всередині води, у розглянутих умовах становить 4-5 нс. Саме при такому часі затримки амплітуда імпульсів напруги на вузлі знезаражувальної обробки води і на шарі оброблюваної води є максимальною за інших рівних умов і істотно перевищує амплітуду напруги безпосередньо після основного високовольтного розрядника, що комутує енергію з високовольтного ємнісного нагромаджувача у вузол обробки. **Наукова новизна.** За допомогою комп'ютерного моделювання показана можливість підвищення напруги на розрядному вузлі експериментальної установки на 35 % без збільшення напруги джерела живлення, що забезпечує більш ефективне мікробіологічне знезараження води за допомогою наносекундних розрядів у газових бульбашках за малих питомих витрат енергії. **Практична значущість.** Отримані результати комп'ютерного моделювання підтверджують перспективу промислового застосування установок з використанням наносекундних розрядів для знезараження та очищення стічних вод, басейнів та доочищення водопровідної води. Бібл. 15, рис. 10.

Ключові слова: високовольтна установка для знезараження води, розрядний вузол, розрядник, що загострює, розряд у газових бульбашках у воді, час запізнення розряду, довга електрична лінія.

Introduction. In recent years, various scientists have carried out intensive researches of the characteristics and considered prospects for the technological use of nanosecond discharges in gas bubbles inside liquids in various high-voltage installations [1–3]. These studies use both experimental methods and computer simulations. The latter is widely used in various fields of electrical engineering [4, 5].

Authors of [6] have shown microbubbles are very fine bubbles that shrink and collapse underwater within several minutes, leading to the generation of free radicals.

The characteristics of a multiple argon bubble jet in which a streamer is generated by a dc pulsed discharge have been experimentally clarified through discharge

visualization in a bubble and decolorization of a methylene blue solution [7].

In [8] authors have investigated experimentally a water treatment, which introduces a vaporized solution into a coaxial dielectric barrier discharge tube using Ar.

Authors of [9] provided a concise review of the state-of-art for research on plasma-bubble interactions and a perspective for future research.

The objective of the thesis [10] was to utilize plasma discharges to treat a large volume of produced water for recycling it for subsequent fracking. To recycle produced water, both bacterial inactivation and water softening are required, which are the two main objectives of the present study of plasma water treatment.

Authors of [11] achieved the next results. The discharge propagates into the bubble from the tip of the wire in the glass tube. Then, the discharge propagates along the bubble surface. The propagation velocity is almost independent of water conductivity and is $(2.7-3.6) \cdot 10^5$ m/s. The average maximum length of the discharge propagation decreases from approximately 8.9 to 5.4 mm with increasing water conductivity from 7 to 1000 $\mu\text{S/cm}$. Indigo carmine, a commonly used organic dye, was used as the chemical probe of the active species produced by the discharge inside the bubble. The amounts of indigo carmine decomposition with 120 min of treatment is 0.24–0.26 μmol and independent of water conductivity. Meanwhile, the energy efficiency for the indigo carmine decomposition in water decreases from 18 to 7.3 $\mu\text{mol/Wh}$ with increasing water conductivity from 7 to 1000 $\mu\text{S/cm}$. The amount of hydrogen peroxide production by the treatment increases from 2.0 to 3.1 μmol with increasing the conductivity.

In article [12] authors start by describing our experimental methodology addressing bubble geometry and timing methods. For the first time, we present an original method of bubble positioning with control of statistical information of the bubble shape, size, and position between the electrodes. A unique timing scheme is introduced that allows the application of the voltage pulses when a bubble is in the desired position between the electrodes. Finally, the experimental results and discussion section present our evidence for the discharge initiation for two electrode configurations by order of timescale.

In our work [13], we have shown that when using nanosecond discharge pulses in gas bubbles, one should take into account the presence of long lines during the transmission of generated voltage pulses from sharpening spark gaps to units of water disinfection treatment. At the same time, we indicated that for all considered processing modes, the voltage amplitude at the processing nodes (at the output of a long line) is less than after the sharpening spark gap at the input of a long line. The question arises: are there modes in which the voltage amplitude at the nodes (node) of processing (load) is greater than at the input to long lines?

It is very important to answer the question of the possibility of obtaining the amplitudes of nanosecond voltage pulses directly on the load greater than the amplitudes of voltage pulses obtained because of switching the sharpening spark gap immediately after it. The load is a serial connection of a gas bubble with a discharge inside it and a layer of water. The magnitude of the voltage amplitude of these pulses determines the efficiency of the production of active particles and radiation in the node (or nodes) of water treatment and, consequently, the efficiency of disinfecting water treatment. Experimentally, using direct measurements of voltage pulses at the processing unit is extremely difficult. Therefore, we use the computer simulation method for this.

In this work, we consider the following two modes of operation of the installation. The first mode is one in which the electric strength of the gas in the bubble is restored after each discharge. The second regime is one in which the electric strength of the gas in the bubble is not restored after each discharge, i.e. the plasma channel(s) burns (burn) continuously. Let us also consider the effect on the voltage amplitude at the processing node of the discharge delay time in the gas bubble of the node, as well as the effect of the inductance, capacitance and active resistance of the processing node on the amplitude of this voltage, all other things being equal.

An increase in the amplitude of nanosecond voltage pulses at the processing unit (a series connection of a gas bubble with a discharge and a water layer) at a given voltage amplitude at the input of a long line filled with water and located in front of the discharge unit is an important task. Such an increase in amplitude makes it possible to increase the production of active particles in the processing unit and the intensity of broadband radiation from plasma channels.

The **purpose** of the work is to determine, using computer simulation, the most efficient modes of operation of the installation for water disinfection using discharges in gas bubbles, in which (modes) the amplitude of voltage pulses at the processing unit and on the layer of treated water is not less than the voltage amplitude immediately after the switching spark gap.

Electrical circuits for computer simulation and the influence of the maximum step size in computer simulation. A diagram with a discharge gap in a gas bubble that restores its electrical strength after each discharge is shown in Fig. 1.

Figure 2 shows a diagram with a discharge gap in a gas bubble in which, once ignited, the discharge does not go out (with a discharge gap that does not restore its electrical strength after each discharge).

Figure 3 demonstrates a schematic drawing of three discharge units of the experimental setup is presented, in each of which an electric discharge occurs in gas bubbles [14].

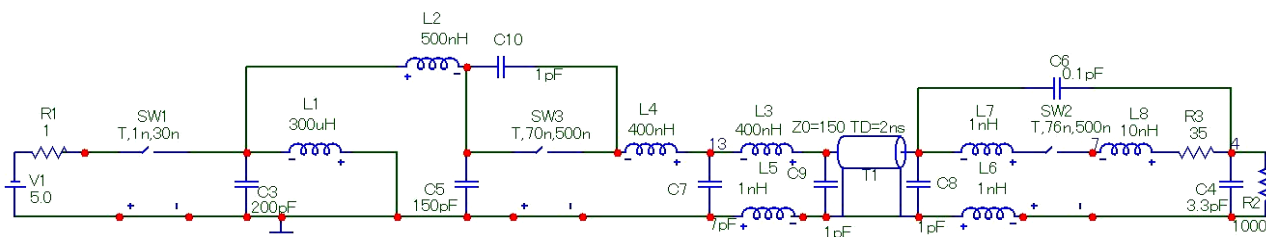


Fig. 1. Scheme with a discharge gap in a gas bubble, restoring its dielectric strength after each discharge

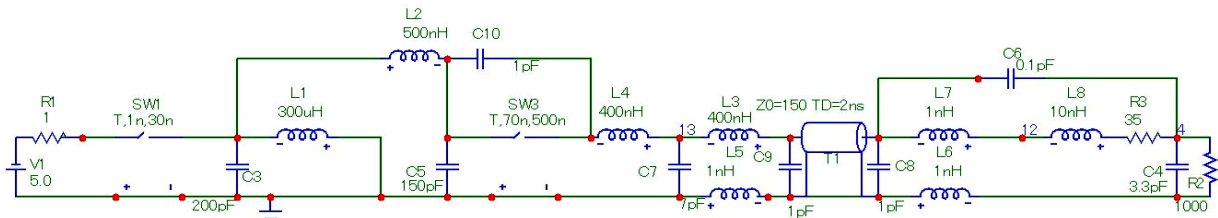


Fig. 2. Scheme with a discharge gap in a gas bubble that does not restore its dielectric strength after each discharge

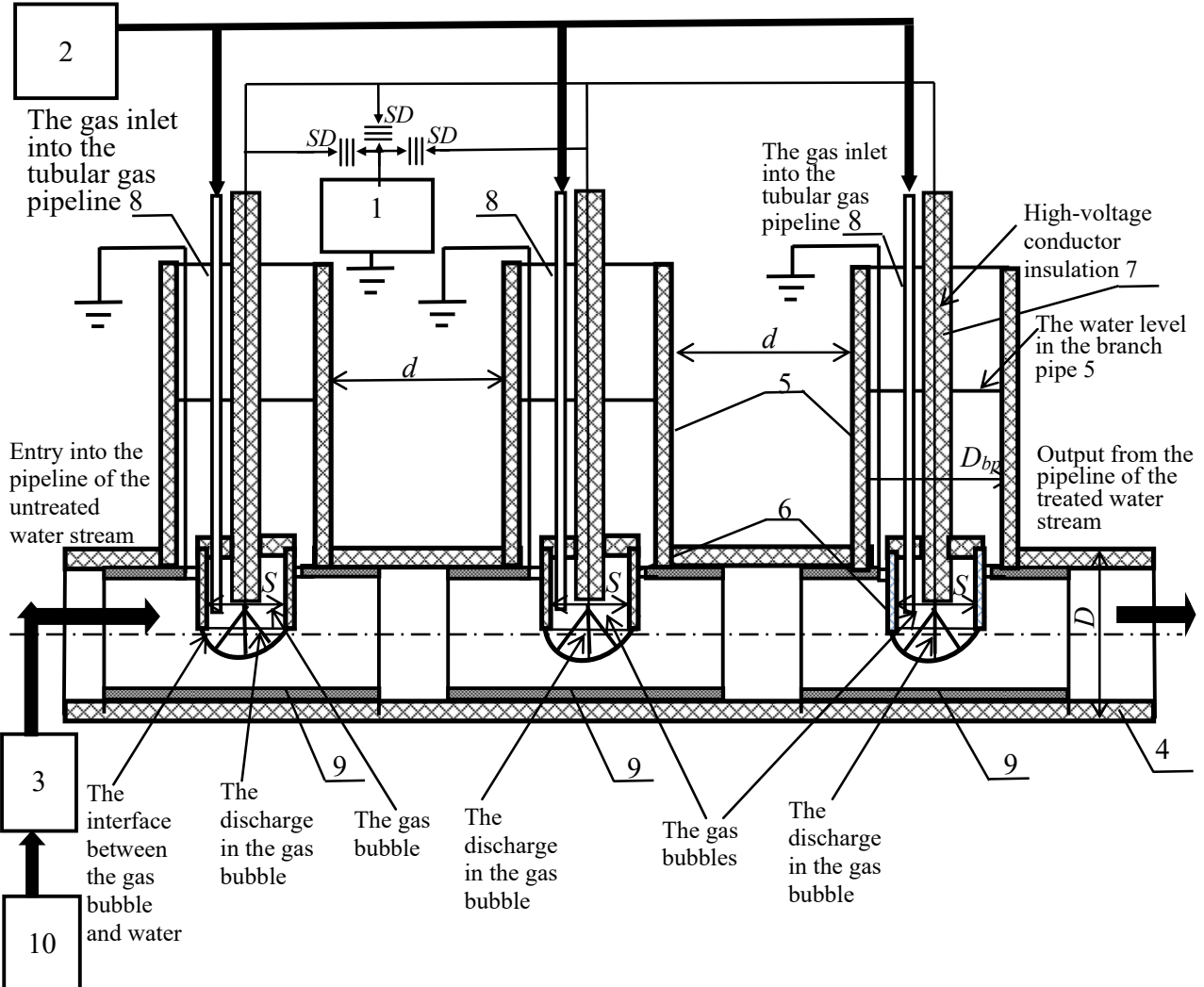


Fig. 3. A block diagram of the plant, which illustrates disinfecting method of treatment water with gas bubbles

Figure 4 shows a photograph of a tubular system with these three electric discharge nodes [14].



Fig. 4. A photograph of a tubular system with these three electric discharge nodes

The plant [14] consists of a low-impedance generator 1 of high voltage pulses, compressor 2, pump 3, pipeline 4 with a diameter of $D = 40$ mm with running water, made of insulating material. The experimental plant includes also three branch pipes 5 with a diameter of

$D_{bp} = 40$ mm, through which insulation hollow cases 6 without a bottom are inserted and fixed there. Cases 6 are made combined with high-voltage conductors – pointed electrodes 7 in isolation and with tubular gas pipelines 8. The plant contains also a grounded electrode 9 in each of the three discharge units. This electrode is made in the form of a metal cylindrical ring with a hole in its side surface for the location of the case 6 in the pipeline 4. Each discharge unit consists of an electrode 7 in solid insulation, the tip of which is not insulated, a case 6 with a characteristic internal linear size $S = 2,8$ cm, a gas-pipe 8, an electrode 9 and a water layer inside the pipe 4 under and around the branch pipe 5. The branch pipes 5 may have caps (Fig. 3 not shows caps) with the possibility of gas outlet after discharges in gas bubbles. Wherein, the outflow of water through the caps on the branch pipes 5 is impossible. A pump 3 pumps water into a pipe 4 from a water source 10. The distance between adjacent branch

pipes is $d \approx 300$ mm. The flow rate of water and gas from the compressor is adjustable. The composition of the gas may be different. The flow of water can be carried out by gravity from a source of water 10.

Let us consider the influence on the results of computer simulation of the maximum step size in computer simulation, the delay time of operation of the terminal sharpening spark gap SW2, which is the gap in the gas bubble between the tip of the high-voltage electrode and the interface between the gas bubble and water. Besides let us consider the influence the capacitance C4 of the water layer and the operating modes of the spark gap SW2: with restoration of its electrical strength between two adjacent discharges and without such restoration of electrical strength.

We used two different steps for the simulation of the transient process: 0.2 ns and 0.01 ns.

Figure 5 shows the results when using the maximum step of 0.01 ns in a computer simulation. Figure 5

illustrates the results of simulation of voltage pulses V(4), V(7), V(13) as functions of time t according to the circuit in Fig. 1. This is under the following conditions: the moment T of the operation of the spark gap SW2 after the start of the transient process in the circuit $T = 76$ ns (the delay time of the operation of the spark gap SW2 after the arrival of the voltage wave front at the end of the long line TD is 4 ns). The long line TD is filled with water. Wherein, the final active resistance R3 of the discharge channels in gas bubble $R3 = 35 \Omega$, capacitance C4 of the water layer $C4 = 3.3$ pF, active resistance R2 of the water layer $R2 = 1000 \Omega$, inductance L8 of the discharge channels in the gas bubble $L8 = 10$ nH.

These are the parameters for the variant with one processing node. Voltages V(4), V(7), V(13) – voltages respectively between points 4, 7, 13 and the grounded point.

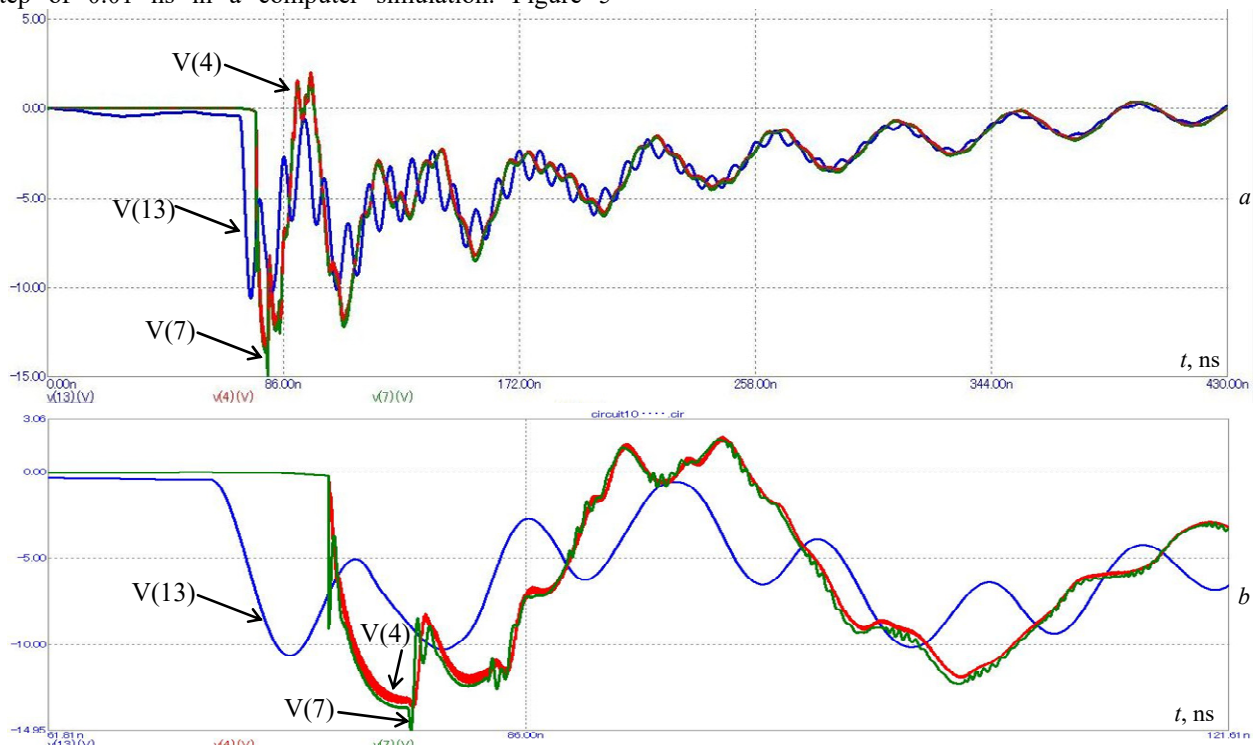


Fig. 5. Dependence of pulse voltages V(4), V(7), V(13) on time with a maximum simulation step of 0.01 ns: a – pulses in general; b – initial sections of these pulses ($T = 76$ ns, $R3 = 35 \Omega$, $C4 = 3.3$ pF, $Z0 = 150 \Omega$ – wave resistance, $L8 = 10$ nH, $R2 = 1000 \Omega$, $t_{step} = 0.01$ ns)

Under the conditions considered in this work, the main transient process occurs in the experimental setup in the first approximately 120 ns. Therefore, voltage pulses as a whole, with their characteristic duration up to 200–300 ns, are shown only in Fig. 5. It follows from simulation that the steepest parts of the model waveforms are better reproduced when using a finer maximum step of 0.01 ns. Therefore, we carried out further simulations in Micro-Cap 10 using a maximum step of 0.01 ns.

Influence of the discharge delay time in a gas bubble on the transient process in the discharge unit. We took into account that, at nanosecond fronts and pulse durations, the electrical strength of the discharge gaps increases significantly. Fig. 6 illustrates this circumstance.

Computer simulation makes it possible to check which voltage pulses are formed on the discharge node in the case when the electrical strength of the discharge gap has time to recover between two adjacent discharges, and

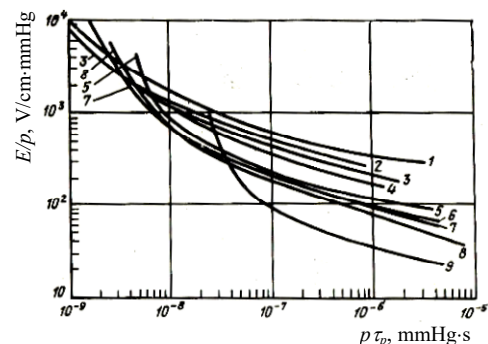


Fig. 6. [15, p. 22]. Dependence of E/p on $p\tau_p$ for various gases: 1–3 – freon of various grades; 4 – SF₆; 5 – O₂; 6 – air; 7 – N₂; 8 – Ar; 9 – Ne

also in the case when the electrical strength does not have time to recover, and the plasma channel (channels) burns (burn) continuously.

The discharge node is both a node for disinfecting treatment and water purification, on the one hand, and a source of all factors for such treatment, on the other hand.

Figure 7 (the delay time of the discharge in the gas bubble is not taken into account) and Figure 5 (the delay time of the discharge in the gas bubble is 4 ns) present the results of computer simulation of the influence of the delay time of the discharge in the gas bubble. We keep in mind the influence of the delay time of such discharge on

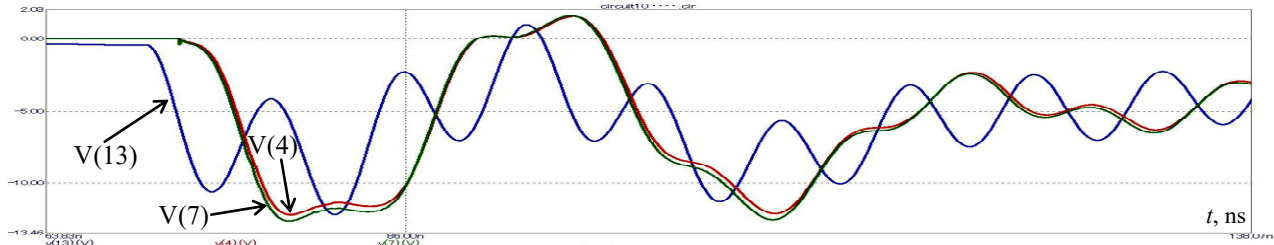


Fig. 7. Dependence of pulsed voltages V(4), V(7), V(13) on time without taking into account the delay time of the discharge in the gas bubble: initial sections of these pulses ($T = 72$ ns, other values – as for Fig. 5)

Let us estimate the capacitance C of the treated water layer as the capacitance of the flat capacitor with the effective square S of capacitor plates that is equal $S = 10^{-4}$ m² and the thickness d of water layer $d = 10^{-2}$ m:

$$C = \epsilon\epsilon_0 S/d = 81 \cdot 8.85 \cdot 10^{-12} \cdot 10^{-4}/10^{-2} \approx 6.9 \cdot 10^{-12} \text{ F.}$$

In [4], we did not take into account the delay time of the discharge in the discharge node of the disinfection treatment, i.e. it was assumed that the discharge in the gas bubble begins at the instant of arrival of the voltage pulse at the discharge unit after a long line (with an electrical length of 2 ns). The discharge delay time is the sum of the statistical delay time during which an effective electron appears in the discharge gap (effective electrons appear) and the discharge formation time.

Let us estimate the discharge formation time using the formula [15, p. 21]

$$\tau_p = [1/(\alpha v)] \ln[i_{cr} d / (e N_0 v)],$$

where τ_p is the discharge formation time; α is the impact ionization coefficient, which determines the number of electrons created by the primary electron when passing a distance of 1 cm in an electric field; v is the drift velocity of the electron avalanche; i_{cr} is the critical value of the current in the discharge circuit, which is reached by the current in the discharge circuit at the end of the discharge formation time; d is the length of the discharge gap; e is the electron charge; N_0 is the initial number of electrons (initiating electrons) that initiate the development of electron avalanches.

According to [15, p. 10] for air, the relation $\alpha/p = A(E/p - B)^2$ is valid, where $A = 1.17 \cdot 10^{-4}$ cm·mmHg/V², $B = 32.2$ V/(cm·mmHg). So $\alpha = A(E/p - B)^2 p$. In the nanosecond range of characteristic pulse durations, one can take $E = 100$ kV/cm = 10^5 V/cm. Then, at $p = 760$ mmHg $\alpha = A(E/p - B)^2 p = 1.17 \cdot 10^{-4} (10^5/760 - 32.2)^2 \cdot 760 \approx 878$ 1/cm.

In addition, according to [15, p. 20-21] it is possible to accept $v = 10^7$ cm/s, and at i_{cr} , which is much smaller than the current in the discharge circuit, the value $[i_{cr} d / (e N_0 v)] \sim 10^8$. From here we get $\ln[i_{cr} d / (e N_0 v)] \approx \ln 10^8 \approx 18.42$:

$$\tau_p = [1/(\alpha v)] \ln[i_{cr} d / (e N_0 v)] \approx [1/(878 \cdot 10^7)] \cdot 18.42 \approx 2 \cdot 10^{-9} \text{ s.}$$

Thus, the estimated calculated value of the discharge formation time was $\tau_p = 2 \cdot 10^{-9}$ s, i.e. 2 ns. The statistical

the amplitude of the voltage pulses at the discharge node (according to the scheme in Fig. 1).

Computer simulation in Micro-Cap 10 shows that there is the most rational time delay of the discharge in the gas bubble with respect to the moment. At this moment, the front of the falling voltage pulse arrives at the discharge unit with a gas bubble at the output of a long transmission line with water. This most rational time is approximately 4-5 ns.

delay time when voltage pulses with a steep edge (with a rise rate of $\geq 10^{12}$ V/s) are applied to the discharge gap does not exceed the value of the formation time.

To increase the voltage amplitude at the processing node and on the water layer in this node, it is necessary to reduce the load capacitance (capacity of the water layer in the processing node) to 10 pF or less, increase the active resistance of the water layer to 500 Ω or more.

It is important to estimate the ratio of the voltage across the entire discharge node (the voltage across the discharge channels in the gas bubble plus the voltage across the water layer) and the voltage directly across the water layer. The gap in the gas bubble between the tip of the high-voltage electrode and the interface with the water layer is the terminal sharpening gas discharger in the discharge channel(s) of which broadband radiation is formed and active micro-particles are formed that disinfect water.

Computer simulation showed that for the one shown in Fig. 1 of the circuit, close to the most rational delay time T for the operation of the spark gap SW2 relative to the moment of arrival of the front of the incident voltage wave along the long line is equal $T \approx 4$ ns. In this close to optimal mode, the spark gap SW3 operates 70 ns after the start of the transient process in the circuit in Fig. 1, and the arrester SW2 fires 76 ns after the start of this transient process. Taking into account the fact that between these arresters there is a long line T1 with an electrical length of 2 ns, from the moment 72 ns of the arrival of the front of the incident wave traveling along the long line T1, another 4 ns passes to the arrester SW2 until the moment of 76 ns of its operation. These four ns is the delay time operation of the spark gap SW2, close to most rational. With a smaller and longer delay time for the operation of the spark gap SW2, the voltage amplitude V(7) at the processing unit and at the water layer V(4) in the treatment unit decreases with a practically unchanged voltage amplitude V(13) immediately after the spark gap SW3. In a mode close to optimal (see Fig. 4), the voltage amplitude V(7) at the processing node exceeds the voltage amplitude V(13) by 1.35 times, and the source voltage V(1) is more than 2.7 times. At the same time, the voltage amplitude V(7) on the entire processing unit slightly

exceeds the voltage amplitude $V(4)$ on the water layer. This excess is the smaller, the lower the final resistance R_3 of the plasma channels (because of discharges) in the gas bubble. Figure 5 illustrates the voltage versus time dependences at three different points in the circuit (see Fig. 1) for the case when we are considering one multi-gap spark gap SW3, one long line T1, and one water treatment unit. This unit comprises one discharge gap SW2, and is electrically connected in series with it a layer of water having a capacitance $C_4 = 3.3$ pF and an active resistance $R_2 = 1000$ Ω .

Voltage versus time for the case when three identical multi-gap spark gaps connected in parallel are used. Figure 8 illustrates the voltage versus time dependences at the same three points [$V(4)$, $V(7)$, $V(13)$] of the circuit (see Fig. 1), for which some results have already been discussed above, for the case when three identical multi-gap arresters connected in parallel in the experimental setup. In the diagram (Fig. 1), these arresters are represented as one resulting spark gap SW3, three identical long lines with an electrical length of 2 ns, connected in parallel, and are represented by the resulting long line T1 with a threefold reduced wave resistance $Z_0 = 50$ Ω . In this case, three water treatment units are also used, each consisting of one discharge gap and a layer of water electrically connected to it in series. These three identical processing nodes

during modeling are combined into one node with the resulting discharge gap SW2 and the resulting water layer electrically connected to it in series, having a capacitance $C_4 = 10$ pF and active resistance $R_2 = 333$ Ω . At the same time, some other elements of the circuit have values that differ from those shown in Fig. 1, namely, $C_8 = C_9 = 3$ pF, $L_6 = L_7 = 0.33$ nH, $L_8 = 3.3$ nH, $R_3 = 12$ Ω . L_8 and R_3 are, respectively, the inductance and the calculated final active resistance of the resulting discharge gap SW2.

Both Fig. 5 and Fig. 8 show that the front of the pulses at points 4 and 7 is associated with the processes of reflection from the discharge gap SW2 at the end of the long line T1 and the path of voltage waves along the long line T1. The time interval between adjacent voltage surges caused by the reflection of voltage waves from the discharge gap SW2 is 4 ns, i.e. is equal to the double time of the wave travel along the line T1. On the oscillograms in Fig. 5, the voltage front for pulses $V(4)$ and $V(7)$ is much steeper than in Fig. 8, and is approximately 4 ns. In both of these figures, the voltage amplitude at the discharge nodes as a whole $V(7)$ and at the water layer $V(4)$ is greater than the voltage amplitude immediately after the multi-gap spark gap SW3. This was achieved by reducing the calculated capacitance of the water layer C_4 to a value of 10 pF or less and choosing a delay time of 4 ns (close to optimal) for the operation of the spark gap SW2.

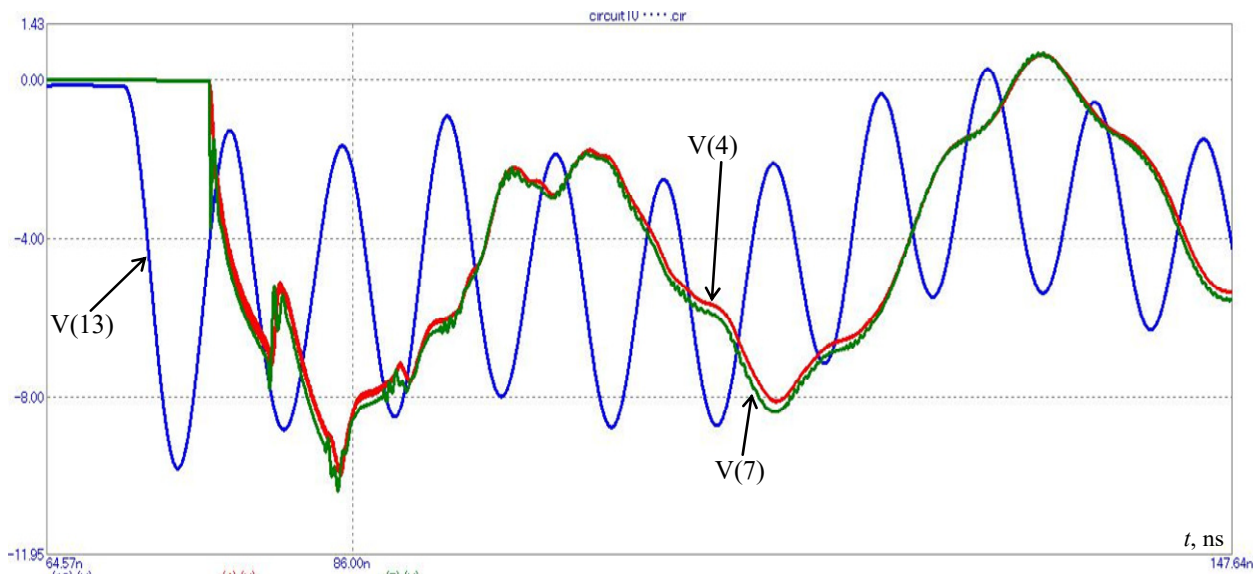


Fig. 8. Dependences of voltages $V(4)$, $V(7)$, $V(13)$ on time according to the diagram in Fig. 1 for the case with three processing units.

In this case three identical multi-gap spark gaps (their common designation SW3) connected in parallel are used: initial sections these pulses ($T = 76$ ns, $R_3 = 12$ Ω , $C_4 = 10$ pF, $Z_0 = 50$ Ω – wave resistance, $L_8 = 3.3$ nH, $R_2 = 333$ Ω , $t_{step} = 0.01$ ns)

The mode without taking into account the restoration of the electrical strength of the discharge gap in the gas bubble in comparison with the mode in which the electrical strength of the gap is restored. Figure 9 shows the results of computer simulation for the operating mode of the experimental setup, when the plasma channels after discharges do not disappear until the next high-voltage pulse arrives, that is, the electric strength of the gas gap in the gas bubble does not have time to recover between two voltage pulses adjacent in time. This mode corresponds to the operation of an experimental setup with one processing unit, in which the plasma channels in the gas bubble burn continuously, and

one sharpening multi-gap spark gap SW3, the electrical circuit of which is shown in Fig. 2. In this figure, the spark gap SW2 is absent, since the plasma channels (plasma channel) are well conducting, do not play the role of a switch, the impedance of which varies from a value much greater than the impedance of the discharge circuit to a value much less than the impedance of the discharge circuit. On Fig. 2 point number 7 in Fig. 1 has the number 12. As an estimate, we took both for the mode with the restoration of the electric strength of the discharge gap in the gas bubble, and for the mode without restoring its electric strength, when using one processing unit. The final (after the end of the transient) active resistance of the

plasma channels (plasma channel) $R3 = 35 \Omega$, inductance $L8 = 10 \text{ nH}$ (see Fig. 2) in both these modes.

Comparison of the results of simulation of the regime taking into account the restoration of the electrical strength of the discharge gap in the gas bubble after each discharge (the main mode) and the regime without taking into account the restoration of the electrical strength of this discharge gap (without the arrester SW2) shows the following. The presence of the spark gap SW2, considering the delay time of its operation, which is close to most rational, takes place in the main mode. The amplitude of voltage pulses, when taking into account the restoration of electric strength, is greater by about 20 % (see Fig. 5 and Fig. 9). The conditions for the reflection of a voltage wave, taking into account the delay time of operation SW2 and the restoration of the electric strength of the discharge gap in the gas bubble, are closer to the conditions reflections from the end of a long line (in our case, the T1 line) that is open at the end. In addition, in the regime without taking into account the restoration of the electrical strength of the discharge gap in the gas bubble after each discharge, the

curves of the voltage pulses $V(4)$, $V(12)$, $V(13)$ are very similar to each other with a somewhat lower amplitude of the voltage $V(4)$ on the layer water. A feature of the regime without taking into account the restoration of the electrical strength of the discharge gap in the gas bubble is that the plasma channels in the gas bubble burn continuously, providing broadband continuous radiation, including ultraviolet and even shorter wavelength. In this case, energy is supplied to the discharge unit by nanosecond pulses with a certain repetition rate. The energy supply to the discharge unit by nanosecond pulses is provided by a high-voltage capacitive storage with a capacity of $C5 = 150 \text{ pF}$ and a multi-gap spark gap SW3, the dielectric strength of which is restored much faster than that of SW2. The maximum repetition rate of pulses to the processing unit is determined by the minimum possible recovery time for the electrical strength of the spark gap SW3. If the pulse repetition rate exceeds the maximum, the electrical strength of the spark gap SW3 will not be restored, and the real experimental setup will go into emergency short circuit mode, which is unacceptable.

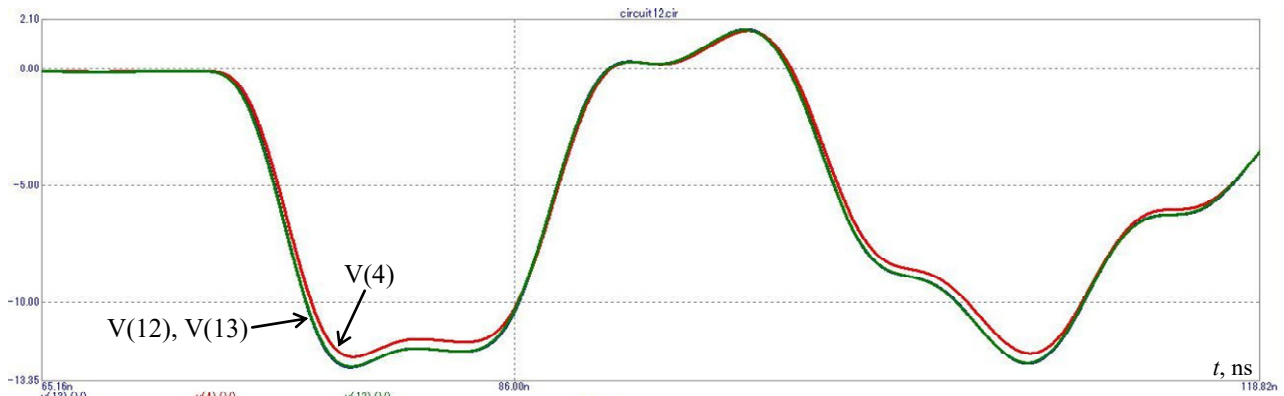


Fig. 9. Dependences of voltages $V(4)$, $V(12)$, $V(13)$ on time in the mode without taking into account the restoration of the electrical strength of the discharge gap in the gas bubble (according to the scheme in Fig. 2). This is the case with one processing unit: the initial sections of these pulses (the arrester SW2 is replaced by a segment of the conductor, so the parameter T is absent). The remaining values correspond to the values in Fig. 4)

Influence of the capacitance value of the water layer on the voltage amplitude at the processing unit. Figure 7 and Fig. 10 show that with an increase in the capacitance of the $C4$ water layer from $C4 = 3.3 \text{ pF}$ (Fig. 7) to $C4 = 50 \text{ pF}$ (Fig. 10) the voltage amplitude at the processing unit $V(7)$ and at the water layer $V(4)$ becomes significantly less than the voltage amplitude $V(13)$ after the spark gap SW3. In this case, the voltage amplitude $V(13)$

practically does not change. Our calculations show the next thing. When we are using an experimental setup, in order for the amplitude of the voltage pulses at the processing unit and on the water layer to be no less than the amplitude of the voltage pulses directly after the spark gap SW3, the capacitance of the water layer $C4$ should not exceed 20 pF . Figure 1 demonstrates the electrical circuit of this setup for computer simulation in Micro-Cap 10.

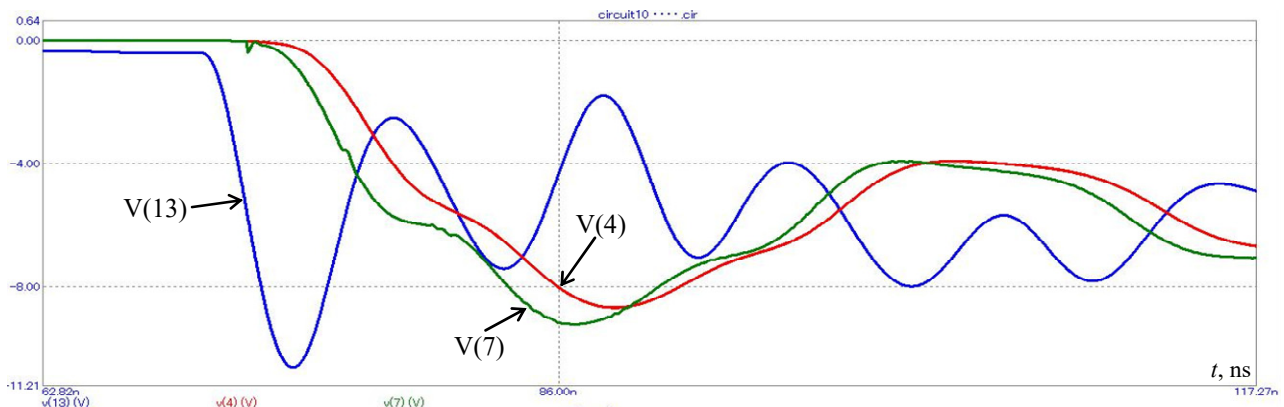


Fig. 10. Dependences of voltages $V(4)$, $V(7)$, $V(13)$ on time according to the scheme in Fig. 1. This is the case with one processing unit and increased capacity $C4$ of the water layer $C4 = 50 \text{ pF}$: initial segments of these pulses ($T = 72 \text{ ns}$, $C4 = 50 \text{ pF}$, other values as in Fig. 5.)

To illustrate the effect of the capacitance C4 of the water layer on the voltage amplitude at the processing unit, the results of simulation were taken without taking into account the delay time of the discharge in the spark gap SW2, since it is this simulation option that was considered in our work [13]. When taking into account the delay time of the discharge in the spark gap SW2 (delay in the operation of the spark gap SW2), an increase in the capacitance C4 of the water layer also leads to a decrease in the voltage amplitude at the processing unit, although the effect of this increase is reduced.

Conclusions. To increase the voltage amplitude at the processing node and on the water layer in this node, it is necessary to reduce the load capacitance (capacity of the water layer in the processing node) to 10 pF or less, increase the active resistance of the water layer to 500 Ω or more. The maximum step in computer simulation of the process of discharging a generator of high-voltage nanosecond pulses to an RLC load with a discharge gap should not exceed 0.01 ns. The most rational delay time for the operation of the discharger, which is the gap in the gas bubble inside the water, under the conditions considered by us is 4–5 ns. It is at this delay time that the amplitude of voltage pulses at the node of disinfecting water treatment and at the layer of treated water is maximum, other things being equal. This amplitude of voltage pulses exceeds by about 1.35 times the voltage amplitude immediately after the main high-voltage discharger, which commutates energy from the high-voltage capacitive storage to the processing node through long line filled with water.

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

REFERENCES

1. Ning W., Lai J., Kruszelnicki J., Foster J.E., Dai D., Kushner M.J. Propagation of positive discharges in an air bubble having an embedded water droplet. *Plasma Sources Science and Technology*, 2021, vol. 30, no. 1, art. no. 015005. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-6595/abc830>.
2. Ghernaout D., Elboughdiri N. Disinfecting Water: Plasma Discharge for Removing Coronaviruses. *OALib*, 2020, vol. 7, no. 4, pp. 1-29. doi: <https://doi.org/10.4236/oalib.1106314>.
3. Gershman S. *Pulsed electrical discharge in gas bubbles in water*. Dissertation submitted for the Degree of Doctor of Philosophy, New Brunswick, New Jersey, 2008. 186 p. doi: <https://doi.org/doi:10.7282/T30Z73K8>.
4. Akkouchi K., Rahmani L., Lebied 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>.
5. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdvi I.V., Kolomiets V.V., Kobylanskiy B.B. Overhead power lines magnetic field reducing in multi-story building by active shielding means. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 2, pp. 23-29. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.04>.
6. Takahashi M., Shirai Y., Sugawa S. Free-Radical Generation from Bulk Nanobubbles in Aqueous Electrolyte Solutions: ESR Spin-Trap Observation of Microbubble-Treated Water. *Langmuir*, 2021, vol. 37, no. 16, pp. 5005-5011. doi: <https://doi.org/10.1021/acs.langmuir.1c00469>.
7. Nishiyama H., Nagai R., Takana H. Characterization of a Multiple Bubble Jet With a Streamer Discharge. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2011, vol. 39, no. 11, pp. 2660-2661. doi: <https://doi.org/10.1109/TPS.2011.2160367>.
8. Shibata T., Nishiyama H. Water Treatment by Dielectric Barrier Discharge Tube with Vapor Flow. *International Journal of Plasma Environmental Science and Technology*. 2017, vol. 11, no. 1, pp. 112-117. doi: <https://doi.org/10.34343/ijpest.2017.11.01.112>.
9. Hong J., Zhang T., Zhou R., Zhou R., Ostikov K., Rezaeimotlagh A., Cullen P.J. Plasma bubbles: a route to sustainable chemistry. *AAPPS Bulletin*, 2021, vol. 31, no. 1, art. no. 26. doi: <https://doi.org/10.1007/s43673-021-00027-y>.
10. HyoungSup K. *Plasma Discharges in Produced Water and Its Applications to Large Scale Flow*. A Thesis Submitted to the Faculty of Drexel University for the degree of Doctor of Philosophy, March 2016. 205 p.
11. Takahashi K., Takayama H., Kobayashi S., Takeda M., Nagata Y., Karashima K., Takaki K., Namihira T. Observation of the development of pulsed discharge inside a bubble under water using ICCD cameras. *Vacuum*, 2020, vol. 182, art. no. 109690. doi: <https://doi.org/10.1016/j.vacuum.2020.109690>.
12. Sponsel N.L., Gershman S., Herrera Quesada M.J., Mast J.T., Stapelmann K. Electric discharge initiation in water with gas bubbles: A time scale approach. *Journal of Vacuum Science & Technology A*, 2022, vol. 40, no. 6, art. no. 063002. doi: <https://doi.org/10.1116/6.0001990>.
13. Boyko M.I., Makogon A.V. Discharge in gas bubbles in water as a source of an intensive factors' complex for water disinfection: comparison experimental and computer modelling results. *Technical Electrodynamics*, 2022, no. 3, pp. 56-61. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2022.03.056>.
14. Boyko N.I., Makogon A.V. High voltage plant with 3 MW pulse power for disinfection flow of water by nanosecond discharges in gas bubbles. *Technical Electrodynamics*, 2020, no. 5, pp. 80-83. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.080>.
15. Mesiats G.A. *Generation of power nanosecond pulses*. Moscow, Soviet Radio Publ., 1974. 256 p. (Rus).

Received 23.03.2023

Accepted 30.05.2023

Published 02.01.2024

M.I. Boiko¹, Doctor of Technical Sciences, Professor,
K.S. Tatkova¹, Master Student,
¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine,
e-mail: qnaboyg@gmail.com (Corresponding Author)

How to cite this article:

Boiko M.I., Tatkova K.S. Computer simulation of operation plant effective modes for water disinfection by electrical discharges in gas bubbles. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 1, pp. 43-50. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.1.06>

Моделювання та аналіз електротеплових процесів в установках індукційної термообробки алюмінієвої жили силових кабелів

У роботі досліджено електромагнітні та теплові процеси в установках індукційного нагрівання алюмінієвої жили силових кабелів та умови реалізації технологій її відпалювання. При математичному моделюванні вказаних процесів урахувано такі конструктивні особливості індуктора, як його значна довжина і відповідно велика кількість його витків, що викликало необхідність використати метод мультимасштабного моделювання. При цьому на макрорівні розраховувались електро-теплові процеси в жилі, що рухалась у магнітному полі індуктора, а на мікрорівні (тобто на рівні елементарної комірки, що має лише один виток індуктора) визначався розподіл електромагнітного поля та густини електричного струму в перерізі масивного мідного витка індуктора з урахуванням особливостей його конструкції. На обох рівнях у роботі використовувався чисельний метод скінченних елементів, реалізований в пакеті програм Comsol. За результатами розрахунку електромагнітного поля на рівні елементарної комірки, отримано частотні залежності еквівалентних R , L параметрів індуктора із урахуванням скін-ефекту, ефекту близькості та геометричного ефекту. Досліджено кількісний вплив частоти електричного струму на ці ефекти та отримано залежність електричного ККД індуктора від частоти джерела електроживлення. Показано, що для ефективного нагрівання алюмінієвої жили діаметром 28 мм оптимальне значення частоти знаходиться в діапазоні 1–2 кГц, в якому електричний ККД може досягати значень $\eta_{ind} = 0,3–0,33$. Бібл. 31, рис. 10, табл. 1. **Ключові слова:** електромагнітні процеси, індукційна термообробка, алюмінієва струмопровідна жила, силові кабелі, мультимасштабне моделювання, частота струму, ККД індуктора.

Вступ. Тривалий час інноваційні дослідження та розробки у вітчизняній електроенергетиці були спрямовані на розвиток децентралізованих локальних електричних систем Microgrid [1–4], що використовують динамічне регулювання балансу потужностей розосереджених джерел електроенергії в умовах нестаціонарного її споживання промисловими і житловими комплексами та об'єктами без урахування електрофізичних особливостей конструктивних елементів кабельно-провідникової продукції повітряних [5] і кабельних ліній електропередачі (ЛЕП) [6–8].

У XXI столітті промислово розвинені країни світу у повітряних ЛЕП стали використовувати самоутримні ізолювані проводи (СП) зі зміцненою струмопровідною жилою з електротехнічних сплавів марки «ТА» (твердий алюміній) і наномодифікованою («зшитю») поліетиленовою (ЗПЕ) ізоляцією. В Україні промислове виробництво СП першим освоїв ПАТ «Завод Південкабель» (м. Харків) [5]. Їх впровадження в однофазних та трифазних ЛЕП напругою до 1 кВ дозволило скручувати в один джгут фазні та нульовий проводи, що у декілька разів зменшило погонну індуктивність і падіння напруги. Суттєво зменшились площа землевідведення на будівництво ЛЕП і спростились їх ремонт та обслуговування. У таких ЛЕП не виникають короткі замикання під час негоди та інших зовнішніх впливах, що підвищило безпеку і надійність систем електроживлення відповідальних енергоспоживачів [5]. Значне зменшення індуктивності повітряних ЛЕП із СП призвело навіть до появи досліджень доцільності використання в них емнісних компенсаторів реактивної потужності [9].

ПАТ «Завод Південкабель» освоїв також серійне виробництво інноваційних вітчизняних силових кабелів з тришаровою ЗПЕ ізоляцією і переважно алюмінієвою жилою, що забезпечило інтенсивний розвиток будівництва і використання в Україні підземних кабельних ЛЕП на напругу до 330 кВ і потужністю в сотні-тисячі МВА, які є більш надійними та захищеними від будь-яких зовнішніх впливів [7], ніж повітряні ЛЕП навіть із СП [5]. Причому при виготовленні

струмопровідних жил кабелів теж здебільше використовують сплави марки «ТА».

Проте у даний час в Україні загострюється проблема прискорення робіт по відновленню електроживлення об'єктів критичної інфраструктури з використанням неушкоджених кабельних каналів і лотків, для вирішення якої бажано використовувати кабелі з жилою підвищеної пластичності та струмопровідності.

Найбільші пластичність і питому електропровідність мають сучасні силові кабелі зі ЗПЕ ізоляцією і мідною багатодровою жилою [10–12]. Такі кабелі використовують в енергосистемах багатьох країн світу. Але відсутність власних родовищ міді в Україні та висока ціна її імпорту обмежують можливість її широкого використання у вітчизняній електроенергетиці.

У нашій країні силові кабелі з мідною струмопровідною жилою в основному використовують в імпульсній електротехніці, зокрема в колах розряду лінійних [13] і нелінійних [14] емнісних накопичувачів електроенергії електророзрядних установок для реалізації імпульсних іскроплазмових процесів отримання мікро- і нанопорошків з унікальними властивостями [15, 16]. Для зменшення індуктивності таких кіл і отримання в них високих динамічних параметрів зворотний імпульсний струм може протікати по мідному екрану кабелів, тобто звичайні силові кабелі можуть використовуватись як коаксіальні.

В електроенергетиці України переважно використовуються сучасні силові кабелі зі ЗПЕ ізоляцією та скрученою і ущільненою алюмінієвою багатодровою жилою [7, 17]. Для покращення пластичності та питомої струмопровідності такої жили її необхідно «відпалювати», тобто піддавати спеціальній термообробці при температурі близько 420 °С певний час, а потім повільно охолоджувати для наближення структури алюмінієвих виробів до рівноважного стану [18].

Практичну та економічну ефективність використання технології «відпалювання» для покращення експлуатаційних характеристик алюмінієвих струмопровідних жил вже підтверджено авторами статті раніше при реалізації технології пасивного нагрівання

алюмінієвої жили, намотаної на металевий барабан. Її пасивне нагрівання здійснювалось від електротенів, розташованих разом із жилою у спільній термокамері. Зараз ця технологія «відпалювання» алюмінієвої жили використовуються на ПАТ «Завод Південкабель» у технологічних лініях серійного виготовлення сучасних низьковольтних кабелів з алюмінієвою жилою підвищеної пластичності та електропровідності.

Проте в технологічних лініях промислового виготовлення сучасних вітчизняних силових кабелів на середні та високі напруги вже використовується індукційне нагрівання до 60–95 °С поверхні рухомої алюмінієвої жили кабелів височастотним струмом для покращення якості нанесення на неї тришарової ЗПЕ ізоляції [7]. Тому було важливо оцінити ефективність використання індукційних установок у таких лініях не тільки для порівняно низькотемпературної термообробки поверхні алюмінієвих жил, але і для підвищення їх пластичності та питомої струмопровідності.

У даній роботі досліджувався багатовитковий індуктор малого діаметру (сумірний з діаметром жили кабелю) та відносно великої довжини (≥ 2 м), в гармонічному магнітному полі якого рухалась жила кабелю. Електричні параметри індуктора і височастотного джерела живлення вибирались таким чином, щоб температура жили на виході досягала 420 °С.

Різні режими індукційної термообробки струмопровідних матеріалів і виробів досліджувались у численних наукових публікаціях [19–27]. Зокрема у публікації вчених світового виробника сучасних систем нагрівання кабелів і проводів Inductotherm Group company [22] досліджено інноваційні індукторні системи для одночасного ефективного нагрівання однопровідникових і багато-провідникових жил кабелів з обґрунтуванням вибору оптимальної частоти. Розглянуто можливість індукційного нагрівання провідників діаметром від 1,27 до 15,75 мм при частоті джерела живлення від 10 до 800 кГц.

У статті [23] показано шляхи оптимізації індукційного нагрівання із застосуванням індукторів двох типів – плоского і соленоїдного, виконаного на основі litz-провідників. Визначено оптимальну частоту для отримання максимального електричного ККД. Показано, що при фіксованій геометрії та інших параметрах системи ефективність індукційного нагрівання залежить від об'єму міді в обмотках. Проведено експериментальну перевірку отриманих результатів.

У роботі [24] розв'язано перехідну електромагнітно-теплову модель індукційного нагрівання феромагнітних матеріалів із врахуванням їхніх нелінійних залежностей (зокрема $B(H, T)$) та використанням методу скінченних елементів. Стратегія мультифізичного моделювання полягала в тому, що електромагнітна задача розв'язувалась для фіксованих ізотермічних температурних полів, а теплова – для фіксованої теплоти джерела нагрівання. Результати комп'ютерного моделювання феромагнітного зразка в циліндричному індукторі (з внутрішнім діаметром 50 мм і 5 витками) підтверджено експериментальними дослідженнями індукційного нагрівання зразків матеріалів при трьох швидкостях нагрівання.

У публікації [25] автори з використанням методу скінченних елементів провели мультифізичне моде-

лювання та експериментальну перевірку розподілу температури в залежності від частоти струму індукційного нагрівача. Особливістю роботи є виготовлення індуктора із проводу типу літцендрат і використання відносно високих частот від 15 до 25 кГц.

У роботі [26] проведено дослідження щодо впливу потужності індукційного нагрівача, швидкості подачі та діаметра сталевого зразка AISI 4140 на розподіл температури у зразках в залежності від діаметру (7 мм, 14 мм, 21 мм і 28 мм). Використовувався індуктор і вигляді спіральної котушки із внутрішнім діаметром 5,8 см, що нагріває тестовий зразок в діапазоні температур від 492 °С до 746 °С. Реалізуються дві стадії нагріву – перша стадія із феромагнітними властивостями зразка, а друга стадія, коли внаслідок перевищення температури Кюрі, зразок стає парамагнітним.

У публікації [27] автори експериментально дослідили розподіл температури, швидкість нагрівання, перегрів і коливання температури комерційного прутка зі сплаву алюмінію 6061 діаметром 10 мм і довжиною 1,5 м із аналізом впливу режимів термообробки на механічні властивості сплаву. Показано, що зразок після нагрівання індукційним способом до температури 560 °С має кращі механічні властивості порівняно зі зразком, нагрітим у звичайній електричній печі.

Одним із найбільш важливих параметрів ефективності індукційного нагрівання є частота струму електроживлення індуктора, при якій його електричний ККД набуває максимального значення. Ця частота залежить від багатьох чинників – розмірів в перерізі витків індуктора, його габаритних розмірів та повітряного проміжку між індуктором та жилою, а також від матеріалу струмопровідної жили кабелів, її розмірних та інших характерних параметрів. Враховуючи велику довжину такого індуктора та відповідно велику кількість витків (~ 100), чисельний розрахунок електромагнітного поля та ККД на його основі при врахуванні геометричних розмірів масивних витків індуктора в такий структурі та неоднорідності розподілу електричного струму в їх об'ємі, потребує значних комп'ютерних ресурсів.

Особливості спрощення комп'ютерних розрахунків електромагнітного поля і визначення ККД в таких системах у наведених публікаціях не розглядалися. У даній статті для спрощення розрахунків використано метод мультимасштабного моделювання [28–30], в основу якого покладено поняття елементарної комірки, що містить тільки один виток індуктора та малий фрагмент жили, розташований біля цього витка. При цьому не враховувалась дія кінцевих ефектів в індукторі, оскільки при великій його довжині, вони слабо впливають на інтегральні електромагнітні характеристики і кінцеве значення температури жили на виході з індуктора.

Таким чином, відповідно до підходу мультимасштабного моделювання, польова задача розглядалась в області елементарної комірки, що містить лише один масивний виток індуктора та фрагмент жили. Еквівалентні R, L параметри цієї комірки розраховувались як функції частоти джерела живлення, а потім ці результати шляхом періодичного повторення цієї комірки переносились на всю конструкцію індуктора установки електроіндукційного нагрівання.

Метою статті є розроблення на основі методу мультимасштабного моделювання комп'ютерної моделі для аналізу електротеплових процесів в індукційній установці для нагрівання рухомої алюмінієвої жили силового кабелю для кількісної оцінки ефективності використання таких установок в існуючих промислових технологічних лініях виготовлення сучасних кабелів для підвищення пластичності та питомої струмопровідності їхніх алюмінієвих жил.

Однією із найбільш важливих задач було отримання частотних залежностей еквівалентних R, L параметрів

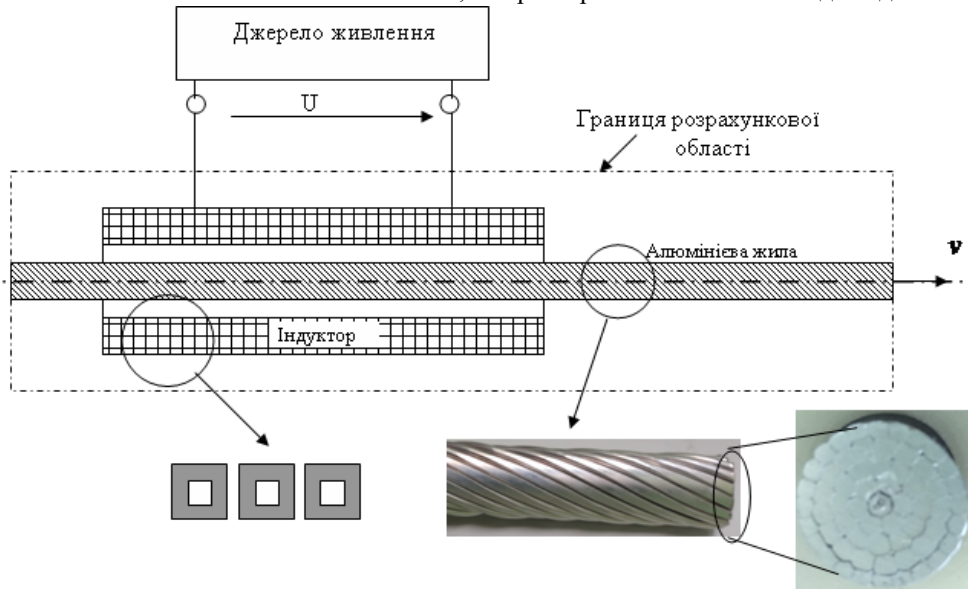


Рис. 1. Схема фізичної моделі досліджуваної установки для індукційного нагрівання алюмінієвої жили силового кабелю, що рухається із постійною швидкістю v

індукційні електричні струми та внаслідок виділення джоулевого тепла відбувається її нагрівання.

Математичну модель для аналізу зв'язаних електромагнітних і теплових процесів було побудовано в наступному наближенні:

1. Розгляд електромагнітного процесу проводився в усталеному режимі в частотній області, коли всі характеристики поля є комплексними величинами. Тепловий процес розглядався в стаціонарному режимі.

2. Індуктор на практиці виготовляється із мідної трубки і має складну структуру, яку умовно показано на рис. 1. Однак, на першому етапі, коли основна увага приділяється тепловому процесу в жилі, індуктор можна розглядати як багатовиткову котушку із заданою середньою густиною електричного струму $\vec{J}_i = \dot{I}_i N_i / S_i$, де $\dot{I}_i N_i$ – магніторушійна сила індуктора, а S_i – площа його перерізу. У цьому виразі та далі крапкою зверху позначено комплексні величини.

3. Жила, що нагрівається, є алюмінієвою, багатодротяною та ущільненою. Зовнішній її вигляд та переріз показано на рис. 1. Коефіцієнт ущільнення досягає 0,96 і, внаслідок цього, вона в розрахунках розглядалась як суцільна. При цьому враховувались нелінійні залежності електропровідності, теплопровідності і питомої теплоємності її матеріалу від температури.

4. Враховуючи приблизно циліндричну форму індуктора та жили, розташованої симетрично відносно індуктора, задача розглядалась як осесиметрична, у двовимірній постановці в циліндричній системі коор-

такого індуктора із врахуванням нерівномірного розподілу електричного струму по його перерізу та визначення за їх допомогою оптимальної частоти джерела живлення, що відповідає максимальному значенню електричного ККД індуктора.

Дослідження спрямовані на оцінку можливості досягнення мети у промисловій технологічній лінії безперервного накладання сучасної тришарової зшитой поліетиленової ізоляції на рухому алюмінієву жилу кабелів на напругу до 110 кВ, які серійно виготовляє ПАТ «Завод Південкабель».

Математична модель аналізу зв'язаних електромагнітних і теплових процесів. На рис. 1 схематично показано фізичну модель досліджуваної установки, що включає водоохолоджуваний багатовитковий індуктор відносно великої довжини та алюмінієву жилу силового кабелю, що рухається з постійною швидкістю v у гармонічному магнітному полі індуктора. При підключенні індуктора до джерела живлення промислової або високої частоти, в жилі виникають

динат $r0z$ відносно комплексної змінної – векторного магнітного потенціалу $\vec{A}(r, z)$, а також температури $T(r, z)$ у розрахунковій області, показаній на рис. 1.

Ця область містить три підобласті – індуктор, алюмінієву жилу і оточуюче ці елементи повітряне середовище. Математична модель, що описувала зв'язані електромагнітні і теплові процеси, включала постановку електромагнітної і теплової задач, які представлено далі.

Електромагнітний процес описувався системою диференціальних рівнянь для комплексної величини векторного магнітного потенціалу \vec{A} :

$$j\omega\sigma(T)\vec{A}_\varphi + \mu_0^{-1}\nabla \times (\nabla \times \vec{A}_\varphi) = 0, \text{ в області жили, (1)}$$

$$\mu_0^{-1}\nabla \times (\nabla \times \vec{A}_\varphi) = \begin{cases} \dot{I}_i N_i / S_i, & \text{в області індуктора,} \\ 0, & \text{у повітрі,} \end{cases} \text{ (2)}$$

де $\sigma(T)$ – електропровідність жили, що залежить від температури, ω – кутова частота струму в індукторі, μ_0 – магнітна стала.

Як граничні умови для електромагнітної задачі задавалася умова симетрії відносно осі $r = 0$ і умова магнітної ізоляції на зовнішній границі:

$$\vec{A}_\varphi|_C = 0. \text{ (3)}$$

Зв'язок електромагнітної задачі із тепловою здійснювався за допомогою двох величин – джоулевого тепловиділення в жилі q та нелінійної залежності електропровідності жили $\sigma(T)$.

Теплова задача для невідомого розподілу температури T включала наступне диференціальне рівняння теплопереносу за рахунок механізмів теплопровідності та конвекції:

$$\rho C_p(T) \mathbf{u} \cdot \nabla T - \nabla \cdot (\lambda(T) \nabla T) = \begin{cases} q, & \text{в області жили,} \\ 0, & \text{в інших} \\ & \text{елементах області,} \end{cases} \quad (4)$$

де ρ , C_p , λ – густина, питома теплоємність і теплопровідність матеріалу відповідного середовища, що залежать від температури; $\mathbf{u} = (0, v)$ – швидкість руху жили; q – питома потужність джерела тепла, обумовлена індукційним нагрівом жили наведеними струмами. Вона визначалась як

$$q = \frac{\dot{J} \dot{J}^*}{\sigma} = \omega^2 \sigma (A_\varphi \cdot A_\varphi^*), \quad (5)$$

де $\dot{J} = -j\omega \sigma \dot{A}_\varphi$ – діюче значення густини наведеного струму; \dot{A}_φ^* – комплексно-спряжена величина векторного магнітного потенціалу.

Як граничні умови для теплової задачі приймалися наступні:

- на осі симетрії $r = 0$ – умова симетрії;
- на зовнішній границі розрахункової області, а також на вхідній (в напрямку руху) границі жили температура дорівнює температурі навколишнього середовища $T = T_0$;
- на вихідній границі жили задавався лише конвективний перенос теплоти;
- на границях індуктора температура припускалась постійною і дорівнювала 70°C , що пов'язано з наявністю водяного охолодження витків індуктора.

Диференціальні рівняння для електромагнітного поля (1) – (2) і температурного поля (4) з урахуванням зазначених граничних умов представляли зв'язану електротеплову задачу, що вирішувалась чисельно методом скінченних елементів за допомогою пакету програм Comsol [31]. Залежності змінення від температури величин $\rho(T)$, $C_p(T)$, $\lambda(T)$ для алюмінієвої жили задавалися за даними бібліотеки матеріалів цього пакету.

Аналіз результатів розрахунку електротеплової задачі. При виконанні розрахунків використовувалися наступні значення параметрів. Розміри розрахункової області – $4,5 \times 0,2$ м. Довжина індуктора – 2 м, внутрішній діаметр – 40 мм, кількість витків $N_i = 50$. Струм в індукторі вибирався з умови, що температура жили на виході із індуктора дорівнює приблизно температурі відпалювання для алюмінію $T_{an} = 400\text{--}430^\circ\text{C}$, частота струму в індукторі змінювалась від 50 до 5000 Гц. Діаметр жили – 28 мм, швидкість її руху – $v = 0,5$ м/хв. Температура навколишнього повітря $T_0 = 20^\circ\text{C}$.

Ізолінії векторного магнітного потенціалу $A(r, z)$ та розподіл магнітної індукції $|\mathbf{B}|$ у розрахунковій області при частоті струму 50 Гц наведено на рис. 2,а. Магнітне поле зосереджене в скін-шарі, який при частоті 50 Гц становить $\delta = \sqrt{1/(\pi f \mu_0 \sigma)} = 15$ мм. Звідси, джоулеві втрати виділялись майже по всьому об'ємі жили, що призводило до рівномірного її нагрівання по товщині.

Розподіл температури в розрахунковій області показано на рис. 2,б, а на рис. 2,в – розподіл температури

вздовж осі z на осі симетрії (нижня крива) та на поверхні жили (верхня крива) при частоті струму 50 Гц.

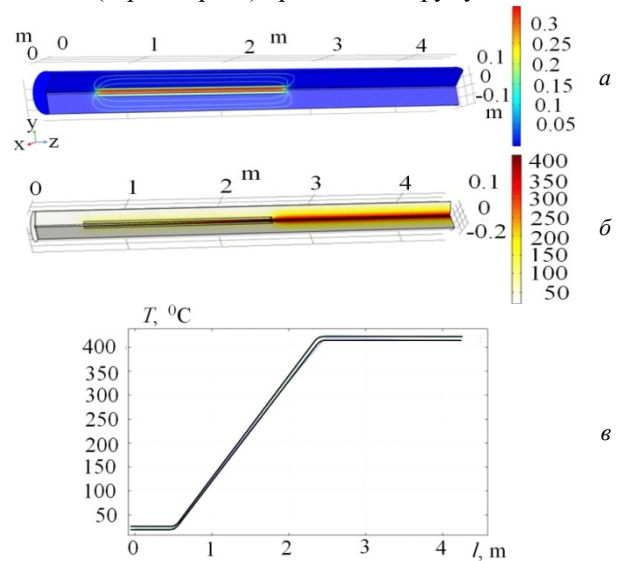


Рис. 2. Ізолінії векторного магнітного потенціалу та розподіл магнітної індукції у розрахунковій області при частоті струму 50 Гц (а); розподіл температури в розрахунковій області (б); розподіл температури вздовж осі z на осі симетрії (нижня крива) та на поверхні жили (верхня крива) при частоті струму 50 Гц (в)

Як впливає з результатів розрахунку, температура по глибині жили розподілена рівномірно внаслідок малого діаметру жили. Також температура зростає на ділянці «вхід – вихід із індуктора» по лінійному закону, досягаючи на виході необхідної температури відпалювання – 420°C .

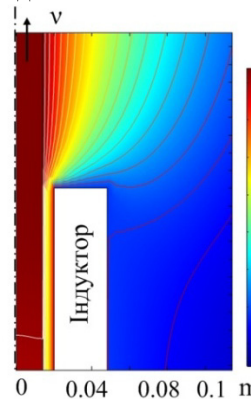


Рис. 3. Розподіл температури на виході із індуктора

Для кількісної оцінки ступеня нерівномірності нагрівання жили по її глибині, можна використовувати коефіцієнт нерівномірності температури:

$$k_T = \frac{(T_{\max} - T_{\min})}{0,5(T_{\max} + T_{\min})} \cdot 100, \quad (6)$$

де T_{\max} , T_{\min} – відповідно максимальна і мінімальна температура в радіальному перерізі жили на виході з індуктора. Для досліджуваного випадку за даними рис. 2,в, величина $k_T = 1,6\%$.

Електромагнітна задача на рівні елементарної комірки – на мікрорівні. Розглянута вище електротеплова задача не дозволяє провести детальний аналіз електромагнітних процесів в індукторі внаслідок відносно великої його довжини – співвідношення довжина/діаметр дорівнює 50. Для такого аналізу далі розглядалась додаткова задача на рівні елементарної комірки.

На рис. 4 показано структуру індуктора, що складається із масивних мідних витків, виконаних із мідної трубки, які охолоджуються рідиною, що прокачується в цій трубці. Через велику довжину індуктора та наявність значного числа витків в його структурі було виділено елементарну комірку, яка включала один виток індуктора та фрагмент жили, розташованої біля цього витка (вона показана на рис. 4 пунктирною лінією).

При цьому припускалось, що вся структура задачі може бути отримана шляхом періодичного повторення цієї комірки вздовж осі z і загальна кількість таких комірок дорівнює числу витків індуктора N_i .

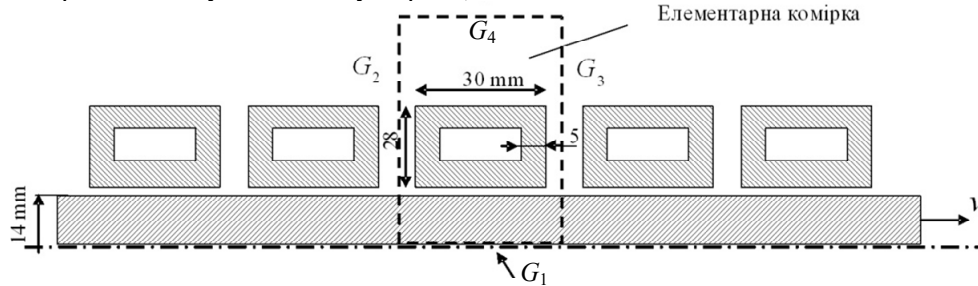


Рис. 4. Структура багатовиткового індуктора з виділеною елементарною коміркою

Математична модель електромагнітної задачі в області елементарної комірки в наближенні, що жила є нерухомою (наближення малого значення магнітного числа Рейнольдса) і припускаючи справедливості вісесиметричної постановки, має наступний вигляд:

- в області жили –

$$j\omega\sigma(T)\dot{A}_\varphi + \mu_0^{-1}\nabla \times (\nabla \times \dot{A}_\varphi) = 0; \quad (7)$$

- в області витка індуктора –

$$\begin{cases} j\omega\sigma \dot{A}_\varphi + \mu_0^{-1}\nabla \times (\nabla \times \dot{A}_\varphi) = \sigma \frac{\dot{U}_{turn}}{2\pi r}; \\ \int_{S_{turn}} \dot{J} dS = \dot{I}_{turn}, \quad \dot{J} = \sigma \left(\frac{\dot{U}_{turn}}{2\pi r} - j\omega \dot{A}_\varphi \right); \end{cases} \quad (8)$$

- в повітрі –

$$\mu_0^{-1}\nabla \times (\nabla \times \dot{A}_\varphi) = 0, \quad (9)$$

де \dot{U}_{turn} – невідома напруга в перерізі витка, яка розраховується разом із векторним магнітним потенціалом \dot{A} при заданому значенні електричного струму у витку \dot{I}_{turn} . Оскільки всі витки індуктора з'єднані послідовно, то цей струм дорівнює струму індуктора \dot{I}_i , який вважається заданим.

Задавалися наступні граничні умови для електромагнітної задачі (7) – (9): умова симетрії відносно осі $r = 0$ на границі G_1 (див. рис. 4), умова парної симетрії на бокових границях G_2, G_3 та умова магнітної ізоляції на зовнішній границі $G_4 - A_\varphi|_{G_4} = 0$.

На рис. 5 показано розрахований в пакеті Comsol розподіл магнітного поля $|B|$, Тл (ліворуч) та густини електричного струму $|J|$, А/м² (праворуч) в перерізі елементарної комірки при різній частоті електричного струму f . Струм у витку індуктора приймався 1 А.

При цьому не враховувалась дія кінцевих ефектів в індукторі, однак при великій його довжині ці ефекти слабо впливають на інтегральні характеристики, і відповідно на кінцеве значення температури жили на виході із індуктора.

Прийняті при розрахунках розміри витків індуктора показано на рис. 4. Припускалось, що всі витки індуктора з'єднані послідовно, а також, що температура жили в області комірки дорівнювала середній температурі жили по її довжині 220 °С.

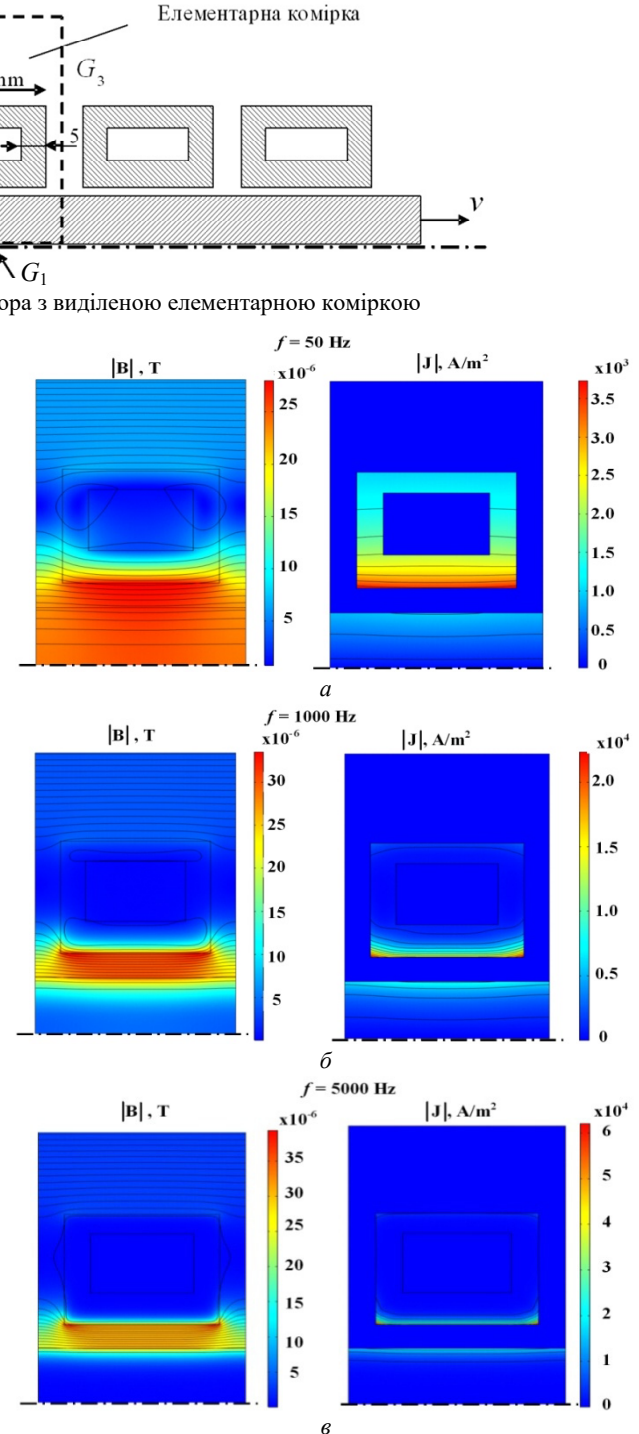


Рис. 5. Розподіли магнітного поля (ліворуч) та густини електричного струму (праворуч) в перерізі елементарної комірки при частоті електричного струму: 50 Гц (а); 1000 Гц (б); 5000 Гц (в)

Із наведених рисунків видно прояв наступних ефектів:

- скін-ефект, коли магнітне поле та електричний струм витісняються на поверхню провідника;
- ефект близькості, коли наявність сусідніх витків зменшує струм на бокових гранях витка, що належить до комірки;
- геометричний ефект, коли внаслідок циліндричної структури витка електричний струм збільшується на внутрішній його поверхні і зменшується на зовнішній. За даними рис. 5 видно, як при зростанні частоти збільшується проява цих ефектів.

Розподіл магнітного поля в індукторі великої довжини, що досліджується в даній задачі, може бути отримано шляхом періодичного повторення картини магнітного поля для комірки – такі картини наведені на рис. 6 для трьох значень частоти джерела живлення. Зазначимо, що такий розподіл буде справедливим для внутрішніх ділянок індуктора і буде відрізнятися від розподілу в його кінцевих зонах. Але використання такого підходу, що базується на розрахунку поля елементарної комірки, дозволяє значно спростити задачу розрахунку електромагнітних процесів індукторів великої довжини, який і використовується в задачі індукційного нагрівання жили силового кабелю.

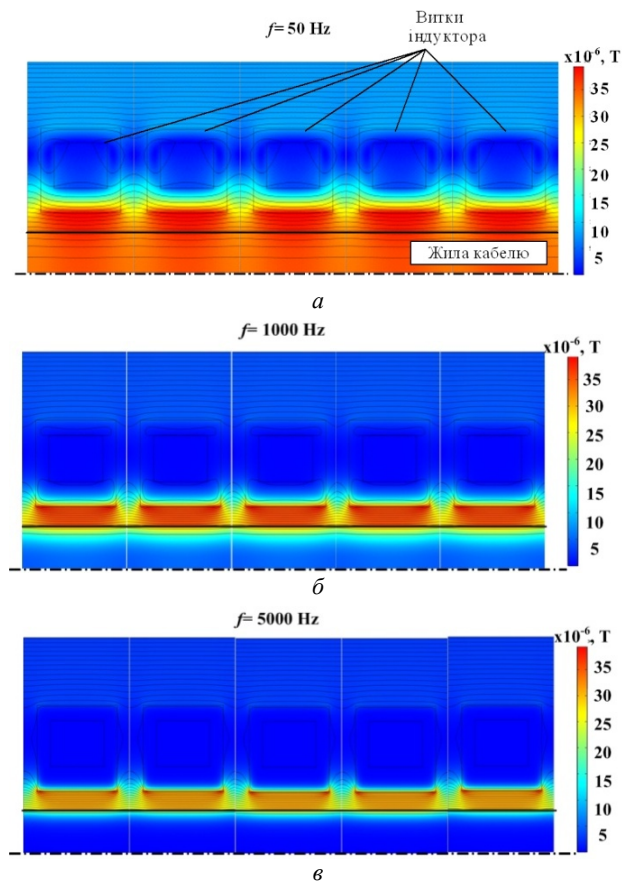


Рис. 6. Розподіли магнітного поля в індукторі великої довжини при частоті електричного струму: 50 Гц (а); 1000 Гц (б); 5000 Гц (в)

Розрахунок еквівалентних електричних параметрів одного витка та багатовиткового індуктора в цілому. За результатами розрахунку електромагнітного поля в області елементарної комірки можуть

бути розраховані еквівалентні електричні параметри одного витка індуктора як елемента цієї комірки в залежності від частоти електричного струму. При цьому в роботі використовується послідовна схема заміщення витка (рис. 7,а), та багатовиткового індуктора в цілому (рис. 7,б).

Схема заміщення багатовиткового індуктора із числом витків N_i має таку ж структуру, як і схема для комірки на рис. 7,а, тільки значення всіх параметрів помножено на це число витків N_i (рис. 7,б).

Ці схеми містять активний опір витка $R'_{ind}(\omega)$, активний опір фрагмента жили $R'_{core}(\omega)$ та еквівалентну індуктивність $L'_{eq}(\omega)$, де $\omega = 2\pi f$ – кутова частота електричного струму. Позначення цих елементів зі штрихом означає, що вони відносяться до одного витка індуктора.

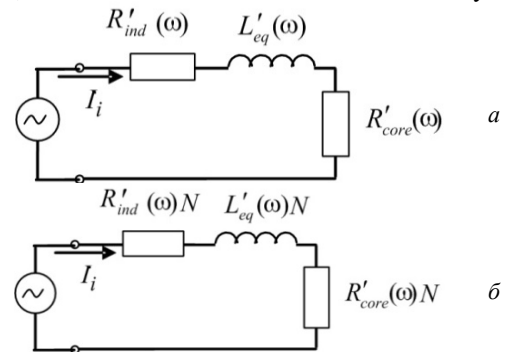


Рис. 7. Послідовні схеми заміщення: одного витка (а); багатовиткового індуктора в цілому (б)

Для розрахунку частотних залежностей цих параметрів використовувались наступні вирази:

$$R'_{ind}(\omega) = \frac{1}{I_i^2} \int_{S_{turn}} \frac{JJ^*}{\sigma} 2\pi r dS, \quad (10)$$

$$R'_{core}(\omega) = \frac{1}{I_i^2} \int_{S_{core}} \frac{JJ^*}{\sigma} 2\pi r dS, \quad (11)$$

$$L'_{eq}(\omega) = \frac{1}{I_i^2} \int_{S_{cell}} \dot{B}\dot{H}^* 2\pi r dS, \quad (12)$$

де S_{turn} , S_{core} , S_{cell} – відповідно поверхня витка, жили та елементарної комірки.

На рис. 8 показані розраховані частотні залежності цих параметрів елементарної комірки. З них можна заключити наступне.

Еквівалентний опір жили $R'_{core}(\omega)$ при невеликій частоті (< 50 Гц) наближається до малого (нульового) значення, в той час як опір витка $R'_{ind}(\omega)$ наближається до опору на постійному струмі.

Обидва опори зростають із ростом частоти і дозволяють розрахувати електричний ККД індуктора як співвідношення втрат у жилі до загальних втрат – у жилі та в індукторі.

Еквівалентна індуктивність комірки зменшується з найбільшою швидкістю в діапазоні частот 50 Гц – 1000 Гц, коли магнітне поле інтенсивно витісняється у повітряний проміжок.

При більших частотах індуктивність обумовлена переважно магнітним полем у цьому проміжку і її зменшення значно уповільнюється.

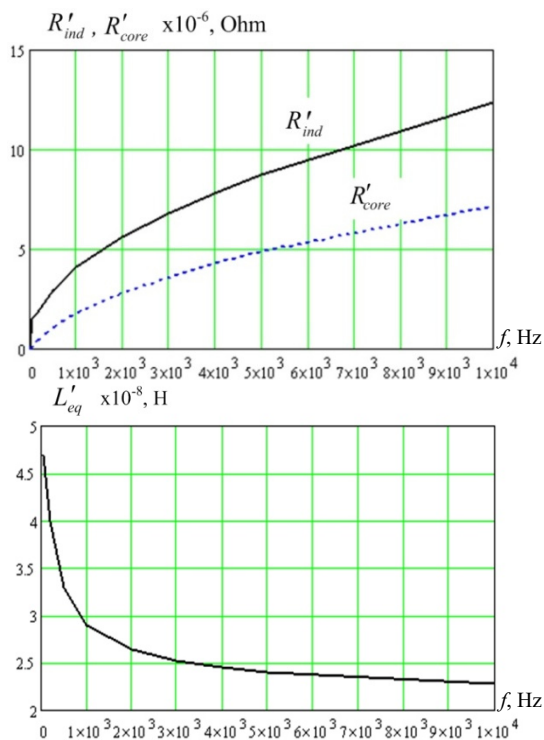


Рис. 8. Частотні залежності параметрів елементарної комірки: активного опору витка $R'_{ind}(\omega)$ і фрагмента жили $R'_{core}(\omega)$ (а); еквівалентної індуктивності $L'_{eq}(\omega)$ (б)

Використання схеми заміщення багатовиткового індуктора (рис. 7,б) дозволяє, використовуючи ще електричну схему для високочастотного джерела живлення, розрахувати електричні процеси в установці для індукційного нагрівання жили при різних частотах джерела живлення.

Знаючи залежності еквівалентних активних опорів витка та жили від частоти, можна розрахувати електричне ККД індуктора за виразом

$$\eta_i(\omega) = \frac{R'_{core}(\omega)}{R'_{core}(\omega) + R'_{ind}(\omega)} \quad (13)$$

Результати розрахунку ККД індуктора, як функції частоти джерела живлення, отримані з використанням розрахованих активних опорів, що наведені на рис. 8, представлені на рис. 9 суцільною кривою.

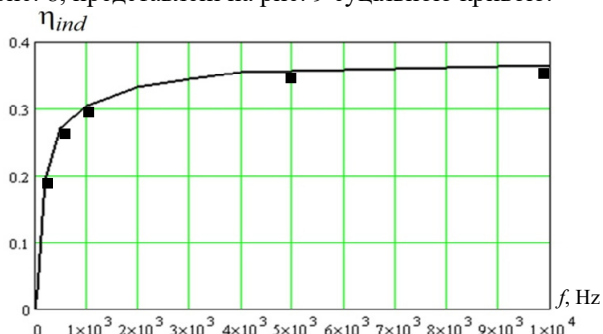


Рис. 9. Частотна залежність ККД індуктора як результат розрахунку для елементарної комірки (суцільна крива), так і для індуктора в цілому (позначки ■)

З цього рисунку видно, що ефективність нагрівання жили на промисловій частоті доволі низька електричне ККД дорівнює $\eta_{ind} = 0,028$. Оптимальне значення частоти складає 1–2 кГц і при цьому електричний ККД відповідно $\eta_{ind} = 0,3–0,33$.

Хоча при подальшому збільшенні частоти електричний ККД дещо зростає, але при цьому також зростають втрати в напівпровідникових елементах джерела живлення і тому рекомендації щодо збільшення частоти $f > 2000$ Гц потребують додаткових досліджень.

Результати розрахунку температурного поля в жилі при оптимальній частоті 1000 Гц показують однорідний розподіл температури по глибині жили на виході із індуктора – коефіцієнт нерівномірності температури $k_T = 2\%$.

Для верифікації запропонованої комп'ютерної моделі, що побудована на основі методу мультимасштабного моделювання, було проведено двовимірний розрахунок електромагнітної задачі для всієї розрахункової області, що містить багатовитковий індуктор із масивними витками, алюмінієву жилу та область повітря загальноприйнятим способом. Отриманий розподіл силових ліній магнітного поля в розрахунковій області для частоти струму 1000 Гц показано на рис. 10.



Рис. 10. Розподіл силових ліній магнітного поля в перерізі багатовиткового індуктора при частоті 1000 Гц

За результатами розрахунку були визначені загальні втрати в індукторі, в жилі і на їх основі розраховувалося електричний ККД індуктора $\eta_i(\omega)$. Результати цих розрахунків наведено на рис. 9 позначками ■. Порівняння результатів розрахунків, отриманих із використанням елементарної комірки (суцільна крива) і при розгляді індуктора в цілому (показані позначкою ■) свідчить про узгодженість цих результатів. При цьому для розрахунку загальноприйнятим способом задачі, результати якої представлено на рис. 10, потрібно значно більше комп'ютерних ресурсів, і це є особливою рисою розрахунку саме індукторів відносно великої довжини, що використовуються в технологічних процесах виготовлення струмопровідних жил силових кабелів.

В табл. 1 наведені результати експериментального дослідження характеристик алюмінієвого дроту, що використовується на ПАТ «Завод Південкабель» при виготовленні струмопровідної жили, до та після процесу відпалювання, реалізованого нагріванням електротенами у спеціальній камері з подальшою витримкою у термостаті.

Таблиця 1
Результати експериментального дослідження характеристик алюмінієвого дроту

Матеріал – алюмінієва жила	Опір розривання, Н/м ²	Відносне подовження, %	Питомий електричний опір при 20 °С, Ом·м
до відпалювання	177,9	2,0	$2,80 \cdot 10^{-4}$
після відпалювання	87,6	38	$2,77 \cdot 10^{-4}$

Підвищення пластичності алюмінієвої жили силових кабелів дозволяє суттєво прискорити роботи по відновленню ліній електропередачі (ЛЕП) України у воєнний і повоєнний періоди з використанням незруйнованих кабельних каналів і лотків та підвищити надійність систем електроживлення вітчизняних об'єктів критичної інфраструктури.

Підвищення питомої електропровідності алюмінієвої жили кабелів додатково дозволяє або зменшити

її переріз, і відповідно об'єм всіх активних матеріалів в конструкції силових кабелів, або додатково підвищити надійність систем електроживлення.

Отримані у статті результати обґрунтовують доцільність створення експериментального зразка установки високочастотної (1–2 кГц) індукційної термообробки алюмінієвої жили силових кабелів на напругу до 110 кВ для уточнення технологічних і економічних показників такої термообробки, зокрема при її використанні у промислових лініях безперервного накладання сучасної тришарової зшитої поліетиленової ізоляції на рухому алюмінієву жилу кабелів, які серійно виготовляє ПАТ «Завод Південкабель» (м. Харків, Україна).

Висновки.

Розроблено математичну та комп'ютерну моделі для аналізу електротеплових процесів в установці індукційного нагрівання алюмінієвої жили силового кабелю для реалізації технологічного процесу відпалювання цієї жили. Враховуючи конструктивні особливості індуктора для реалізації такого процесу (зокрема, велику довжину індуктора та значну кількість його масивних витків), у роботі використовувався метод мультимасштабного моделювання.

При цьому, на макрорівні досліджувались електротеплові процеси в жилі, а на мікрорівні (тобто на рівні елементарної комірки, що містить лише один виток індуктора та фрагмент жили) розраховувався розподіл електромагнітного поля та густини електричного струму в перерізі масивного мідного витка індуктора з урахуванням особливостей його конструкції. На обох рівнях у роботі використовувався чисельний метод скінченних елементів, реалізований в пакеті програм Comsol.

За результатами розрахунку електромагнітного поля на рівні елементарної комірки, отримано частотні залежності еквівалентних R , L параметрів індуктора із врахуванням скін-ефекту, ефекту близькості та геометричного ефекту та досліджено кількісний вплив частоти електричного струму на ці ефекти.

Отримано залежність електричного ККД індуктора від частоти джерела живлення.

Аналіз отриманих чисельних результатів показав, що при індукційній термообробці рухомої алюмінієвої жили діаметром 28 мм і протіканні в індукторі струмів частотою до 2 кГц ККД процесів термообробки може перевищувати 30 % і можуть бути реалізовані температурні режими, достатні для відпалювання такої жили без використання термоізоляційної камери.

Для верифікації запропонованої комп'ютерної моделі, що побудована на основі методу мультимасштабного моделювання, було проведено двовимірний розрахунок електромагнітної задачі для всієї розрахункової області, що містить багатовитковий індуктор із масивними витками, алюмінієву жилу та навколишню повітряну область загальноприйнятим способом. Порівняння результатів розрахунків свідчить про узгодженість отриманих результатів. При цьому для розрахунку задачі загальноприйнятим способом потрібно значно більше комп'ютерних ресурсів.

Отримані результати обґрунтовують доцільність створення експериментального зразка установки високочастотного (1–2 кГц) індукційного термовідпалювання алюмінієвої жили силових кабелів для уточ-

нення технологічних і економічних показників її використання у промислових лініях безперервного накладання сучасної тришарової зшитої поліетиленової ізоляції на рухому алюмінієву жилу кабелів на напругу до 110 кВ, які серійно виготовляє ПАТ «Завод Південкабель» (м. Харків, Україна).

Конфлікт інтересів. Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Кириленко О.В., Жуйков В.Я., Денисюк С.П. Використання динамічної тарифікації для оптимізації техніко-економічних показників Microgrid на локальних ринках України. *Технічна електродинаміка*, 2022, № 3, С. 37–48. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2022.03.037>.
2. Lezama F., Soares J., Hernandez-Leal P., Kaisers M., Pinto T., Vale Z. Local Energy Markets: Paving the Path Toward Fully Transactive Energy Systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2019, vol. 34, no. 5, pp. 4081–4088. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2018.2833959>.
3. Sinha A., Basu A.K., Lahiri R.N., Chowdhury S., Chowdhury S.P., Crossley P.A. Setting of Market Clearing Price (MCP) in Microgrid Power Scenario. *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, 2008, pp. 1–8. doi: <https://doi.org/10.1109/PES.2008.4596357>.
4. Hirsch A., Parag Y., Guerrero J. Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 90, pp. 402–411. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.03.040>.
5. Золотарьов В.М., Щерба А.А., Карпушенко В.П., Перетятко Ю.В., Золотарьов В.В., Обозний А.Л. *Рекомендації щодо вибору характеристик, конструкцій і застосування самоутримних ізолюваних проводів виробництва ЗАТ «Завод «Південкабель» на повітряних лініях електропередачі підвищеної надійності та безпеки*. Харків: Майдан, 2008. 62 с.
6. Peschke E., Olshausen R. *Cable Systems for High and Extra-High Voltage*. MCD Verlag, 1999. 296 p.
7. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. *Кабели с полимерной изоляцией на сверх-высокие напряжения*. Киев: Институт электродинамики НАН Украины, 2013. 550 с.
8. Bezprozvannykh G.V., Pushkarov A. Increasing noise immunity of cables for fire protection systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 54–58. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.07>.
9. Кириленко О.В., Бінов І.В., Парус Є.В., Трач І.В. Оцінка ефективності використання систем накопичення електроенергії в електричних мережах. *Технічна електродинаміка*, 2021, № 4, С. 44–54. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.044>.
10. Nijman E., Buchegger B., Böhrer E., Rejlek J. Experimental Characterization and Dynamic Modelling of Electrical Cables. *SAE International Journal of Advances and Current Practices in Mobility*, 2023, vol. 5, no. 2, pp. 888–896. doi: <https://doi.org/10.4271/2022-01-0952>.
11. Baranov M.I., Rudakov S.V. Electrothermal Action of the Pulse of the Current of a Short Artificial-Lightning Stroke on Test Specimens of Wires and Cables of Electric Power Objects. *Journal of Engineering Physics and Thermophysics*, 2018, vol. 91, no. 2, pp. 544–555. doi: <https://doi.org/10.1007/s10891-018-1775-2>.
12. Shazly J.H., Mostafa M.A., Ibrahim D.K., Abo El Zahab E.E. Thermal analysis of high-voltage cables with several types of insulation for different configurations in the presence of harmonics. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2017, vol. 11, no. 14, pp. 3439–3448. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2016.0862>.
13. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric energy loss at energy exchange between capacitors as function of their initial voltages and capacitances ratio. *Technical Electrodynamics*, 2016, no. 3, pp. 9–11. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009>.
14. Білецький О.О., Супруновська Н.І., Щерба А.А. Залежність енергетичних характеристик кіл заряду суперконденсаторів від їх початкових і кінцевих напруг. *Технічна електродинаміка*, 2016, № 1, С. 3–10. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.003>.
15. Ochin P., Gilchuk A.V., Monastyrsky G.E., Koval Y., Shcherba A.A., Zaharchenko S.N. Martensitic Transformation in Spark

Plasma Sintered Compacts of Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark Erosion Method in Cryogenic Liquids. *Materials Science Forum*, 2013, vol. 738-739, pp. 451-455. doi: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/MSF.738-739.451>.

16. Вінниченко Д.В. Вплив електричних параметрів високовольтних електророзрядних установок синтезу нановуглецю на їхню продуктивність і питомі енерговитрати. *Технічна електродинаміка*, 2016, № 4, С. 95-97. doi: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.04.095>.

17. Ametani A., Xue H., Ohno T., Khalilhezahad H. *Electromagnetic Transients in Large HV Cable Networks: Modeling and calculations*. The Institute of Engineering Technology, 2021. 591 p. doi: <https://doi.org/10.1049/PBPO204E>.

18. Мохорт А.В., Чумак М.Г. *Термічна обробка металів*. Київ: Либідь, 2002. 512 с.

19. Rudnev V., Loveless D., Cook R. *Handbook of induction heating*. Boca Raton, CRS Press, 2017. 776 p. doi: <https://doi.org/10.1201/9781315117485>.

20. Sharma G.K., Pant P., Jain P.K., Kankar P.K., Tandon P. Numerical and experimental analysis of heat transfer in inductive conduction based wire metal deposition process. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science*, 2022, vol. 236, no. 5, pp. 2395-2407. doi: <https://doi.org/10.1177/09544062211028267>.

21. Bao L., Wang B., You X., Li H., Gu Y., Liu W. Numerical and experimental research on localized induction heating process for hot stamping steel sheets. *International Journal of Heat and Mass Transfer*, 2020, vol. 151, art. no. 119422. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2020.119422>.

22. Mortimer J., Rudnev V., Clowes D., Shaw B. Intricacies of Induction Heating of Wires, Rods, Ropes & Cables. *Wire Forming Technology International*, Winter 2019, pp. 46-50.

23. Lope I., Acero J., Carretero C. Analysis and Optimization of the Efficiency of Induction Heating Applications With Litz-Wire Planar and Solenoidal Coils. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, vol. 31, no. 7, pp. 5089-5101. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2478075>.

24. Fisk M., Ristinmaa M., Hultkrantz A., Lindgren L.-E. Coupled electromagnetic-thermal solution strategy for induction heating of ferromagnetic materials. *Applied Mathematical Modelling*, 2022, vol. 111, pp. 818-835. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apm.2022.07.009>.

25. Siesing L., Frogner K., Cedell T., Andersson M. Investigation of Thermal Losses in a Soft Magnetic Composite Using Multiphysics Modelling and Coupled Material Properties in an Induction Heating Cell. *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, 2016, vol. 08, no. 09, pp. 182-196. doi: <https://doi.org/10.4236/jemaa.2016.89018>.

26. Amarulloh A., Haikal H., Atmoko N.T., Utomo B.R., Setiadi D., Marchant D., Zhu X., Riyadi T.W.B. Effect of power and diameter on temperature and frequency in induction heating process of AISI 4140 steel. *Mechanical Engineering for Society and Industry*, 2022, vol. 2, no. 1, pp. 26-34. doi: <https://doi.org/10.31603/mesi.6782>.

27. Shang F., Sekiya E., Nakayama Y. Application of High-Frequency Induction Heating Apparatus to Heat Treatment of 6061 Aluminum Alloy. *Materials Transactions*, 2011, vol. 52, no. 11, pp. 2052-2060. doi: <https://doi.org/10.2320/matertrans.L-M2011825>.

28. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. *Многомасштабное моделирование в электротехнике*. Киев: Институт электродинамики НАН Украины, 2011. 255 с.

29. Kovachki N., Liu B., Sun X., Zhou H., Bhattacharya K., Ortiz M., Stuart A. Multiscale modeling of materials: Computing, data science, uncertainty and goal-oriented optimization. *Mechanics of Materials*, 2022, vol. 165, art. no. 104156. doi: <https://doi.org/10.1016/j.mechmat.2021.104156>.

30. Ryu C.J., Kudeki E., Na D.-Y., Roth T.E., Chew W.C. Fourier Transform, Dirac Commutator, Energy Conservation, and Correspondence Principle for Electrical Engineers. *IEEE Journal on Multiscale and Multiphysics Computational Techniques*, 2022, vol. 7, pp. 69-83. doi: <https://doi.org/10.1109/JMMCT.2022.3148215>.

31. Режим доступу: <https://www.comsol.com> (Дата звернення: 22.03.2023).

REFERENCES

I. Kyrylenko O.V., Zhuikov V.Y., Denysiuk S.P. Use of dynamic tariffication for optimization microgrid technical and economic indicators in local electricity markets. *Technical Electrodynamics*, 2022, no. 3, pp. 37-48. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techmed2022.03.037>.

2. Lezama F., Soares J., Hernandez-Leal P., Kaisers M., Pinto T., Vale Z. Local Energy Markets: Paving the Path Toward Fully Transactive Energy Systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2019, vol. 34, no. 5, pp. 4081-4088. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2018.2833959>.

3. Sinha A., Basu A.K., Lahiri R.N., Chowdhury S., Chowdhury S.P., Crossley P.A. Setting of Market Clearing Price (MCP) in Microgrid Power Scenario. *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, 2008, pp. 1-8. doi: <https://doi.org/10.1109/PES.2008.4596357>.

4. Hirsch A., Parag Y., Guerrero J. Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 90, pp. 402-411. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.03.040>.

5. Zolotarev V.M., Shcherba A.A., Karpushenko V.P., Peretiakho Yu.V., Zolotarev V.V., Oboznyi A.L. *Recommendations for the selection of characteristics, designs and application of self-carrying insulated wires produced by PJSC YUZH-CABLE WORKS for overhead power lines of increased reliability and safety*. Kharkiv, Maidan Publ., 2008. 62 p. (Ukr).

6. Peschke E., Olshausen R. *Cable Systems for High and Extra-High Voltage*. MCD Verlag, 1999. 296 p.

7. Shydlovsky A.K., Shcherba A.A., Zolotariev V.M., Podoltsev A.D., Kucheriavaia I.N. *Polymer insulated cables for extra high voltage*. Kyiv, Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine Publ., 2013. 550 p. (Rus).

8. Bezprozvannykh G.V., Pushkar O.A. Increasing noise immunity of cables for fire protection systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 54-58. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.07>.

9. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Parus E.V., Trach I.V. Evaluation of efficiency of use of energy storage system in electric networks. *Technical Electrodynamics*, 2021, no. 4, pp. 44-54. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techmed2021.04.044>.

10. Nijman E., Buchegger B., Böhrer E., Rejlek J. Experimental Characterization and Dynamic Modelling of Electrical Cables. *SAE International Journal of Advances and Current Practices in Mobility*, 2023, vol. 5, no. 2, pp. 888-896. doi: <https://doi.org/10.4271/2022-01-0952>.

11. Baranov M.I., Rudakov S.V. Electrothermal Action of the Pulse of the Current of a Short Artificial-Lightning Stroke on Test Specimens of Wires and Cables of Electric Power Objects. *Journal of Engineering Physics and Thermophysics*, 2018, vol. 91, no. 2, pp. 544-555. doi: <https://doi.org/10.1007/s10891-018-1775-2>.

12. Shazly J.H., Mostafa M.A., Ibrahim D.K., Abo El Zahab E.E. Thermal analysis of high-voltage cables with several types of insulation for different configurations in the presence of harmonics. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2017, vol. 11, no. 14, pp. 3439-3448. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2016.0862>.

13. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric energy loss at energy exchange between capacitors as function of their initial voltages and capacitances ratio. *Technical Electrodynamics*, 2016, no. 3, pp. 9-11. doi: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.03.009>.

14. Beletsky O.A., Suprunovska N.I., Shcherba A.A. Dependences of power characteristics of circuit at charge of supercapacitors. *Technical Electrodynamics*, 2016, no. 1, pp. 3-10. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.01.003>.

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

16. Vinnychenko D.V. Influence of electrical parameters of high-voltage electric-discharge systems for synthesis of nanocarbon on their performance and specific power inputs. *Technical Electrodynamics*, 2016, no. 4, pp. 95-97. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.04.095>.

17. Ametani A., Xue H., Ohno T., Khalilhezahad H. *Electromagnetic Transients in Large HV Cable Networks: Modeling and calculations*. The Institute of Engineering Technology, 2021. 591 p. doi: <https://doi.org/10.1049/PBPO204E>.

18. Mokhort A.V., Chumak M.G. *Thermal processing of metals*. Kyiv, Lybid Publ., 2002. 512 p. (Ukr)

19. Rudnev V., Loveless D., Cook R. *Handbook of induction heating*. Boca Raton, CRS Press, 2017. 776 p. doi: <https://doi.org/10.1201/9781315117485>.

20. Sharma G.K., Pant P., Jain P.K., Kankar P.K., Tandon P. Numerical and experimental analysis of heat transfer in inductive conduction based wire metal deposition process. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science*, 2022, vol. 236, no. 5, pp. 2395-2407. doi: <https://doi.org/10.1177/09544062211028267>.
21. Bao L., Wang B., You X., Li H., Gu Y., Liu W. Numerical and experimental research on localized induction heating process for hot stamping steel sheets. *International Journal of Heat and Mass Transfer*, 2020, vol. 151, art. no. 119422. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2020.119422>.
22. Mortimer J., Rudnev V., Clowes D., Shaw B. Intricacies of Induction Heating of Wires, Rods, Ropes & Cables. *Wire Forming Technology International*, Winter 2019, pp. 46-50.
23. Lope I., Acero J., Carretero C. Analysis and Optimization of the Efficiency of Induction Heating Applications With Litz-Wire Planar and Solenoidal Coils. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, vol. 31, no. 7, pp. 5089-5101. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2478075>.
24. Fisk M., Ristinmaa M., Hultkrantz A., Lindgren L.-E. Coupled electromagnetic-thermal solution strategy for induction heating of ferromagnetic materials. *Applied Mathematical Modelling*, 2022, vol. 111, pp. 818-835. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apm.2022.07.009>.
25. Siesing L., Frogner K., Cedell T., Andersson M. Investigation of Thermal Losses in a Soft Magnetic Composite Using Multiphysics Modelling and Coupled Material Properties in an Induction Heating Cell. *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, 2016, vol. 08, no. 09, pp. 182-196. doi: <https://doi.org/10.4236/jemaa.2016.89018>.
26. Amarulloh A., Haikal H., Atmoko N.T., Utomo B.R., Setiadi D., Marchant D., Zhu X., Riyadi T.W.B. Effect of power and diameter on temperature and frequency in induction heating process of AISI 4140 steel. *Mechanical Engineering for Society and Industry*, 2022, vol. 2, no. 1, pp. 26-34. doi: <https://doi.org/10.31603/mesi.6782>.
27. Shang F., Sekiya E., Nakayama Y. Application of High-Frequency Induction Heating Apparatus to Heat Treatment of 6061 Aluminum Alloy. *Materials Transactions*, 2011, vol. 52, no. 11, pp. 2052-2060. doi: <https://doi.org/10.2320/matertrans.L-M2011825>.
28. Podoltsev A.D., Kucheriavaia I.N. *Multiscale modeling in electrical engineering*. Kyiv, Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine Publ., 2011. 255 p. (Rus).
29. Kovachki N., Liu B., Sun X., Zhou H., Bhattacharya K., Ortiz M., Stuart A. Multiscale modeling of materials: Computing, data science, uncertainty and goal-oriented optimization. *Mechanics of Materials*, 2022, vol. 165, art. no. 104156. doi: <https://doi.org/10.1016/j.mechmat.2021.104156>.
30. Ryu C.J., Kudeki E., Na D.-Y., Roth T.E., Chew W.C. Fourier Transform, Dirac Commutator, Energy Conservation, and Correspondence Principle for Electrical Engineers. *IEEE Journal on Multiscale and Multiphysics Computational Techniques*, 2022, vol. 7, pp. 69-83. doi: <https://doi.org/10.1109/JMMCT.2022.3148215>.
31. Available at: <https://www.comsol.com> (accessed 22 March 2023).

Надійшла (Received) 11.04.2023
 Прийнята (Accepted) 29.06.2023
 Опублікована (Published) 02.01.2024

Щерба Анатолій Андрійович¹, чл.-кор. НАН України, д.т.н.,
 Подольцев Олександр Дмитрович¹, д.т.н., гол.н.с.,
 Супруновська Наталія Ігорівна¹, д.т.н., пров.н.с.,
 Білянin Роман Володимирович², к.т.н.,
 Антонець Тарас Юрійович², к.т.н.,
 Маслюченко Ігор Миколайович³, к.т.н.,

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
 03057, Київ, пр. Берестейський, 56,
 e-mail: iednat1@gmail.com (Corresponding Author)

² ПАТ «Завод Південкабель»,

61099, Харків, вул. Автогенна, 7,

³ Науково-технічний центр ДП НАЕК «Енергоатом»,
 01054, Київ, вул. Гоголівська, 22-24.

How to cite this article:

Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Suprunovska N.I., Bilianin R.V., Antonets T.Yu., Masluhenko I.M. Modeling and analysis of electro-thermal processes in installations for induction heat treatment of aluminum cores of power cables. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 1, pp. 51-60. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.1.07>

A.A. Shcherba¹, O.D. Podoltsev¹, N.I. Suprunovska¹, R.V. Bilianin²,
 T.Yu. Antonets², I.M. Masluhenko³

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of
 Ukraine,

56, Prospect Beresteyskiy, Kyiv-57, 03057, Ukraine.

² YUZHicable WORKS, PJSC,

7, Avtogenna Str., Kharkiv, 61095, Ukraine.

³ Scientific and Technical Center SE «NNEGC «Energoatom»,
 22-24, Gogolivska Str., Kyiv, 01054, Ukraine.

Modeling and analysis of electro-thermal processes in installations for induction heat treatment of aluminum cores of power cables.

Introduction. The development of the electric power industry is directly related to the improvement of cable lines. Cable lines meet modern requirements for reliability, they are increasingly used. **Problem.** Currently, power cables with an aluminum multi-conductor core, which requires heat treatment - an annealing process at the stage of the technological manufacturing process, are widespread. This process makes it possible to desirably reduce the electrical resistance of the wire and increase its flexibility. For effective use of induction heating during annealing of an aluminum core, it is necessary to determine the optimal frequency of the power source of the inductor. Considering the long length of the inductor and the large number of its turns, the numerical calculation of the electromagnetic field, which is necessary for calculating the equivalent R, L parameters of the turns of the inductor and its efficiency, requires significant computer resources. The **goal** is to develop a computer model for calculating electro-thermal processes in an induction plant for heating (up to the annealing temperature) an aluminum core of a power cable moving in the magnetic field of a long multi-turn inductor, as well as obtaining frequency dependences of the equivalent R, L parameters of such an inductor and determining the optimal the value of the frequency of the power source, which corresponds to the maximum value of the electrical efficiency of the inductor.

Methodology. The mathematical model was developed to analyze the coupled electromagnetic and thermal processes occurring in a core moving in a time-harmonic magnetic field of an inductor at a constant speed. The differential equations for the electromagnetic and temperature fields, taking into account the boundary conditions, represent a coupled electro-thermal problem that was solved numerically by the finite element method using the Comsol software package. For a detailed analysis of the electromagnetic processes in the inductor, an additional problem was considered at the level of the elementary cell, which includes one turn of the inductor and a fragment of the core located near this turn. **Results.** According to the results of the calculation of the electromagnetic field in the area of the elementary cell, the equivalent electrical parameters of one turn of the inductor and the entire multi-turn inductor were calculated depending on the frequency of the electric current. The frequency dependences of the electrical efficiency of the inductor were calculated. **Originality.** Taking into account the design features of the inductor (its long length and large number of turns), the method of multiscale modeling was used. Electro-thermal processes in the core were studied at the macro level, and the distribution of the electromagnetic field and electric current density in the cross-section of the massive copper turn of the inductor was calculated at the micro level – at the level of an elementary cell containing only one turn of the inductor. The frequency dependences of the equivalent R, L parameters of the inductor, taking into account the skin effect, the proximity effect, and the geometric effect, were obtained, and the quantitative influence of the electric current frequency on these effects was studied. **Practical value.** The dependence of the electrical efficiency of the inductor on the frequency of the power source was obtained and it was shown that for effective heating of an aluminum core with a diameter of 28 mm, the optimal value of the frequency is in the range of 1–2 kHz, and at the same time the electrical efficiency reaches values of $\eta_{ind} = 0.3–0.33$, respectively. References 31, figures 10, table 1.

Key words: electromagnetic processes, induction heat treatment, aluminum conductive core, power cables, multiscale modeling, current frequency, inductor efficiency.

Г.В. Безпрозванних, М.В. Гринишина, Є.С. Москвітін

Вимоги до кабелів як категорії будівельної продукції та теплова стійкість силових кабелів

Проаналізовано світові тенденції урбанізації та їх вплив на розвиток кабельної індустрії. Представлено основні тренди розвитку будівельної галузі як рушійної сили сегменту вогнестійких та пожежебезпечних кабелів для забезпечення сучасної силової та інформаційної інфраструктури. Акцентовано на темпах застосування пожежебезпечних кабелів з низьким вмістом диму та безгалогенними композиціями у Європі. Зазначено, що для забезпечення жорстких вимог щодо пожежної безпеки кабельної інфраструктури у будівельному секторі введено узагальнену категорію «Силові, контрольні кабелі та кабелі зв'язку». Представлено класифікацію кабелів за пожежною ознакою відповідно до Регламенту будівельної продукції Європейського Союзу. Наведено критерії класифікації та методи випробувань для визначення вогнестійких характеристик кабелів відповідно до кількості випромінюваного тепла. Визначено теплову стійкість та пожежне навантаження в залежності від застосованих композитних полімерних галогеновмістких та безгалогенних композицій і конструктивного виконання силових кабелів низької напруги. Підтверджено ефективність безгалогенних композицій для забезпечення вимог щодо пожежебезпеки для кабелів з більшим діаметром струмопровідної жили та кількістю жил. Наголошено на необхідності створення відповідної сучасної сертифікованої випробувальної бази для визначення пожежної стійкості будівельної продукції категорії «Силові, контрольні кабелі та кабелі зв'язку». Бібл. 40, рис. 6.

Ключові слова: урбанізація, будівельна промисловість, кабельна інфраструктура, пожежна безпека, критерії класифікації кабелів, безгалогенні композиції, силові кабелі, теплова стійкість, пожежне навантаження, сертифікована випробувальна база.

Вступ. Вирішальними для розвитку кабельної промисловості є три основні галузі: електроенергетика, транспорт та будівництво. Інвестиції в ці сектори мають безпосередній вплив на попит кабелів та проводів. Обсяг світового ринку проводів і кабелів у 2022 р. оцінювався у 202,05 мільярда доларів США. Прогнозується, що з 2023 до 2030 р. він зростатиме у середньому на 4,2 % [1-3]. Одним з основних рушійних факторів при цьому є сучасна тенденція урбанізації, що призводить до збільшення міст з суттєво підвищеними вимогами до електричних мереж транспортування та розподілу електричної енергії. Це обумовлює розвиток відповідної інфраструктури із значним попитом на електроенергію в комерційному, промисловому та житловому секторах. Збільшення інвестицій у інтелектуальну модернізацію систем передачі та розподілу електроенергії і розвиток розумних мереж сприятиме зростанню ринку кабельно-провідникової продукції. Так, зокрема, впровадження технології інтелектуальної мережі задовольняє зростаючу потребу у системоутворюючих мережевих з'єднаннях, що призводить до зростання інвестицій у високоефективні силові підземні та підводні кабелі високої та надвисокої напруги, у тому числі постійного струму [1].

За даними ООН, близько 60 % населення світу житиме в містах до 2030 р., а до 2050 р. – 68 %, що призведе не лише до нових мережевих потреб, а й до оновлення зістареної інфраструктури. Тенденції щодо більш екологічних рішень при передаванні електричної енергії, наприклад, електронна мобільність (цифрова), також створюють додаткові можливості для кабельної промисловості. Зокрема, відновлювана енергетика є сектором, у якому суттєво зростає попит на кабельну продукцію. Інвестиції у відновлювані джерела енергії сприяють зростанню в сегменті попиту на силові кабелі середньої напруги [1, 2]. Інновації можуть суттєво змінити розподільчі мережі: кабельні технології пропонують реальні рішення, які перетворюють розподільчу інфраструктуру на активного гравця, наприклад, використовуючи потенціал передачі даних у кабелях живлення з вбудованими оптичними

волокнами. Рішення, серед іншого, дозволять здійснювати моніторинг і оцінку мережі, діяльність Інтернету речей [4, 5], а також надавати детальну інформацію про функціонування мережі.

Відповідно до зазначеної тенденції урбанізації очікується, що будівельний сегмент зростатиме найвищими темпами: 4,8 % у прогнозованому періоді. Завдяки реконструкції старих комерційних, житлових, промислових будівель та новому будівництву в усьому світі прогнозується зростання ринку кабельно-провідникової продукції. Це зростання розподіляється досить рівномірно між цивільним будівництвом, а також нежитловим (комерційним) та житловим сегментами будівництва, причому останній матиме найвищий рівень інвестицій. Швидкий економічний розвиток і урбанізація, особливо в Південно-Східній Азії, сприяє значному зростанню інвестицій у будівництво. На більш зрілих ринках, таких як у Європі та Північній Америці, динаміка зростання більш уповільнена: в даний час рівень урбанізації в Азії становить 50 %, в Північній Америці – 82 %, в Африці – 43 %. Наприклад, за даними Global Construction Perspectives та Oxford Economics (британських науковців-економістів) [6], до 2030 р. очікується, що світове будівельне виробництво зросте на 85 % та сягне 15,5 трильйонів доларів: Китай, США та Індія — трійка лідерів сприятиме зростанню на 57 %. Очікується, що наступні 15 років будівельний ринок США буде розвиватися швидше, ніж китайський [7]. Таким чином, зростаючий будівельний сектор сприятиме світовому зростанню ринку проводів і кабелів.

У Європі прогнозується, що кращі інвестиційні прогнози пов'язані з проектами цивільного будівництва (дороги, залізниці, аеро- та морські порти). Це сприятливі структурні тенденції для підвищення темпів зростання попиту на сигнально-блокувальні кабелі та кабелі управління. Так, будівельна продукція ЄС оцінюється, приблизно, у 500 млрд. євро. Крім того, будівництво є одним із основних європейських промислових секторів: на нього припадає 10 % Європей-

© Г.В. Безпрозванних, М.В. Гринишина, Є.С. Москвітін

ського ВВП. Цей домен забезпечує 20 мільйонів робочих місць на понад 3 млн. підприємств [8]. Такий величезний бізнес потрібно тримати відкритим внутрішнім ринком будівельної продукції відповідно до національних правил. Будівельна промисловість застосовує широкий спектр кабелів з відповідним комплексом електричних, механічних властивостей, стійкістю до впливу зовнішніх кліматичних факторів, і, в першу чергу, повинна задовольняти вимогам щодо пожежної безпеки. За прогнозами, сегмент будівництва прогнозується як найбільший сегмент на ринку вогнестійких кабелів. Посилення будівельної діяльності стимулює ринок вогнестійких кабелів в будівельній промисловості [7]. У будь-якому разі будівельний сектор є фактором, що стимулює зростання ринку проводів і кабелів. Торгівля будівельною продукцією в межах ЄС або Європейської економічної зони регулюється європейськими правилами та нормами [9-11]. Будівельна галузь охоплює всю проектну та будівельну діяльність, незалежно від того, чи стосується це населення та приватних будівель, транспортної інфраструктури, комунальних мереж, тощо. Відповідно до Регламенту про будівельну продукцію (CPR) силові, телекомунікаційні кабелі, кабелі даних, контрольні і управління, волоконно-оптичні відносяться до будівельної продукції в країнах-членах ЄС. Ці кабелі призначені для постачання електричної енергії та зв'язку, які стаціонарно встановлені в будівлях та інших інженерних спорудах [12]. Кабелі живлення, телекомунікації, даних і керування вважаються будівельними виробами, і є єдиними електротехнічними виробами, класифікованими як будівельні. Розроблені кабелі для підключення приладів або для внутрішньої проводки обладнання чи електричних приладів, а також усі ті кабелі, які не використовуються як кабелі для будівництва, не включено до категорії будівельної продукції. Регламент будівельної продукції в ЄС є обов'язковим для кабелів з 1 липня 2017 р. [12, 13].

Очікується [6], що протягом наступних 15 років у Східній Європі спостерігатиметься посилене зростання будівельної галузі, оскільки після завершення війни в Україні необхідно буде розпочати реконструкцію вартістю близько 1 трильйона доларів США. Стратегічним завданням при відбудові країни є застосування кабельно-провідникової продукції з підвищеними експлуатаційними властивостями, у тому числі і в будівельній галузі.

Метою даної роботи є аналіз вимог до кабелів за пожежною безпекою як категорії будівельної продукції та визначення теплової стійкості силових кабелів на підставі експериментальних теплових досліджень сучасних електроізоляційних композицій.

Постановка проблеми та аналіз літературних джерел. Регламент про будівельну продукцію встановлює узгоджені правила маркетингу будівельної продукції в ЄС [12]. Одне з правил полягає в тому, що виробники повинні надавати інформацію про безпеку своєї продукції: безпека при пожежі; безпека для користувачів; захист від шуму. На всі кабелі, які підпадають під категорію будівельної продукції, незалежно від типу, впливають лише характеристики безпеки у випадку пожежі (стійкість і реакція на вогонь) та

небезпечних речовин (викиди та вміст). Інші технічні характеристики, у тому числі електричні, механічні, визначено у відповідних стандартах на кабелі [14, 15]. Враховуючи, що кабелі забезпечують фундаментальну інфраструктуру сучасного будівельного сектора, першочергове значення для безпеки та надійності має суворе застосування найсучасніших вимог щодо пожежної безпеки такої інфраструктури. Реакція на пожежу будівельної продукції категорії «Силові, контрольні кабелі та кабелі зв'язку» є однією із найбільш актуальних проблем на даний момент у кабельній промисловості.

Кілометри кабелів, що прокладені всередині будівлі, повинні забезпечувати її безпеку, особливо під час пожеж і надзвичайних ситуацій. Високі вимоги до пожежної безпеки стосуються стійкості до поширення горіння при одиночному розташуванні кабелю і при прокладанні пучком (рис. 1); низького димо- та газовиділення; низької корозійної активності газів, що виділяються при горінні кабелю; вогнестійкості (збереження працездатності кабелю в умовах впливу на нього полум'я).

Виконання вимог з пожежної безпеки стало можливим завдяки новому класу матеріалів – безгалогенним композиціям, під якими розуміють стійкі до поширення полум'я полімерні матеріали з низьким димо- та газовиділенням, що не містять галогенів [16-19]. Очікується, що світовий ринок кабельних полімерних композицій у 2023 р. оцінюватиметься в 13,9 мільярдів доларів США завдяки зростаючому попитом в автомобільній, телекомунікаційній та будівельній галузях [7, 10]. На виробництво кабелів у Європі припадало 16,3 % світового виробництва полімерних матеріалів у 2019 р. [8]. Очікується, що до кінця 2023 р. застосування пожежобезпечних кабелів з низьким вмістом диму та безгалогенними композиціями становитиме понад 20 %. При цьому частка компаундів на основі полівінілхлоридного пластикату зменшиться з 50 % до 35 % [8, 10].

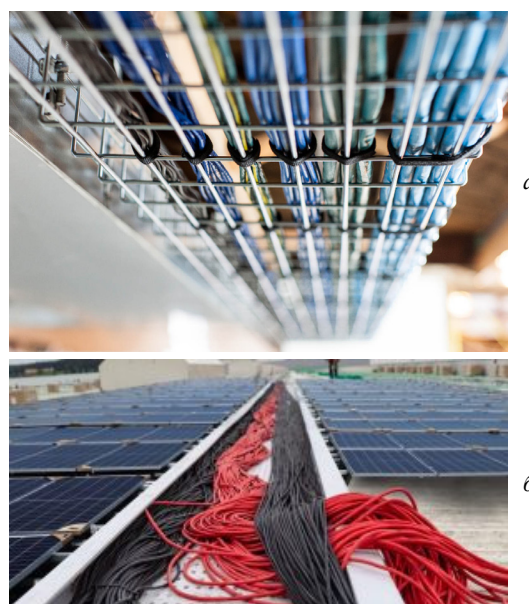


Рис. 1. Фрагменти розташування кабелів у пучках в середині (а) та на даху будівлі (б, культурно-розважального центру, приватного будинку, тощо)

У вересні 2020 р. німецька міжнародна група HEXPOL Technologies запустила комплексне портфоліо компаундів для проводів і кабелів на основі високоефективних матеріалів, добавок, передових технологій виготовлення кремнійорганічної гуми та термопластичних еластомерів, що відповідають міжнародним кабельним стандартам IEC 60811 [20] та EN 50363 [21]. Унікальні пожежобезпечні характеристики безгалогенних композицій включають низьке димовиділення, низьку токсичність і вогнестійкість та відповідають вимогам RoHS (Restriction of Hazardous Substances – обмеження небезпечних речовин – директива 2002/95/ЄС, що обмежує вміст шкідливих речовин, зокрема, свинцю, ртуті, кадмію, полібромованих біфенілів) [22].

Авторами [23] доведено доцільність використання пожежобезпечних композицій для виготовлення кабельної продукції, у якій максимальна тривала температура струмопровідної жили не перевищує 90 °С, а максимальна температура за умов короткого замикання становить 170 °С, та досліджено вплив легувальної добавки на електрофізичні властивості пожежобезпечних полімерних композицій, що не містять галогенів.

В [19] представлено склад безгалогенної композиції на основі поліетилену з введенням в полімерну матрицю антипіренів і інших добавок, що підвищують стійкість матеріалу до поширення полум'я, а також кращому диспергуванню наповнювачів в полімері. В той же час акцентовано, що зі збільшенням ступеня наповнення полімеру антипіренами знижуються його міцність при розриві, відносне подовження, питомий об'ємний електричний опір, морозостійкість.

Кабелі є складними об'єктами, оскільки складаються з ізоляції та оболонки із полімерних матеріалів різного хімічного складу, товщини та добавок [17, 24].

Так, на основі експериментальних досліджень встановлено, що характеристики використовуваного матеріалу ізоляції кабелю на основі полівінілхлоридного пластикату (ПВХ) мали значний вплив на токсичність викидних газів. Найбільше токсичних газів виділяється при тліючому горінні кабелю з пластифікованою ПВХ оболонкою [25].

Наведені у [26] випробування в напівреальному масштабі показали, що кабель з полівінілхлоридним пластикатом продемонстрував високі протипожежні властивості, пов'язані з виділенням тепла, утворенням диму та поширенням полум'я.

Комплексні вогнестійкі властивості електричних проводів і кабелів широко досліджуються як теоретично, так і експериментально [17, 23, 25-27], щодо відповідності критеріям європейської класифікації кабелів за пожежною безпекою [11], що свідчить про важливість проблеми.

Класифікація кабелів за пожежною ознакою. ЄС створив єдиний і однорідний критерій класифікації в усій Європі для визначення вогнестійких характеристик кабелів. Класи стійкості кабелів до пожежі були визначені на підставі критеріїв класифікації відповідно до кількості випромінюваного тепла за умов наявності вогню.

Відповідно до ефективності розповсюдження вогню та тепловиділення визначено 7 класів кабелів [28]: Аса, В1са, В2са, Сса, Dса, Еса, Fса (рис. 2,а).

Клас Аса – кабелі не сприяють пожежі. Класи В1са – В2са – мінімальний внесок у пожежу. Класи Сса – Dса – Еса – горючі, сприяють вогню (внесок у пожежу кабелів класу Е вище, ніж у D). Клас Fса – невизначений внесок властивості [29]. В класифікації передбачено відсутність у виробника вимог, пов'язаних з реакцією на вогонь (зазначається параметр «Невизначена продуктивність» (Євроклас).

Додаткова класифікація стосується виділення диму, палаючих крапель та показників кислотності.

Властивості димовиділення: s1, s1a, s1b, s2, s3 (рис. 2,б). Ця класифікація надає інформацію про непрозорість випромінюваного диму (s – smoke (дим)) [29]: s1 – мале утворення диму та повільне поширення диму; s1a – коефіцієнт пропускання більше 80 %; s1b – коефіцієнт пропускання в діапазоні від 80 % до 60 %; s2 – середнє утворення та поширення диму; s3 – нічого з перерахованого вище.

Палаючі краплі/частинки: d0, d1, d2 (рис. 2,в). Ця класифікація надає інформацію про капання палаючого матеріалу під час пожежі (d – droplets (краплина)) [29]: d0 – відсутність горючих крапель або частинок; d1 – відсутність горючих крапель або частинок, які тривають більше 10 с; d2 – нічого з перерахованого вище.

Показники кислотності: a1, a2, a3 (рис. 2,г), для котрих додатково застосовують тест, описаний у стандарті UNE-EN 50267-2-3. Ця класифікація надає інформацію про виділення кислотних газів під час пожежі (a – acidity (кислотність)): a1 – провідність < 2,5 мкСм/мм і водневий показник pH > 4,3; a2 – провідність < 10 мкСм/мм і pH > 4,3; a3 – нічого з перерахованого вище.

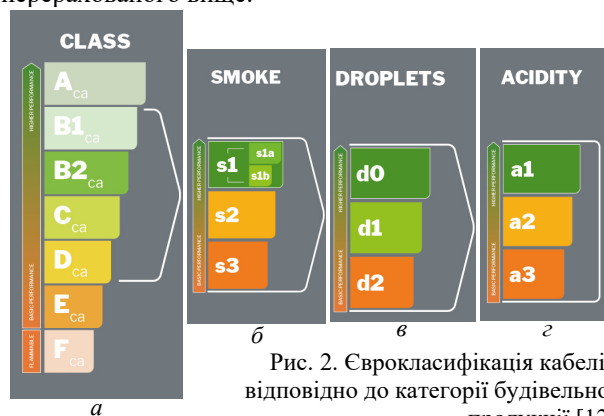


Рис. 2. Єврокласифікація кабелів відповідно до категорії будівельної продукції [12]

Кабелі класу Аса – це спеціальні кабелі з неорганічною ізоляцією випробуються відповідно до [30] та повинні мати вищу теплотворну здатність (PCS – gross calorific potential) менше 2 МДж/кг.

Кабелі класу В1са випробуються відповідно до [29] джерелом полум'я 30 кВт за класифікаційними критеріями: поширення полум'я FS ≤ 1,75 м, загальне тепловиділення THR_{1200c} ≤ 10 МДж, пік швидкості тепловиділення HRR ≤ 20 кВт, вища теплотворна здатність FIGRA ≤ 120 Вт/с з додатковою класифікацією за димовиділенням, палаючими краплями та кислотністю і [31] з поширенням полум'я H ≤ 425 мм.

Кабелі класу В2са випробуються відповідно до [29] джерелом полум'я 20,5 кВт за класифікаційними критеріями: поширення полум'я FS ≤ 1,5 м та загальне тепловиділення THR_{1200c} ≤ 15 МДж, пік швидкості

тепловиділення $HRR \leq 30$ кВт та вища теплотворна здатність $FIGRA \leq 150$ Вт/с з додатковою класифікацією за димовиділенням, палаючими краплями та кислотністю і [31] з поширенням полум'я $H \leq 425$ мм.

Кабелі класу C_{sa} випробуються відповідно до [29] джерелом полум'я 20,5 кВт за класифікаційними критеріями: поширення полум'я $FS \leq 2$ м та загальне тепловиділення $THR_{1200c} \leq 30$ МДж, пік швидкості тепловиділення $HRR \leq 60$ кВт та вища теплотворна здатність $FIGRA \leq 300$ Вт/с з додатковою класифікацією за димовиділенням, палаючими краплями та кислотністю і [31] з поширенням полум'я $H \leq 425$ мм.

Кабелі класу D_{sa} випробуються відповідно до [29] джерелом полум'я 20,5 кВт за класифікаційними критеріями: загальне тепловиділення $THR_{1200c} \leq 70$ МДж, пік швидкості тепловиділення $HRR \leq 60$ кВт та вища теплотворна здатність $FIGRA \leq 300$ Вт/с.

Кабелі класу E_{sa} випробуються відповідно до [31] з поширенням полум'я $H \leq 425$ мм.

Кабелі класу F_{sa} випробуються відповідно до [31] з поширенням полум'я $H > 425$ мм.

Тривалість випробувань становить (1-8) хв з потужністю пальника 1 кВт з конвекцією повітря [29], 20 хв з потужністю пальника 30 кВт з негорючим щитом [29] та 20 кВт без вогнезахисного щита [29] з подачею повітря 8000 л/хв (рис. 3).

Відповідно, [29] є центральним у випробуваннях щодо класифікації кабелів, оскільки поєднує в собі вимірювання виділення тепла (класи B1_{sa}, B2_{sa}, C_{sa}, D_{sa}), вимірювання проникнення диму (s_1 , s_2 , s_3) і оцінку крапель, що горять (d_0 , d_1 , d_2).



Рис. 3. Випробувальна камера з пальником і драбиною із зразками кабелів (а), випробувальний комплекс (б) (довжина 8,60 м, ширина 2,50 м, мінімальна висота 4,10 м) та газовий аналізатор з програмним забезпеченням (в) [29]

Кожна країна має свої технічні вимоги та стандарти [32] щодо оцінки та зниження ризику наслідків пожежі. Високоякісна кабельна інфраструктура є найважливішим компонентом будівельної галузі та повинна відповідати вимогам пожежної безпеки із забезпеченням безперервності живлення та зв'язку всіх важливих пристроїв у разі пожежі. Ефективність саме кабелів під час пожежі має вирішальне значення. Випуск кабелів категорії будівельної продукції вимагає розуміння всіма залученими сторонами важливості забезпечення будівельної галузі України кабельно-провідниковою продукцією вітчизняними виробниками.

У відповідності до чинних будівельних норм громадських будівель необхідно враховувати встановлені граничні значення щодо скупчення горючих

матеріалів, що знаходяться безпосередньо у громадських будівлях, включаючи кабелі та дроти. Виникає необхідність у визначенні теплової стійкості кабелів та кількості тепла, що виділяється при їх горінні, тобто пожежне навантаження.

Визначення теплової стійкості та пожежного навантаження силових кабелів із сучасними електроізоляційними композиціями. Кабельний бізнес в значній мірі орієнтований на застосування сучасних полімерних композицій з відповідним комплексом фізико-хімічних, електричних і теплових властивостей з адаптованою до їх реологічних показників технологією виготовлення кабелів в цілому. Реалізація вимог щодо пожежної безпеки пов'язана з досягненням певного компромісу між рівнем вимог за показниками пожежної безпеки та основними електричними та фізико-механічними характеристиками кабелів [33-35]. Значні зусилля та інвестиції з інновацій та сертифікації кабельно-провідникової продукції потребують від виробників створення будівельної продукції категорії «Силові, контрольні кабелі та кабелі зв'язку» з високим рівнем пожежної безпеки відповідно до єврокласифікації кабелів щодо реакції на вогонь в залежності від рівня безпеки. Характеристики пожежної безпеки в конструкціях кабелів можуть бути реалізовані окремо або в сукупності.

Ступінь реалізації вимог пожежної безпеки кабелів визначається сферою їх застосування.

Науково-обґрунтовані рішення щодо пожежної стійкості кабелів для підтвердження відповідної класифікації [12, 29] приймаються на підставі випробувань зразків кабелів у спеціалізованих сертифікаційних центрах (лабораторіях). Такі випробування є дорого-вартісними. Так, наприклад, для підтвердження класу реакції на вогонь B2_{sa} необхідно 12 зразків кабелів [33], що вартує більше 18000 євро.

Визначення теплової стійкості кабелів на підставі отриманих експериментальних даних теплової стійкості власне полімерних матеріалів кабелю в залежності від конструктивного виконання та області застосування є необхідним та виправданим. Особливо – на стадії освоєння та визначення перспектив виготовлення кабелів з сучасними безгалогенними електроізоляційними матеріалами відповідно до вимог щодо пожежної безпеки. Так, наприклад, кабелі для внутрішнього прокладання в житловому і промисловому будівництві повинні відповідати європейським вимогам з електробезпеки і здатності до навантаження. Замість 2-х жильних настановних проводів потрібні 3-х жильні (фаза, нуль, заземлення) для житлових будинків, офісів, робочих приміщень. Замість 4-х жильних кабелів, які зараз застосовуються для введення електроенергії, наприклад, в житлові будинки від підстанцій, необхідні 5-ти жильні кабелі. Безумовно, такі кабелі повинні відповідати вимогам щодо пожежної безпеки.

Значення теплоти згорання зшитого поліетилену становить 48 МДж/кг, самозатухаючого поліетилену – 41,9 МДж/кг. У полівінілхлоридного пластикату залежить від марки (рецептури), МДж/кг: звичайних рецептур – 23,7 (ізоляційний) та 25,8 (оболонковий); зниженої горючості 18,4 – 19,7; зниженої пожежної безпеки з низьким димо- та газовиділенням 10 (для

заповнення) – 17,7 (для оболонки) – 18,9 (для ізоляції) [36–38]. Так, 1 м кабелю з полівінілхлоридною ізоляцією у захисній оболонці з полівінілхлоридного пластику (голий) ВВГ 4×35+1×16 при згорянні виділяє 10,5 МДж теплоти; кабель виконання ВВГнг 4×35+1×16 – 9,9 МДж, а кабель ВВГнг-LS – 9 МДж [39].

У кабелях виконання нг (негорючий) та нг-LS (негорючий з низьким димоутворенням), що не розповсюджують горіння, горючість оболонок знижена за рахунок введення в них антипіренів (тригідрату окису алюмінію, гідроксиду магнію). І хоча горючість матеріалів дещо знизилася, ці композиції продовжують залишатися горючими матеріалами і при пожежі горітимуть, виділяючи дим і велику кількість тепла в навколишній простір [39, 40].

Розглянуто силові кабелі з мідними жилами на напругу 0,6 /1 кВ частоти 50 Гц для передачі і розподі-

лу електричної енергії в стаціонарних установках, ізоляція, між жильне заповнення і оболонка котрих виконана на основі сучасних полімерних матеріалів, у тому числі – безгалогенних композицій. Кабелі забезпечують передачу електричної енергії, сигналів контролю та керування електрообладнанням, функціонування якого при пожежі є обов’язковим для проведення рятувальних робіт. Застосовуються на об’єктах з підвищеними вимогами пожежної безпеки для одиночних і прокладених пучків кабелю в приміщеннях, тунелях.

На рис. 4, 5 представлено в залежності від кількості жил різного перерізу визначені значення теплової стійкості та теплового навантаження силових кабелів на підставі проведених експериментальних досліджень теплової стійкості матеріалів ізоляції, між жильного заповнення та полімерної оболонки, вилучених зі зразків кабелів.

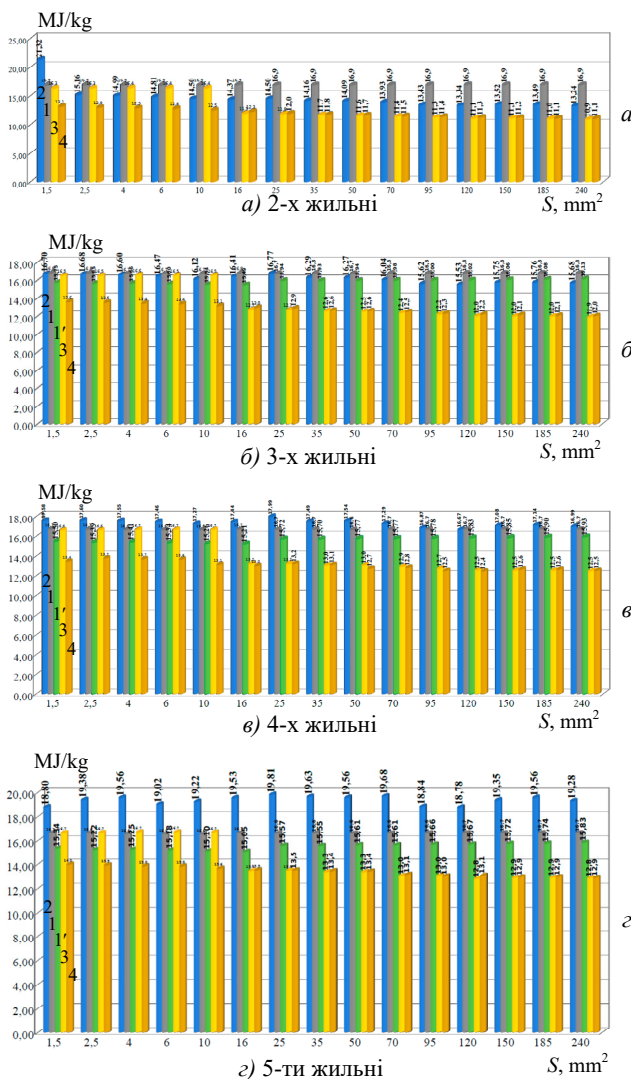


Рис. 4. Теплова стійкість силових кабелів в залежності від застосованих матеріалів та конструктивного виконання

На рис. 6 показано кореляційну залежність відношення теплової стійкості (в.о.Т) та пожежного навантаження (в.о.П) 5-ти до 3-х жильних кабелів з різними застосованими полімерними композиціями (позначення на рис. 6 тотожні наведеним на рис. 4 та рис. 5 відповідно).

Криві на рис. 4 – 6 відповідають: 1, 1' – композиціям, що містять галогени; 2, 3 та 4 – безгалогенним.

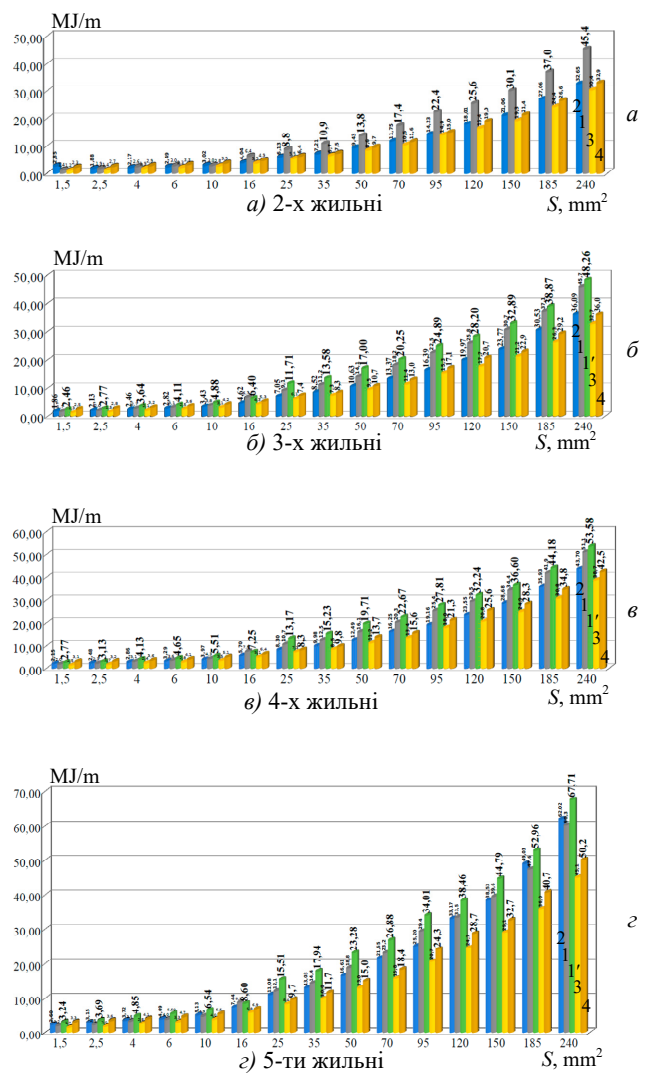


Рис. 5. Пожежне навантаження силових кабелів в залежності від застосованих матеріалів та конструктивного виконання

При зростанні перерізу струмопровідної жили в залежності від їх кількості спостерігається зміння теплової стійкості та пожежного навантаження кабелів. Так, для 2-х жильного кабелю теплова стійкість та пожежне навантаження з галогеновмісткої полімерної композиції (крива 1, рис. 4,а та рис. 5,а) менша у порівнянні з безгалогенної (крива 2, рис. 4,а та рис. 5,а) у разі менших

значень перерізу струмопровідної жили. І, навпаки, зростає та перевищує ці показники у разі більших перерізів жили кабелю. Така динаміка спостерігається і для 3-х, 4-х та 5-ти жильних кабелів (порівняйте криві 1 з кривими 2, 3 та 4 на рис. 4 – 6). Іншими словами, ефективність безгалогенних композицій для забезпечення вимог щодо пожежобезпеки підвищується зі зростанням перерізу та кількості жил у кабелі.

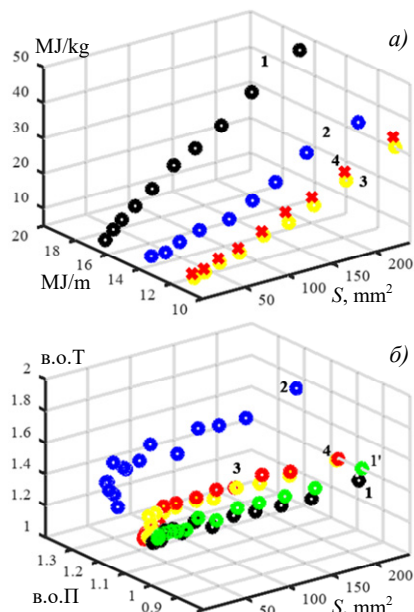


Рис. 6. Кореляційна залежність між тепловою стійкістю та пожежним навантаженням для 2-х жильних (а) та співвідношення цих параметрів 5-ти жильних до 3-х жильних (б) силових кабелів з різними застосованими полімерними матеріалами

Таким чином, пожежна безпека кабелів визначається застосованими кабельними композиціями та суттєво залежить від конструктивного виконання кабелів: діаметру струмопровідної жили та їх кількості, тобто співвідношенням між металевією та полімерною частинами у кабелі.

Висновки.

1. Визначено узагальнені вимоги щодо пожежної безпеки кабелів у будівельному секторі відповідно до категорії «Силові, контрольні кабелі та кабелі зв'язку».

2. Наведено класифікацію кабелів за пожежною ознакою відповідно до Регламенту будівельної продукції ЄС з відповідними критеріями класифікації та методами випробувань для визначення вогнестійких характеристик кабелів.

3. Представлено порівняльний аналіз показників пожежобезпечності на підставі визначення теплової стійкості і пожежного навантаження в залежності від застосованих композитних полімерних композицій та конструктивного виконання силових кабелів низької напруги.

4. На підставі кореляційного аналізу між тепловою стійкістю та пожежним навантаженням, які є важливими параметрами для підтвердження якості та пожежобезпеки всього кабелю, підтверджено ефективність застосування безгалогенних полімерних композицій в силових кабелях з більшим перерізом та кількістю жил.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. *Wires And Cables Market Size, Share & Trend Analysis Report By Voltage (Low, Medium, High, Extra-High), By Installation (Overhead, Underground), By End-Use, And Regional Forecasts, 2023 – 2030.* 2022, 120 p.
2. *Wire and Cable Market – By Product (Coaxial Cables/Electronic Wires, Fiber Optics Cables, Power Cables, Signal & Control Cable, Telecom & Data Cables), By Voltage (Low, Medium, High), By Application & Forecast, 2023-2032.* 2023, 320 p.
3. *Global Wire and Cable Materials Market (2022 to 2030): Industry Analysis, Size, Share, Growth, Trends, and Forecasts.*
4. Maes J., Nuzman C.J. The Past, Present, and Future of Copper Access. *Bell Labs Technical Journal*, 2015, vol. 20, pp. 1-10. doi: <https://doi.org/10.15325/BLTJ.2015.2397851>.
5. Harting. *Single pair Ethernet. The infrastructure for IoT.* HARTING. 2020, 20 p.
6. *Construction Future.* Oxford Economics. Research Briefing, June, 21, 2023.
7. *Global Building Materials Industry 2023-2027.* Report. 2023, 179 p.
8. *Europe Construction Market Report and Forecast 2023-2028.* Report. 2023, 80 p.
9. *Recommendation for Use adopted by the Cableways Sectoral Group of Notified Bodies, and agreed by the Cableways Expert Group.* 2021, 5 p.
10. Günter Beyer *The Global Cable Industry: Materials, Markets, Products.* 2021, 416 p.
11. *Regulation (EU) No 305/2011 of the European Parliament and of the Council of 9 March 2011 laying down harmonised conditions for the marketing of construction products and repealing Council Directive 89/106/EEC (Text with EEA relevance) (Consolidated text).*
12. *Commission Delegated Regulation (EU) 2016/364 of 1 July 2015 on the classification of the reaction to fire performance of construction products pursuant to Regulation (EU) No 305/2011 of the European Parliament and of the Council.*
13. Pedersen L.L. *Cables for the EU must be CE marked.* 2017.
14. ДСТУ EN 60228:2015 *Провідники ізолюваних кабелів. Загальні технічні вимоги (EN 60228:2004, АС:2005).*
15. IEC 60811-501:2012+AMD1:2018. *Electric and optical fibre cables. Test methods for non-metallic materials. Part 501: Mechanical tests. Tests for determining the mechanical properties of insulating and sheathing compounds. Edition 1.1.* IEC TC 20, 2018, 67 p.
16. Мирчук І.А. Безгалогенні композиції для кабельно-проводникової продукції. Переваги, недоліки та особливості застосування. *The Scientific Heritage*, 2018, vol. 1, no. 30, pp. 32-41.
17. Безпрозванних Г.В., Мирчук І.А. *Синтез технологічних режимів охолодження та радіаційного опромінення електричної ізоляції кабелів: Монографія.* – Х.: Мадрид, 2021. – 179 с.
18. Xu J., Ou H., Shan X., Liu B., Jiang J., Xu G. Investigation of novel intumescent flame retardant low-density polyethylene based on SiO₂ @MAPP and double pentaerythritol. *Journal of Applied Polymer Science*, 2020, vol. 137, no. 41, art. no. 49242 doi: <https://doi.org/10.1002/app.49242>.
19. Li Y., Qi L., Liu Y., Qiao J., Wang M., Liu X., Li S. Recent Advances in Halogen-Free Flame Retardants for Polyolefin Cable Sheath Materials. *Polymers*, 2022, vol. 14, no. 14, art. no. 2876. doi: <https://doi.org/10.3390/polym14142876>.
20. IEC 60811-100:2012 *Electric and optical fibre cables – Test methods for non-metallic materials – Part 100: General.* 21 p.
21. *EN 50363-0:2011 Insulating, sheathing and covering materials for low-voltage energy cables – Part 0: General introduction.* 2023, 10 p.
22. *Restriction of the use of certain hazardous substances (RoHS). Directive 2011/65/EU.*
23. Zolotaryov V.M., Chulieieva O.V., Chulieiev V.L., Kuleshova T.A., Suslin M.S. Influence of doping additive on thermophysical and rheological properties of halogen-free polymer composition for cable insulation and sheaths. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 35-40. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.06>.
24. Bezprozvannyh G.V., Zolotaryov V.M., Antonets Y.A. Effect of the thickness of insulation of protected wires of high-voltage overhead transmission lines to their current carrying capacity. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 2, pp. 41-46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.2.07>.

25. Porowski R., Kowalik R., Ramiączek P., Bąk-Patyna P., Stępień P., Zielecka M., Popielarczyk T., Ludynia A., Chyb A., Gawdzik J. Application Assessment of Electrical Cables during Smoldering and Flaming Combustion. *Applied Sciences*, 2023, vol. 13, no. 6, art. no. 3766. doi: <https://doi.org/10.3390/app13063766>.
26. Fangrat J., Kaczorek-Chrobak K., Papis B.K. Fire Behavior of Electrical Installations in Buildings. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 23, art. no. 6433. doi: <https://doi.org/10.3390/en13236433>.
27. Wang K., Kong G., Shao M., Yu Q., Yang R. Study on Flame Retardancy of Enamelled Wires Using a Cone Calorimeter. *Journal of Physics: Conference Series*, 2023, vol. 2460, no. 1, art. no. 012014. doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/2460/1/012014>.
28. ДСТУ EN 13501-6:2019 Пожежна класифікація будівельних виробів і будівельних конструкцій. Частина 6. Класифікація за результатами випробування щодо реакції на вогонь кабелів силових, контрольних та зв'язку (EN 13501-6:2018, IDT).
29. ДСТУ EN 50399:2016 Загальні методи вогневих випробувань. Визначення показників тепловиділення та димоутворення кабелів під час випробування на поширення полум'я. Випробувальне устаткування. Процедури випробування та оцінювання результатів (EN 50399:2011, IDT). 2016. – 11 с.
30. ДСТУ EN ISO 1716:2019 Випробування виробів щодо реакції на вогонь. Визначення величини теплоти згорання (теплотворна здатність) (EN ISO 1716:2018, IDT; ISO 1716:2018, IDT).
31. ДСТУ EN 60332-1-2:2017 (EN 60332-1-2:2004; A1:2015; A11:2016, IDT; IEC 60332-1-2:2004; A1:2015, IDT) Вогневі випробування електричних та волоконно-оптичних кабелів. Частина 1-2. Випробування на вертикальне поширення полум'я одиночного ізоляованого проводу чи кабелю. Метод випробування полум'ям попередньо змішаного типу потужністю 1 кВт. Національний стандарт України. – Київ: ДП «УкрНДНЦ», 2017. – 12 с.
32. ДСТУ 4809:2007. Ізолювані проводи та кабелі. Вимоги пожежної безпеки та методи випробування. Київ: Держспоживстандарт України, 2007. 14 с.
33. ДСТУ IEC 60502-1:2009 Кабелі силові з екструдованою ізоляцією й арматура до них на номінальну напругу від 1 кВ ($U_m = 1,2$ кВ) до 30 кВ ($U_m = 36$ кВ). Частина 1. Кабелі на номінальну напругу 1 кВ ($U_m = 1,2$ кВ) і 3 кВ ($U_m = 3,6$ кВ) (IEC 60502-1:2004, IDT). Національний стандарт України. – Київ: ДП «УкрНДНЦ», 2011. – 44 с.
34. Bezprozvannyh G.V., Grynyshyna M.V., Kyessayev A.G., Grechko O.M. Providing technical parameters of resistive cables of the heating floor system with preservation of thermal resistance of insulation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 43-47. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.3.07>.
35. Bezprozvannyh G.V., Mirchuk I.A. Correlation between electrical and mechanical characteristics of cables with radiation-modified insulation on the basis of a halogen-free polymer composition. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 4, pp. 54-57. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.4.09>.
36. Di Nanno P.J. *The SFPE Handbook of Fire Protection Engineering*, 4th ed. National Fire Protection Association, Quincy, MA, USA, 2008. 1604 p.
37. Hirschler M.M. Flame retardants and heat release: review of traditional studies on products and on groups of polymers. *Fire and Materials*, 2015, vol. 39, no. 3, pp. 207-231. doi: <https://doi.org/10.1002/fam.2243>.
38. Li C., Chen J., Zhang W., Hu L., Cao J., Liu J., Zhu Z., Wu S. Influence of Arc Size on the Ignition and Flame Propagation of Cable Fire. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 18, art. no. 5675. doi: <https://doi.org/10.3390/en14185675>.
39. Meinier R., Fellah M., Sonnier R., Zavaleta P., Suard S., Ferry L. Ignition and Charring of PVC-Based Electric Cables. *Fire Technology*, 2022, vol. 58, no. 2, pp. 689-707. doi: <https://doi.org/10.1007/s10694-021-01168-0>.
40. Bezprozvannyh G.V., Mirchuk I.A. The evaluation of possibility of normal operation of cables based on twisted pairs with pvc jacket under the conditions of high humidity and temperature. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2017, no. 5, pp. 51-54. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.5.08>.
2. *Wire and Cable Market – By Product (Coaxial Cables/Electronic Wires, Fiber Optics Cables, Power Cables, Signal & Control Cable, Telecom & Data Cables), By Voltage (Low, Medium, High), By Application & Forecast, 2023-2032*. 2023, 320 p.
3. *Global Wire and Cable Materials Market (2022 to 2030): Industry Analysis, Size, Share, Growth, Trends, and Forecasts*.
4. Maes J., Nuzman C.J. The Past, Present, and Future of Copper Access. *Bell Labs Technical Journal*, 2015, vol. 20, pp. 1-10. doi: <https://doi.org/10.15325/BL.TJ.2015.2397851>.
5. Harting. *Single pair Ethernet. The infrastructure for IioT*. HARTING. 2020, 20 p.
6. *Construction Future*. Oxford Economics. Research Briefing, June, 21, 2023.
7. *Global Building Materials Industry 2023-2027*. Report. 2023, 179 p.
8. *Europe Construction Market Report and Forecast 2023-2028*. Report. 2023, 80 p.
9. *Recommendation for Use adopted by the Cableways Sectoral Group of Notified Bodies, and agreed by the Cableways Expert Group*. 2021. 5 p.
10. Günter Beyer *The Global Cable Industry: Materials, Markets, Products*. 2021, 416 p.
11. Regulation (EU) No 305/2011 of the European Parliament and of the Council of 9 March 2011 laying down harmonised conditions for the marketing of construction products and repealing Council Directive 89/106/EEC (Text with EEA relevance) (Consolidated text).
12. Commission Delegated Regulation (EU) 2016/364 of 1 July 2015 on the classification of the reaction to fire performance of construction products pursuant to Regulation (EU) No 305/2011 of the European Parliament and of the Council.
13. Pedersen L.L. *Cables for the EU must be CE marked*. 2017.
14. DSTU EN 60228:2015 Conductors of insulated cables. General technical requirements (EN 60228:2004, AC:2005). (Ukr).
15. IEC 60811-501:2012+AMD1:2018. *Electric and optical fibre cables. Test methods for non-metallic materials. Part 501: Mechanical tests. Tests for determining the mechanical properties of insulating and sheathing compounds. Edition 1.1*. IEC TC 20, 2018. 67 p.
16. Mirchuk I.A. Halogen-free compositions for cable and wire products. Advantages, disadvantages and application features. *The Scientific Heritage*, 2018, vol. 1, no. 30, pp. 32-41. (Rus).
17. Bezprozvannyh G.V., Mirchuk I.A. *Synthesis of technological modes of cooling and radiation testing of electrical insulation of cables. Monograph*. Kharkiv, Madrid Publ., 2021. 179 p. (Ukr).
18. Xu J., Ou H., Shan X., Liu B., Jiang J., Xu G. Investigation of novel intumescent flame retardant low-density polyethylene based on SiO₂@MAPP and double pentaerythritol. *Journal of Applied Polymer Science*, 2020, vol. 137, no. 41, art. no. 49242 doi: <https://doi.org/10.1002/app.49242>.
19. Li Y., Qi L., Liu Y., Qiao J., Wang M., Liu X., Li S. Recent Advances in Halogen-Free Flame Retardants for Polyolefin Cable Sheath Materials. *Polymers*, 2022, vol. 14, no. 14, art. no. 2876. doi: <https://doi.org/10.3390/polym14142876>.
20. IEC 60811-100:2012 *Electric and optical fibre cables – Test methods for non-metallic materials – Part 100: General*. 21 p.
21. EN 50363-0:2011 *Insulating, sheathing and covering materials for low-voltage energy cables – Part 0: General introduction*. 2023, 10 p.
22. *Restriction of the use of certain hazardous substances (RoHS). Directive 2011/65/EU*.
23. Zolotaryov V.M., Chulieieva O.V., Chulieiev V.L., Kuleshova T.A., Suslin M.S. Influence of doping additive on thermophysical and rheological properties of halogen-free polymer composition for cable insulation and sheaths. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 35-40. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.06>.
24. Bezprozvannyh G.V., Zolotaryov V.M., Antonets Y.A. Effect of the thickness of insulation of protected wires of high-voltage overhead transmission lines to their current carrying capacity. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 2, pp. 41-46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.2.07>.
25. Porowski R., Kowalik R., Ramiączek P., Bąk-Patyna P., Stępień P., Zielecka M., Popielarczyk T., Ludynia A., Chyb A., Gawdzik J. Application Assessment of Electrical Cables during Smoldering and Flaming Combustion. *Applied Sciences*, 2023, vol. 13, no. 6, art. no. 3766. doi: <https://doi.org/10.3390/app13063766>.
26. Fangrat J., Kaczorek-Chrobak K., Papis B.K. Fire Behavior of Electrical Installations in Buildings. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 23, art. no. 6433. doi: <https://doi.org/10.3390/en13236433>.

REFERENCES

1. *Wires And Cables Market Size, Share & Trend Analysis Report By Voltage (Low, Medium, High, Extra-High), By Installation (Overhead, Underground), By End-Use, And Regional Forecasts, 2023 – 2030*. 2022, 120 p.

27. Wang K., Kong G., Shao M., Yu Q., Yang R. Study on Flame Retardancy of Enamelled Wires Using a Cone Calorimeter. *Journal of Physics: Conference Series*, 2023, vol. 2460, no. 1, art. no. 012014. doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/2460/1/012014>.
28. DSTU EN 13501-6:2019 *Fire classification of building products and building structures. Part 6. Classification according to the results of the test for reaction to fire of power, control and communication cables (EN 13501-6:2018, IDT)*. (Ukr).
29. DSTU EN 50399:2016 *General methods of fire tests. Determination of heat release and smoke generation indicators of cables during the flame propagation test. Test equipment. Test procedures and evaluation of results (EN 50399:2011, IDT)*. 2016, 11 p. (Ukr).
30. DSTU EN ISO 1716:2019 *Testing of products for reaction to fire. Determination of the heat of combustion (calorific value) (EN ISO 1716:2018, IDT; ISO 1716:2018, IDT)*. (Ukr).
31. DSTU EN 60332-1-2:2017 (EN 60332-1-2:2004; A1:2015; A11:2016, IDT; IEC 60332-1-2:2004; A1:2015, IDT) *Fire tests of electrical and fiber optic cables. Part 1-2. Test for vertical spread of flame of a single insulated wire or cable. The method of testing with a flame of a premixed type with a capacity of 1 kW*. National standard of Ukraine. Kyiv, SE UkrNDNC Publ., 2017. 12 p. (Ukr).
32. DSTU 4809:2007. *Insulated wires and cables. Fire safety requirements and test methods*. Kyiv, Derzhspozhivstandard of Ukraine, 2007. 14 p. (Ukr).
33. DSTU IES 60502-1:2009 *Power cables with extruded insulation and fittings for them for a nominal voltage from 1 kV (Um = 1.2 kV) to 30 kV (Um = 36 kV). Part 1. Cables for a nominal voltage of 1 kV (Um = 1.2 kV) and 3 kV (Um = 3.6 kV) (IEC 60502-1:2004, IDT)*. National standard of Ukraine. Kyiv, SE UkrNDNC Publ., 2011. 44 p. (Ukr).
34. Bezprozvannykh G.V., Grynyshyna M.V., Kyessayev A.G., Grechko O.M. Providing technical parameters of resistive cables of the heating floor system with preservation of thermal resistance of insulation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 43-47. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.3.07>.
35. Bezprozvannykh G.V., Mirchuk I.A. Correlation between electrical and mechanical characteristics of cables with radiation-modified insulation on the basis of a halogen-free polymer composition. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 4, pp. 54-57. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.4.09>.
36. Di Nanno P.J. *The SFPE Handbook of Fire Protection Engineering, 4th ed.* National Fire Protection Association, Quincy, MA, USA, 2008. 1604 p.
37. Hirschler M.M. Flame retardants and heat release: review of traditional studies on products and on groups of polymers. *Fire and Materials*, 2015, vol. 39, no. 3, pp. 207-231. doi: <https://doi.org/10.1002/fam.2243>.
38. Li C., Chen J., Zhang W., Hu L., Cao J., Liu J., Zhu Z., Wu S. Influence of Arc Size on the Ignition and Flame Propagation of Cable Fire. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 18, art. no. 5675. doi: <https://doi.org/10.3390/en14185675>.
39. Meinier R., Fellah M., Sonnier R., Zavaleta P., Suard S., Ferry L. Ignition and Charring of PVC-Based Electric Cables. *Fire Technology*, 2022, vol. 58, no. 2, pp. 689-707. doi: <https://doi.org/10.1007/s10694-021-01168-0>.
40. Bezprozvannykh G.V., Mirchuk I.A. The evaluation of possibility of normal operation of cables based on twisted pairs with pvc jacket under the conditions of high humidity and temperature. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2017, no. 5, pp. 51-54. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.5.08>.

Надійшла (Received) 10.06.2023
 Прийнята (Accepted) 01.08.2023
 Опублікована (Published) 02.01.2024

Безпрозваних Ганна Вікторівна¹, д.т.н., проф.,
 Гринишина Маргарита Володимирівна², аспірантка,
 техн. директор,
 Москвітін Євген Сергійович¹, к.т.н.,
¹Національний технічний університет
 «Харківський політехнічний інститут»,
 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,

How to cite this article:

Bezprozvannykh G.V., Grynyshyna M.V., Moskvitin Y.S. Requirements for cables as categories of construction products and thermal resistance of power cables. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 1, pp. 61-68. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.1.08>

e-mail: Hanna.Bezprozvannukh@kphi.edu.ua (Corresponding Author);
 yevhen.moskvitin@kphi.edu.ua
²ТОВ «Інтеркабель Київ»,
 08112, Київська обл., Києво-Святошинський р-н,
 с. Капітанівка, вул. Дачна, 5,
 e-mail: m.grynyshyna@interkabel.ua

G.V. Bezprozvannykh¹, M.V. Grynyshyna², Y.S. Moskvitin¹
¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
²Курпичова Стр., Харків, 61002, Ukraine.

²LLC Interkabel Kyiv,
 5, Dachnaya Str., Kapitanovka village,
 Kyiv-Svyatoshyh district, Kyiv region, 08112, Ukraine.

Requirements for cables as categories of construction products and thermal resistance of power cables.

Introduction. One of the main driving factors of the demand for cable and conductor products is the modern trend of urbanization, which leads to an increase in cities with significantly increased requirements for electrical networks of transportation and distribution of electrical energy. This requires the development of appropriate infrastructure with significant demand for electricity in the commercial, industrial and residential sectors. The construction industry uses a wide range of cables with an appropriate set of electrical and mechanical properties, resistance to the influence of external climatic factors, and, first of all, must meet fire safety requirements. Increasing construction activity is stimulating the market for fire-resistant cables in the construction industry. According to the Construction Products Regulation, power, telecommunication cables, data cables, control and management, fiber optic refer to construction products in the EU member states. These cables are intended for the supply of electrical energy and communication, which are permanently installed in buildings and other engineering structures. Power, telecommunications, data and control cables are considered construction products, and are the only electrical products classified as construction. Over the next 15 years, Eastern Europe is expected to see increased growth in the construction industry, as the end of the war in Ukraine requires nearly \$1 trillion in reconstruction. A strategic task in the reconstruction of the country is the use of cable and conductor products with increased operational properties, including in the construction industry. Significant efforts and investments in innovation and certification of cable and conductor products require manufacturers to create construction products of the «Power, control and communication cables» category with a high level of fire safety in accordance with the Euroclassification of cables in terms of reaction to fire depending on the level of safety. **Purpose.** Analysis of fire safety requirements for cables as a category of construction products and determination of thermal resistance of power cables based on experimental thermal studies of modern electrical insulating compositions. **Methodology.** The thermal stability of power cables with a voltage of 0,66/1 kV was determined, depending on the design, based on the conducted experimental studies of the thermal stability of electrical insulation materials, between the core filling and the polymer sheath, removed from the cable samples. On the basis of the conducted correlation analysis between thermal resistance and fire load, which are important parameters for confirming the quality and safety of the entire cable, it has been proven that the efficiency of halogen-free compositions to meet fire safety requirements increases with the increase in the cross-section and number of cores in the cable. **Practical value.** Determining the heat load and fire resistance of cables of various designs and areas of application based on the obtained experimental data on the heat of combustion of polymer cable materials is necessary and justified at the stage of mastering and determining the prospects for the production of cables with modern halogen-free electrical insulation compositions in accordance with fire safety requirements. References 40, figures 6.

Key words: urbanization, construction industry, cable infrastructure, fire safety, cable classification criteria, halogen-free compositions, power cables, thermal resistance, fire load, certified test base.

Визначення максимальних механічних напружень в ізоляційному матеріалі навколо дефекту з високою діелектричною проникністю в електростатичному полі

В роботі розроблено двовимірну математичну модель розрахунку методом скінченних елементів розподілу механічних напружень під дією електростатичного поля в ізоляційному матеріалі з дефектом. Модель являє собою послідовно розв'язувані задачі електростатики та структурної механіки. У якості матеріалу дефекту виступали іонізоване повітря і вода. Розглядалися варіанти з внутрішніми та поверхневими дефектами, з врахуванням і без пружних властивостей дефекту. Поле механічних напружень розраховувалося на основі критерію фон Мізеса. Встановлено, що мінімальне відношення найбільших напружень в ізоляційних матеріалах з поверхневими тріщинами і порами для іонізованого повітря склало 9,3 рази для максимального співвідношення півосей поперечного перерізу дефекту 10. Для водного дефекту аналогічне відношення склало 2...5,6 разів, збільшуючись при зміні відносної діелектричної проникності ізоляційного матеріалу від 7 до 2. Визначено, що при збільшенні модуля Юнга ізоляційного матеріалу від 1 МПа до 100 ГПа кути нахилу до вісі лінеаризованих залежностей максимальних механічних напружень навколо обмежених пор з іонізованим повітрям (водою) збільшуються на 35,9° (58,0°) і 18,6° (20,1°) при орієнтаціях великих півосей під кутами 0° і 45° відповідно. Бібл. 28, табл. 1, рис. 10.

Ключові слова: ізоляційний матеріал, внутрішній і поверхневий дефект, електростатика, структурна механіка, механічні напруження за фон Мізесом, метод скінченних елементів.

Вступ. Тверді технічно чисті ізоляційні матеріали мають недосконалу, дефектну структуру. Дефекти можуть мати технологічну чи експлуатаційну природу походження. Структурна мікронеоднорідність твердих ізоляційних матеріалів підтверджується різними способами [1-4]. Усі ізоляційні матеріали на мікрорівні змінюють форму під впливом електричного поля. Наявність незначних за обсягом дефектів змінює розподіл напруженості електричного поля та викликає значну концентрацію механічних напружень у даній ділянці матеріалу, що за певних обставин може спричинити його часткове або повне руйнування. Найбільш значні механічні напруження виникають, коли діелектричні проникності ізоляційного матеріалу і матеріалу дефекту різко відрізняються, наприклад, коли обсяг дефекту заповнений водою або іонізованим повітрям, наприклад, в результаті часткового розряду, викликаного високою напруженістю електричного поля.

Аналіз публікацій. Закономірності розподілу електростатичного поля в ізоляційних матеріалах розглядалися у [5-10]. При висвітленні теми в [5] варто було б розглянути інші форми дефектів, наприклад, з еліпсоїдним поперечним перерізом, а також дослідити вплив на явище діелектричного пробоя неоднорідність розташування пор. Недоліком в [6] є відсутність визначення кореляції між збільшенням концентрації напруженості електричного поля і експериментальним зменшенням напруги пробоя, як це було зроблено в [5]. Також до недоліків цієї роботи варто віднести неврахування повітряних дефектів в моделі, які заміщуються водою, що надходить з навколишнього середовища. В [7] при дослідженні впливу дефектів на погонну ємність ізоляції не враховується компенсаційний ефект декількох дефектів різної природи, наприклад, комбінація локального потоншення і внутрішнього дефекту з меншою діелектричною проникністю ніж у ізоляційного матеріалу. При такому ефекті погонна ємність може майже не змінюватися, хоча концентрація електричного поля буде значно відрізнятися від середньої. Недоліками роботи [8] є недостатня обґрунтованість вибору форми і розміщення повітряних і водних включень, що

може мати вплив на результати роботи. Також в [8] об'єм ізоляційного матеріалу до просочування і після приймався незмінним, що видається, на мою думку, не зовсім вірним. На результати в [9] може мати вплив неврахування інших орієнтацій дефекту з трикутним поперечним перерізом. Недоліком в [10] є те, що точність розрахунку електричного поля на основі нейронної мережі зменшується, коли шукані параметри далекі від параметрів чисельної скінченно-елементної моделі, яка брала участь у навчанні. Класичний підхід до розгляду впливу іонізованої області на механічну міцність ізоляційного матеріалу ґрунтується на критеріях Гріффіта [11, 12]. Результати роботи [11] стосуються лише металевого включення, вірогідність якого в сучасній ізоляції досить незначна. До недоліків роботи [11] можна також віднести нехтування пружними властивостями дефекту, а також відсутність розгляду орієнтації дефекту під кутом 45° до площини електродів. Горюшицем [12] було розглянуто поверхневі тріщини, перпендикулярні площині електродів, у двовимірній та осесиметричній постановці. Недоліками в [12] є відсутність розрахунку поля механічних напружень, тобто немає розуміння розміру області концентрації напружень, а також не розглянуті всі можливі варіанти орієнтації поверхневої тріщини.

Stark і Garton внесли доповнення до теорії механічних напружень з урахуванням пластичних деформацій діелектрика для пояснення його руйнування [13]. Отриманий ними критерій руйнування відповідає мінімальній деформації, коли настає колапс товщини діелектрика. В [14] представлено більш загальну модель для врахування пластичної деформації в полімерах. Спільним недоліком цих моделей, на мою думку, є їх одномірність, що не дозволяє врахувати ефект Пуассона. У [15] представлена модель утворення зародка та зростання провідного каналу на основі енергетичного принципу з урахуванням електричного та механічного полів, а також хімічного потенціалу на межі провідний дефект – діелектрик. Проте феноменологічний параметр визначення мінімально можливого розміру провідного зародку, отриманий з дослі-

дження поверхні енергії, не підкріплений фізичною оцінкою його межі (наприклад, як цей параметр залежить від механічних напружень на межі розподілу двох фаз).

В [16] та [17] досліджено можливості утворення дефектів та дендритів відповідно під дією електромеханічного та механічного зусиль. В моделі [16] є параметри, які неможливо безпосередньо визначити, а тому їх значення обумовлюється лише необхідністю узгодження теоретичного і експериментального часів довговічності поліетиленової ізоляції. В [17] відсутня чисельна оцінка розмірів дефекту і електричного поля у ньому, що може вплинути на обґрунтованість запропонованого в роботі механізму росту дендриту. У [18, 19] розглянуто закономірності зростання дендритів під впливом електричної напруги із залученням понять тензора натяжінь Максвелла і механіки руйнування. В [18] встановлено, що передканальні структури не обумовлені частковими розрядами, а пропонується пояснення їх виникнення електромеханічними напруженнями і ударною іонізацією. Останній механізм в роботі не розглядається. Незначними недоліками в [18] при визначенні поля механічних напружень є відсутність врахування зміни густини матеріалу дендриту (що в роботі було встановлено експериментально), а також довільний вибір провідності стінок дендриту. Недоліком роботи [19] є те, що електромеханічні сили не обчислюються при рості дендриту, а лише оцінюються швидкістю виділення енергії.

У [20] розроблена модель визначення механічних напруг у поліетиленовій ізоляції з еліпсоїдальним дефектом, мала вісь якого паралельна площині електродів. В [21] розроблена математична модель розрахунку електричного поля, пов'язаних з ним сил і механічних напружень в області мікрodefektів поліетиленової ізоляції в осесиметричній постановці. Мультифізична тривимірна модель, що враховує електричне, теплове, механічне поля в області водних триінгів, представлена в [22]. Спільними недоліками робіт [20-22] є розгляд лише одної орієнтації дефекту (яка в свою чергу не є найвірогіднішою), неврахування пружних властивостей дефекту, недостатня обґрунтованість вибору електричних властивостей дефекту, частковість дослідження (розглядається лише поліетилен).

Експериментальне дослідження впливу рівня опромінення прискореними електронами з енергією 0,5 МеВ в результаті технологічного виготовлення на механічні та електричні характеристики кабельної ізоляції проведено в [23]. Незважаючи на високий рівень дослідження, в [23] відсутнє теоретичне пояснення сильного кореляційного зв'язку механічних і електричних характеристик радіаційно зшитої ізоляції. В [24] запропонована модель розрахунку електричного поля в трьохкомпонентній ізоляції, модельована як двошарова стрічка. Варто було б цю модель порівняти з чисельно-польовою моделлю, яка складається з скловолокнової основи, просочувального складу, слою паперової стрічки. Авторами роботи [25] обґрунтована ефективність виявлення технологічних дефектів в високовольтній ізоляції на основі характеристик часткових розрядів в газових включеннях. В [25] відсутнє порівняння запропонованої ланцюгової

моделі з чисельно-польовою, а також є питання до форми дефекту.

В [26] проаналізовано різні критерії руйнування полімерів (і в загальному випадку пористих матеріалів, у тому числі композитних матеріалів, дерева, металів) і показано, що всі критерії можна звести до критерію фон Мізеса з тією чи іншою похибкою. Недоліком є те, що введення нових критеріїв руйнування, крім критеріїв фон Мізеса і Треска, потребує додаткових параметрів, які визначаються експериментально для конкретного матеріалу, що знижує їх універсальність.

Таким чином, на даний момент існуючі математичні моделі не дозволяють розрахувати максимальні механічні напруження для твердої ізоляції з рідким або газоподібним дефектом у двовимірній постановці і визначити їх в залежності від співвідношення півосей поперечного перерізу дефекту, орієнтації дефекту, а також при зміні пружних і діелектричних властивостей ізоляційного матеріалу і дефекту в широких межах.

Загальна характеристика роботи. Мета роботи складається з визначення максимальних механічних напружень за критерієм фон Мізеса в ізоляційних матеріалах навколо дефектів з іонізованим повітрям і водою в електростатичному полі. Проаналізувати вплив на вказані напруження наступних параметрів: розташування дефекту, кута орієнтації великої півосі поперечного перерізу дефекту і її відношення до малої півосі, пружних і діелектричних властивостей ізоляційного матеріалу і дефекту.

Актуальність роботи пов'язана з теоретичним поясненням неоднорідності мікроструктури ізоляційних матеріалів, а також виявленням особливостей та причин розвитку мікророзмірних повітряних/водних порожнин і триінгових утворень у таких матеріалах.

Об'єкт дослідження. У роботі пора в об'ємі діелектрика моделюється в поперечному перерізі як еліпс, а тріщина на поверхні діелектрика – як половина еліпса. Розрахункова область у разі пори є прямокутником зі сторонами $10a$ і $14a$, де a – велика піввісь еліпса. Менша піввісь еліпса визначається як $b = a/k$, де k – параметр, що лежить у межах $k \in [1...10]$. Розрахункова область у випадку тріщини є прямокутником зі сторонами $10a$ і $7a$. Відстань між електродами у першому випадку – більша сторона прямокутника, у другому випадку – менша. Розміри розрахункової області обрані так, щоб на її межах модуль вектора напруженості електричного поля наближався до значень модуля вектора напруженості в ізоляційному матеріалі без дефекту. У роботі розглядалися три випадки розташування еліпса та напівеліпса: при кутах 0° , 45° та 90° між малою піввіссю та площиною електрода. Також розглядалися варіанти наскрізної та обмеженої пори. У першому випадку пружними властивостями матеріалу дефекту можна знехтувати. У другому випадку мається на увазі досить довгий у напрямку перпендикуляра до розрахункової області, обмежений з обох боків паралельними площинами, циліндричний об'єм. Пружні властивості матеріалу цього об'єму мають впливати на розподіл механічних напружень в ізоляційному матеріалі.

Математична модель. Розрахунок електромеханічних зусиль ґрунтується на спільному розв'язанні

рівнянь електростатики та структурної механіки, складених для ізотропного кусково-однорідного середовища з лінійними властивостями у двовимірній постановці [27, 28]:

$$\begin{aligned} \nabla^2 \varphi &= 0; \\ \mathbf{E} &= -\nabla \varphi; \\ \mathbf{D} &= \varepsilon_0 \varepsilon_{ri(d)} \mathbf{E}; \\ \nabla \sigma &= 0; \end{aligned} \quad (1)$$

$$\varepsilon = 0,5[(\nabla \mathbf{u})^T + \nabla \mathbf{u}]; \quad (2)$$

$$(\sigma_{xx} \sigma_{yy} \sigma_{zz} \sigma_{xy})^T = C_M (\varepsilon_{xx} \varepsilon_{yy} \varepsilon_{zz} \varepsilon_{xy})^T, \quad (3)$$

де φ – скалярний електростатичний потенціал; \mathbf{E} – вектор напруженості електричного поля; \mathbf{D} – вектор електричної індукції; ε_0 – електрична стала ($8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м); $\varepsilon_{ri(d)}$ – відносна діелектрична проникність ізоляційного матеріалу (дефекту); σ – тензор механічних напружень; ε – тензор деформацій; \mathbf{u} – вектор зміщень тіла (різниця координат кінцевого та початкового положення кожної точки); σ_{ij} , ε_{ij} – відповідно компоненти тензорів механічних напружень та деформацій; C_M – матриця еластичності, яка записується через модуль Юнга E_M та коефіцієнт Пуассона ν для ізотропного матеріалу у вигляді:

$$C_M = \frac{E_M}{(1+\nu) \cdot (1-2\nu)} \begin{pmatrix} 1-\nu & \nu & \nu & 0 \\ \nu & 1-\nu & \nu & 0 \\ \nu & \nu & 1-\nu & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,5(1-2\nu) \end{pmatrix}.$$

Матрицю еластичності для газового та рідинного включення зручно записувати через модуль зсуву G та об'ємний модуль пружності K :

$$C_M = \begin{pmatrix} K + \frac{4G}{3} & K - \frac{2G}{3} & K - \frac{2G}{3} & 0 \\ K - \frac{2G}{3} & K + \frac{4G}{3} & K - \frac{2G}{3} & 0 \\ K - \frac{2G}{3} & K - \frac{2G}{3} & K + \frac{4G}{3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & G \end{pmatrix}.$$

Відповідно до [27] всі об'ємні сили зводяться до поверхневих і враховуються через граничні умови.

Питома сила на одиницю площі поверхні ізоляційного матеріалу f_s обчислюється на основі тензору натяжінь Максвелла [28] як

$$f_s = (\mathbf{D}_2 \cdot \mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_2 - \mathbf{D}_1 \cdot \mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_1) - 0,5(\mathbf{D}_2 \cdot \mathbf{E}_2 - \mathbf{D}_1 \cdot \mathbf{E}_1) \cdot \mathbf{n}, \quad (4)$$

де \mathbf{n} – вектор зовнішньої нормалі.

Для рідин та газів модуль зсуву дорівнює нулю, проте для чисельної реалізації приймався $G = 0,2$ Па. Об'ємний модуль пружності дефекту у разі обмеженої пори для води приймався $K = 2,2$ ГПа, а для іонізованого повітря – $K = 0,101$ МПа.

Рівняння структурної механіки (1) – (3) записані у наближенні плоскої деформації [28], тобто $\varepsilon_{xz} = \varepsilon_{yz} = \varepsilon_{zx} = 0$. Отже, $\sigma_{xz} = \sigma_{yz} = 0$ і матриця еластичності змінює розмірність з 6×6 на 4×4 .

Граничні умови задачі електростатики:

- для нижньої площини $\varphi_1 = |\mathbf{E}_\infty| \cdot d$;
- для верхньої площини $\varphi_2 = 0$;
- для бокової поверхні $\mathbf{n} \cdot \mathbf{D} = 0$,

де \mathbf{E}_∞ – вектор напруженості електричного поля в ізоляційному матеріалі за відсутності дефекту; d – відстань між верхньою та нижньою площинами.

Граничні умови задачі структурної механіки:

- для нижньої площини $\mathbf{u} = 0$;
- для верхньої площини $\sigma \cdot \mathbf{n} = f_s$.

На межі розподілу двох середовищ приймаються: для задачі структурної механіки рівність векторів зміщень, для задачі електростатики – граничні умови Неймана.

Основні припущення, прийняті в моделі: ізоляційний матеріал не має провідності; заряди на межах розділу діелектричних середовищ відсутні, як і об'ємні заряди; відсутні складові механічних напружень, спричинені тепловим та гравітаційним полями; при зміні об'єму фізичні властивості матеріалів не змінюються і відсутня пов'язана з цим поляризація; малі деформації досліджуваного зразка (наприклад, була розрахована максимальна деформація для гуми у передпробійних полях, яка склала 2,4 %; для поліімідної плівки – 0,049 %). Останнє передбачає розгляд моделі тільки в межах теорії лінійної пружності, а також дозволяє зв'язану систему рівнянь розділити на дві підзадачі, які розв'язуються послідовно: задачу електростатики для обчислення питомого зусилля, яке потім використовується як гранична умова задачі структурної механіки. Внаслідок лінійності окремо взятих задач електростатики і структурної механіки при зміні розмірів зразка з дотриманням вищезазначених граничних умов величини електричного і механічного полів пропорційно змінюються.

Розподіл механічних напружень обчислювався за критерієм фон Мізеса [28]

$$\sigma = 0,5^{0,5} \cdot [(\sigma_{xx} - \sigma_{yy})^2 + (\sigma_{yy} - \sigma_{zz})^2 + (\sigma_{zz} - \sigma_{xx})^2 + 6(\sigma_{xy})^2]^{0,5}.$$

Серед таких напружень знаходилося максимальне значення σ_{\max} , яке надалі представлялось у відносних одиницях:

$$\sigma_{\max}^* = \sigma_{\max} / [0,5 \varepsilon_0 \varepsilon_{ri} (\mathbf{E}_\infty)^2].$$

Отже, без дефекту відносно механічне напруження за фон Мізесом становить $\sigma_{\max}^* = 1$. Обґрунтуванням для представлення механічних напружень у відносних одиницях служить подібність зусиль (4), створюваних електростатичним полем на основі тензора натяжінь Максвелла.

Модель також характеризується подібністю електростатичних полів при зміні проникності ізоляційного матеріалу, що справедливо, коли виконується умова $\varepsilon_{ri} \ll \varepsilon_{rd}$. Досліджувалися механічні напруженості при відносній діелектричній проникності ізоляційного матеріалу в межах $\varepsilon_{ri} \in [2 \dots 7]$, дефекту з водою $\varepsilon_{rd} = 80,2$. Сильно іонізовані області, що виникають при частковому пробойі, моделювалися матеріалом з відносною діелектричною проникністю $\varepsilon_{rd} = 16000$ для настроювання чисельної моделі [5]. Таке значення вибрано з метою практичної реалізації в задачі електростатики моделі ідеального провідника з $\varepsilon_{rd} \rightarrow \infty$, як у декілька разів більше значення максимальної діелектричної проникності матеріалів у моделі. Наведена модель реалізована чисельно методом скінченних елементів у програмі COMSOL. Для більш загального підходу до проблеми механічних напружень, викликаних електричним полем, задача сформульована таким чином, щоб враховувати механічні і електричні властивості більшості електроізоляційних матеріалів (і навіть гіпотетичні значення такі, як $E_M = 10^5$ МПа). Фізичні властивості деяких електроізоляційних матеріалів наведені в табл. 1.

Тобто на основі аналізу властивостей електроізоляційних матеріалів були обрані наступні діапазони змінення параметрів: відносна діелектрична проникність $\epsilon_{ri} = 2-7$; коефіцієнт Пуассона $\nu = 0,1-0,499$; модуль Юнга $E_M = 1-10^5$ МПа.

Таблиця 1

Фізичні властивості деяких електроізоляційних матеріалів

Матеріал	Модуль Юнга E_M , МПа	Коефіцієнт Пуассона ν	Діелектрична проникність ϵ_{ri}
Гума	0,5...8	0,47	2,6
Полівініл-хлорид	$(2,7...4) \cdot 10^3$	0,35...0,38	3,2
Поліімідна плівка	$3 \cdot 10^3$	0,499	3,5
Целюлоза	$(2,7...6,5) \cdot 10^3$	0,38...0,46	6,5
Електро-порцеляна	$6 \cdot 10^4$	0,23	6...7

Результати досліджень. Приклади електричних полів і полів механічних напружень в ізоляційних матеріалах ($\epsilon_{ri} = 2$) при $|E_{oc}| = 40$ МВ/м з варіантами водного дефекту наведені на рис. 1–3. Максимум концентрації механічних напружень для дефекту, зображеного на рис. 1,б, розташовується під деяким кутом до великої півосі, який має тенденцію зменшуватися при збільшенні геометричного співвідношення перерізу дефекту. Відповідно до рис. 1 орієнтація областей концентрації механічних напружень сприяє проростанню в напрямку до протилежного електрода поверхневих тріщин з кутами $0^\circ...45^\circ$ між малою піввіссю та поверхнею електродів у разі перевищення механічного напруження межі міцності на стиснення ізоляційного матеріалу. Як видно із рис. 2, 3, при змінненні модуля Юнга ізоляційних матеріалів максимум механічного напруження зміщується. У випадку, представленому на рис. 2, концентрація механічних напружень зменшується на продовженні великої півосі та збільшується на малій. У випадку рис. 3 концентрація механічних напружень зі збільшенням модуля Юнга переміщується з положення над великою піввіссю під неї. Для обмеженої водної пори з великою піввіссю, паралельною площині електродів, та кругової обмеженої пори зона концентрації механічних напружень зі збільшенням модуля Юнга повертається стрибком на 90° .

Для повітряних іонізованих наскрізних пор зони концентрації механічних напружень розташовуються: як повернуті під невеликим кутом за годинниковою стрілкою відносно більшої півосі для області дефекту, аналогічно зображенню на рис. 3,з; на осі, паралельній площині електродів для інших випадків орієнтації пор.

На рис. 4 представлені результати розрахунку максимальних механічних напружень залежно від орієнтації поверхневого дефекту, заповненого іонізованим повітрям, його геометричного співвідношення та коефіцієнтів Пуассона ізоляційних матеріалів. Для варіантів тріщин з орієнтацією 0° та 45° вплив коефіцієнта Пуассона ізоляційного матеріалу на концентрацію напруженості навколо дефекту мінімальний. Для вказаних варіантів наведені залежності для матеріалу з $\nu = 0,1$. Розбіжність залежностей для дефектів в ізоляційному матеріалі з $\nu = 0,499$ становить до $-3,5\%$. При цьому вказані моделі для визначення поля напружень інваріантні до змінення модуля Юнга.

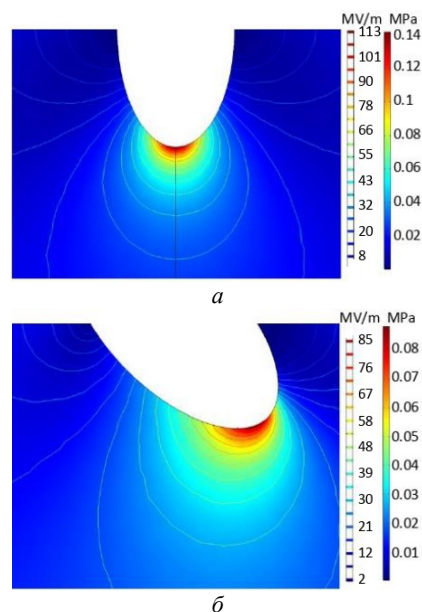


Рис. 1. Механічні та електричні поля навколо поверхневої водної тріщини, мала піввісь поперечного перерізу якої орієнтована під кутом 0° (а) і 45° (б) до площини електродів в ізоляційних матеріалах з $\nu = 0,1$ в незалежності від модуля Юнга

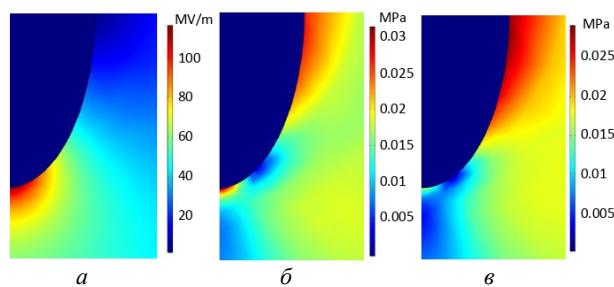


Рис. 2. Розподіл модуля вектора електричної напруженості (а) та напруження за фон Мізесом для випадків водної обмеженої пори в ізоляційних матеріалах з $\nu = 0,1$: $E_M = 1$ МПа (б), $E_M = 10^5$ МПа (в)

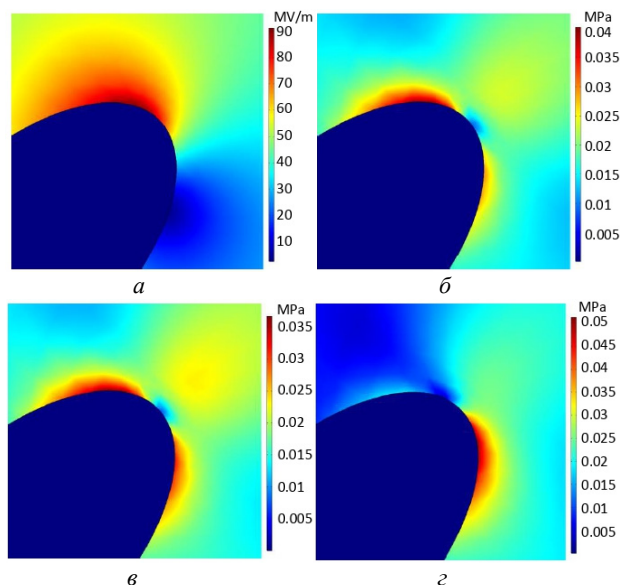


Рис. 3. Розподіл модуля вектора електричної напруженості (а) та напруження за фон Мізесом для випадків водної обмеженої пори в ізоляційних матеріалах з $\nu = 0,1$: $E_M = 1$ МПа (б), $E_M = 10^3$ МПа (в), $E_M = 10^5$ МПа (з)

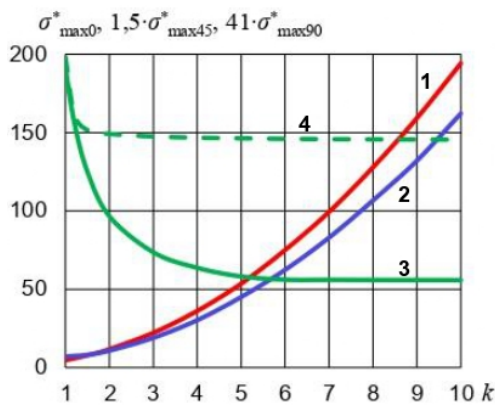


Рис. 4. Залежності максимальних механічних напружень навколо поверхневих тріщин з іонізованим повітрям, мала піввісь яких орієнтована до площини електродів під кутами 0° (крива 1), 45° (крива 2) і 90° (криві 3 та 4 для матеріалів з $\nu = 0,1$ і з $\nu = 0,499$ відповідно), від геометричного співвідношення

На рис. 5, 6 представлені результати розрахунку максимальних механічних напружень в залежності від орієнтації поперечного перерізу пори, заповненої іонізованим повітрям, її геометричного співвідношення та пружних властивостей ізоляційного матеріалу.

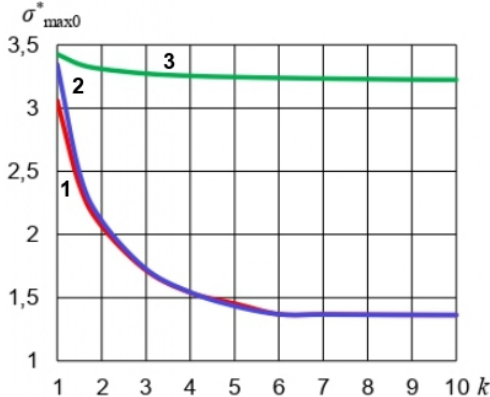


Рис. 5. Залежності максимальних механічних напружень навколо пор з іонізованим повітрям, мала піввісь яких орієнтована до площини електродів під кутом 0° , від геометричного співвідношення для випадків: обмеженої пори в матеріалі з $\nu = 0,1$ і $E_M = 1$ МПа (крива 1); наскрізних пор в матеріалах з $\nu = 0,1$ (крива 2) і з $\nu = 0,499$ (крива 3)

На рис. 5 графік напружень в матеріалі з $\nu = 0,1$ та $E_M = 10^5$ МПа збігається з графіком для наскрізної пори в матеріалі з відповідним коефіцієнтом Пуассона. Також на рис. 5 графік напружень в матеріалах з $\nu = 0,499$ та модулем Юнга в діапазоні $[1 \dots 10^5]$ МПа збігається з графіком для наскрізної пори в матеріалі з відповідним коефіцієнтом Пуассона. Максимальна розбіжність за модулем в цих випадках склала $1,1\%$. На рис. 6 для обмежених пор з орієнтацією 45° в ізоляційних матеріалах з $E_M = 1$ МПа та коефіцієнтом Пуассона в діапазоні $[0,1 \dots 0,499]$ представлений графік, побудований за даними моделі з $\nu = 0,1$. Максимальні розбіжності за модулем відображення напружень для моделі з $\nu = 0,499$ склали $1,4\%$ і $10,9\%$ для $k \in [2 \dots 10]$ і $k = 1$ відповідно. На рис. 6 графіки напружень в матеріалах з $E_M = 10^5$ МПа та коефіцієнтами Пуассона $\nu = 0,1$ і $\nu = 0,499$ збігаються з графіками для наскрізної пори в матеріалах з відповідними коефіцієнтом Пуассона і положенням дефекту з максимальною розбіжністю $-0,54\%$.

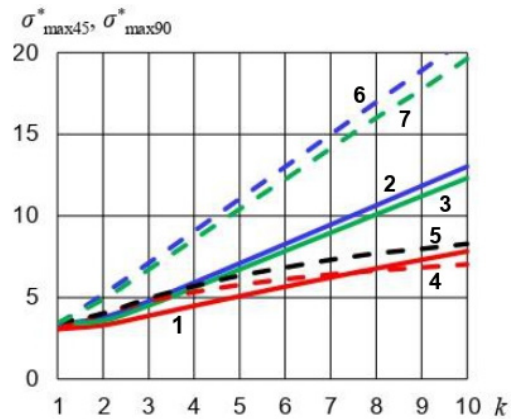


Рис. 6. Залежності максимальних механічних напружень навколо пор з іонізованим повітрям, мала піввісь яких орієнтована до площини електродів під кутами 45° (суцільні лінії), 90° (штрихові лінії), від геометричного співвідношення для випадків: в матеріалах з $E_M = 1$ МПа і $\nu = 0,1 \dots 0,499$ (крива 1); в матеріалі з $E_M = 1$ МПа і $\nu = 0,1$ (крива 4); в матеріалі з $E_M = 1$ МПа і $\nu = 0,499$ (крива 5); для наскрізних пор в матеріалах з $\nu = 0,1$ (криві 2 та 6) і з $\nu = 0,499$ (криві 3 та 7)

На рис. 7, 8 представлені результати розрахунку максимальних механічних напружень в залежності від орієнтації поперечного перерізу водної пори, її геометричного співвідношення та пружних властивостей ізоляційних матеріалів. На рис. 7 не показані графіки напружень в матеріалах з $\nu = 0,1$ та $E_M = 10^5$ МПа; $\nu = 0,499$ та $E_M = 1$ МПа; $\nu = 0,499$ та $E_M = 10^5$ МПа. Вони, як і у випадку пор з іонізованим повітрям, збігаються з графіками для наскрізних пор. Максимальна розбіжність при цьому становить $2,3\%$. Залежності для матеріалів з $E_M = 10^5$ МПа та $\nu = 0,499$ при орієнтації дефектів під кутами 45° і 90° співпадають з приведеними на рис. 8 залежностями для матеріалу з $E_M = 10^5$ МПа та $\nu = 0,1$. Розбіжність залежностей для діапазону зміння параметра $k \in [2 \dots 10]$, що визначає розмір дефекту, складає за модулем $[4,9 \dots 1,2]\%$.

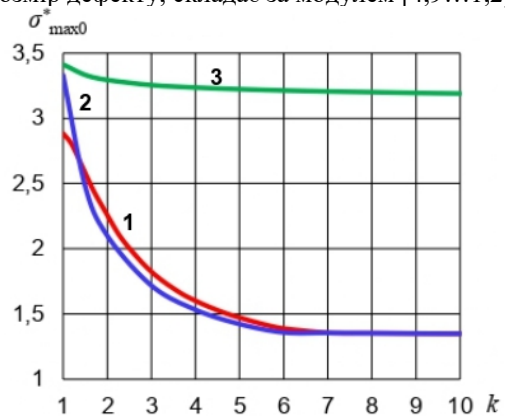


Рис. 7. Залежності максимальних механічних напружень навколо водних пор, мала піввісь яких орієнтована до площини електродів під кутом 0° , від геометричного співвідношення для випадків: обмеженої пори в матеріалі з $\nu = 0,1$ і $E_M = 1$ МПа (крива 1); наскрізних пор в матеріалах з $\nu = 0,1$ (крива 2) і з $\nu = 0,499$ (крива 3)

Для всіх розглянутих наскрізних пор зміння модуля Юнга ізоляційного матеріалу не впливає на картину розподілу напружень. Можна твердити про практичну ідентичність залежностей максимальних механічних напружень в області дефектів з іонізованим повітрям і водою при орієнтації їх більшої півосі під

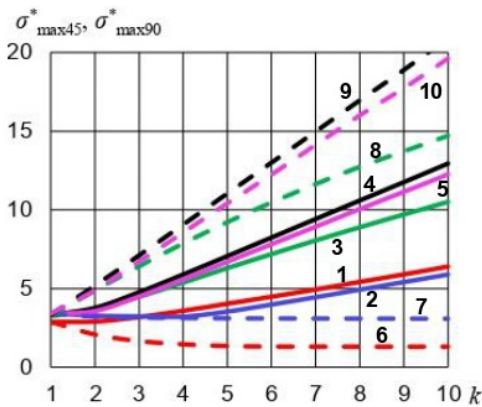


Рис. 8. Залежності максимальних механічних напружень навколо водних пор, мала піввісь яких орієнтована до площини електродів під кутами 45° (суцільні лінії), 90° (штрихові лінії), від геометричного співвідношення для випадків: в матеріалі з $E_M = 1$ МПа і $\nu = 0,1$ (криві 1 та 6); в матеріалі з $E_M = 1$ МПа і $\nu = 0,499$ (криві 2 та 7); в матеріалі з $E_M = 10^5$ МПа і $\nu = 0,1$ (криві 3 та 8); для наскрізних пор в матеріалах з $\nu = 0,1$ (криві 4 та 9) і з $\nu = 0,499$ (криві 5 та 10)

кутом 90° до площини електродів, а також про ідентичність напружень навколо наскрізних пор з іонізованим повітрям і водою при інших кутах. При зростанні співвідношення великої та малої півосей перерізу дефекту k від 1 до 10 максимальні механічні напруження навколо обмежених і наскрізних пор з іонізованим повітрям (водою) при орієнтації їх великих півосей до площини електродів під кутами 0° і 45° зростають у 2,3...6,3 (0,5...6,3) і 2,6...3,9 (2,2...3,9) рази відповідно.

При дослідженні поверхневого водного дефекту виявилась відсутність пропорційності механічних напружень при зміні відносної діелектричної проникності. Це може пояснюватись наявністю незначного електричного поля в дефекті, яке при зміні діелектричної проникності ізоляційного матеріалу буде змінюватися. А тому графіки, приведені на рис. 9, 10, побудовані при визначенні відносних механічних напружень наступним чином: $\sigma_{\max}^* = \sigma_{\max}^* \epsilon_{ri}$.

Представлені графіки на рис. 9, 10 справедливі для ізоляційних матеріалів, пружні властивості яких змінюються у широких межах. Середня розбіжність залежностей на рис. 9 при зміні коефіцієнта Пуассона в діапазоні [0,1...0,499] складає 3 %. Відповідно до рис. 9 при збільшенні відносної діелектричної проникності ізоляційного матеріалу від 2 до 7 для діапазону співвідношення великої та малої півосей перерізу дефекту $k \in [1...10]$ максимальні механічні напруження навколо поверхневих водних тріщин з орієнтацією малих півосей до площини електродів під кутами 0° і 45° зменшуються в 1,1...3 рази.

Отже, незважаючи на ідентичність розподілу електричного поля для тотожних областей варіантів із зовнішніми та внутрішніми дефектами розподіл поля механічних напружень не однаковий, а залежить від співвідношення пружних властивостей ізоляційного матеріалу і дефекту, місця знаходження дефекту.

Верифікація отриманих результатів. Модель тестувалась згідно з чисельним дослідженням роботи [20]. В моделі, наведеній в [20], розв'язувалась задача в осесиметричній постановці з урахуванням провідності на постійному струмі. Для адекватності порівняння в розробленій у даній роботі моделі враховувалась осесиметричність задачі та комплексна діелектрична проникність. Похибка для максимального значення

механічного напруження у порівнянні з результатом, отриманим в [20], склала 0,12 %, що підтверджує правильність чисельних результатів даної роботи. Крім того, за порядком електричних і електромеханічних величин чисельні результати даної роботи і робіт [21, 22] збігаються.

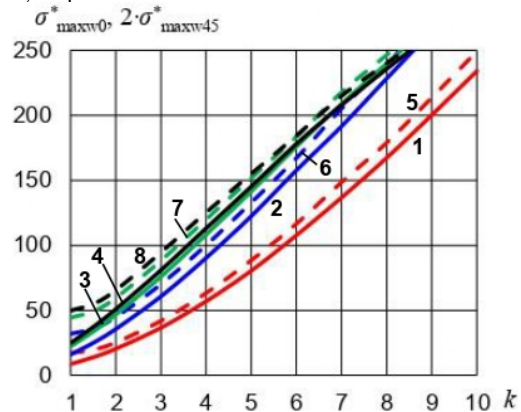


Рис. 9. Залежності максимальних механічних напружень навколо поверхневих водних тріщин, мала піввісь яких орієнтована до площини електродів під кутами 0° (суцільні лінії), 45° (штрихові лінії), від геометричного співвідношення для випадків: $\epsilon_{ri} = 2$ (криві 1 та 5), $\epsilon_{ri} = 4$ (криві 2 та 6), $\epsilon_{ri} = 6$ (криві 3 та 7), $\epsilon_{ri} = 7$ (криві 4 та 8)

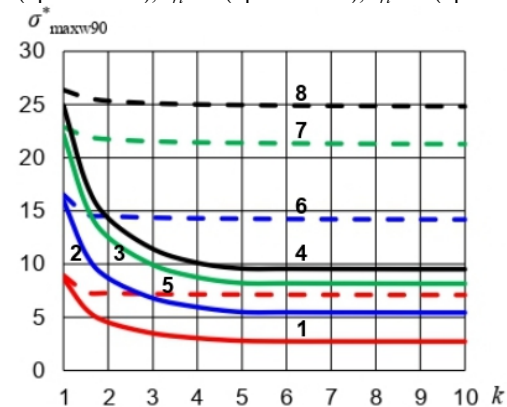


Рис. 10. Залежності максимальних механічних напружень навколо поверхневих водних тріщин, мала піввісь яких орієнтована до площини електродів під кутом 90°, від геометричного співвідношення в матеріалах з $\nu = 0,1$ (суцільні лінії) і з $\nu = 0,499$ (штрихові лінії) для випадків: $\epsilon_{ri} = 2$ (криві 1 та 5), $\epsilon_{ri} = 4$ (криві 2 та 6), $\epsilon_{ri} = 6$ (криві 3 та 7), $\epsilon_{ri} = 7$ (криві 4 та 8)

Висновки.

1. Розроблена чисельно-польова математична двовимірна модель, яка складається з послідовно розв'язуваних рівнянь електростатики і структурної механіки, для визначення розподілу механічних напружень в ізоляційному матеріалі з рідким або газоподібним дефектом і реалізована в COMSOL. Адекватність моделі підтверджена порівнянням з відомими у літературі результатами.

2. Мінімальне відношення найбільших напружень в ізоляційних матеріалах навколо поверхневих тріщин і пор для іонізованого повітря склало 9,3 рази для максимального, розглянутого в роботі, співвідношення великої та малої півосей поперечного перерізу дефекту $k = 10$. Для водного дефекту аналогічне відношення склало 2...5,6 разів, збільшуючись при зміні відносної діелектричної проникності ізоляційного матеріалу від 7 до 2.

3. При збільшенні модуля Юнга ізоляційного матеріалу від 1 МПа до 100 ГПа кути нахилу до вісі співвідношення великої та малої півосей поперечного

перерізу дефекту лінеаризованих залежностей максимальних механічних напружень навколо обмежених пор з іонізованим повітрям (водою) збільшуються на $35,9^\circ$ ($58,0^\circ$) і $18,6^\circ$ ($20,1^\circ$) при орієнтація великих півосей під кутами 0° і 45° відповідно.

4. Подальший напрямок досліджень полягає у встановленні залежностей розподілу механічних напружень в ізоляційних матеріалах з дефектами на основі удосконаленої математичної моделі урахуванням додаткової просторової координати та анізотропії фізичних властивостей матеріалів моделі.

Конфлікт інтересів. Автор статті заявляє про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Zhou T., Zhu X., Yang H., Yan X., Jin X., Wan Q. Identification of XLPE cable insulation defects based on deep learning. *Global Energy Interconnection*, 2023, no. vol. 6, no. 1, pp. 36-49. doi: <https://doi.org/10.1016/j.gloi.2023.02.004>.
2. Qu Z., Zhang G., Fu Y., An Y., Chen C., Shan X. Defect detection for the insulation layer of bent aircraft cables based on ultrasonic guided waves. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2023, vol. 72, pp. 1-8. doi: <https://doi.org/10.1109/TIM.2023.3241040>.
3. Zhou X., Tian T., Li X., Chen K., Luo Y., He N., Liu W., Ma Y., Bai J., Zhang X. and Zhang G. Study on insulation defect discharge features of dry-type reactor based on audible acoustic. *AIP Advances*, 2022, vol. 12, no. 2, art. no. 025210. doi: <https://doi.org/10.1063/5.0078735>.
4. Wang Y., Nie Y., Qi P., Zhang N., Ye C. Inspection of defect under thick insulation based on magnetic imaging with TMR array sensors. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2021, vol. 58, no. 3, art. no. 6200510. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2021.3138587>.
5. Palchykov O.O. Breakdown voltage of micron range air inclusions in capacitor paper. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 6, pp. 30-34. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.6.05>.
6. Li G., Liang X., Zhang J., Li X., Wei Y., Hao C. Insulation properties and interface defect simulation of distribution network cable accessories under moisture condition. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2022, vol. 29, no. 2, pp. 403-411. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2022.3157902>.
7. Vavilova G., Yurchenko V., Keyan L. Influence of the insulation defects size on the value of the wire capacitance. *Progress in Material Science and Engineering, Part of the Studies in Systems, Decision and Control book series (SSDC)*, 2021, no. 351, pp. 113-123. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-68103-6_11.
8. Ndama A.T., Ndong E.O., Boussougou Y.C.M., Tsoumou G.J., Blampain E.J.J. Theoretical Study of Potential Manufacturing Insulation Defects in Medium-Voltage Traction Motors. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, 2022, vol. 12, no. 1, pp. 83-98. doi: https://doi.org/10.46338/ijetae0122_09.
9. Uydur C.C., Arikani J., Kalenderli Ö. The effect of insulation defects on electric and magnetic field distributions in power cables. *Tehnicky Vjesnik*, 2021, vol. 28, no. 4, pp. 1152-1160. doi: <https://doi.org/10.17559/TV-20200205084232>.
10. Han W., Yang G., Hao C., Wang Z., Kong D. and Dong Y. A data-driven model of cable insulation defect based on convolutional neural networks. *Applied Sciences*, 2022, vol. 12, no. 16, art. no. 8374. doi: <https://doi.org/10.3390/app12168374>.
11. Zeller H.R., Schneider W.R. Electrofracture mechanics of dielectric aging. *Journal of Applied Physics*, 1984, vol. 56, no. 2, pp. 455-459. doi: <https://doi.org/10.1063/1.333931>.
12. Сканиви Г.И. *Физика диэлектриков (область сильных полей)*. – М.: ГИФМЛ, 1958. – 909 с.
13. Blythe T., Bloor D. *Electrical properties of polymers*. Cambridge University Press, 2008. 496 p.
14. Zhou X., Zhao X., Suo Z., Zou C. Electrical breakdown and ultrahigh electrical energy density in poly (vinylidene fluoride-hexafluoropropylene) copolymer. *Applied Physics Letters*, 2009, vol. 94, no. 16, art. no. 162901. doi: <https://doi.org/10.1063/1.3123001>.
15. Karpov V.G., Kryukov Y.A., Karpov I.V., Mitra M. Field-induced nucleation in phase change memory. *Physical Review B*, 2008, vol. 78, no. 5, art. no. 052201. doi: <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.78.052201>.
16. Montanari G.C., Seri P., Dissado L.A. Aging mechanisms of polymeric materials under DC electrical stress: A new approach and similarities to mechanical aging. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2019, vol. 26, no. 2, pp. 634-641. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2018.007829>.

17. Ding H.-Z., Varlow B.R. Thermodynamic model for electrical tree propagation kinetics in combined electrical and mechanical stresses. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2005, vol. 12, no. 1, pp. 81-89. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2005.1394018>.
18. Pallon L.K.H., Nilsson F., Yu S., Liu D., Diaz A., Holler M., Chen X.R., Gubanski S., Hedenqvist M.S., Olsson R.T., Gedde U.W. Three-Dimensional Nanometer Features of Direct Current Electrical Trees in Low-Density Polyethylene. *Nano Letters*, 2017, vol. 17, no. 3, pp. 1402-1408. doi: <https://doi.org/10.1021/acs.nanolett.6b04303>.
19. Kitani R., Iwata S., Imatani S. Energy-Release Rate in Electrically Deteriorated Materials Introduced by Using Maxwell Stress Tensor at Crack Tip. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2021, vol. 28, no. 6, pp. 1925-1932. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2021.009692>.
20. Zuoqian Wang, Marcolongo P., Lemberg J.A., Panganiban B., Evans J.W., Ritchie R.O., Wright P.K. Mechanical fatigue as a mechanism of water tree propagation in TR-XLPE. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2012, vol. 19, no. 1, pp. 321-330. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2012.6148534>.
21. Кучерявая И.Н. Компьютерный анализ электромеханических напряжений в полиэтиленовой изоляции силового кабеля при наличии микровключений. *Технічна електродинаміка*, 2012, № 5, с. 10-16.
22. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Мультифизические процессы в области включения в полиэтиленовой изоляции силового кабеля (трехмерное моделирование и эксперимент). *Технічна електродинаміка*, 2015, № 3, с. 3-9.
23. Bezprozvannyh G.V., Mirchuk I.A. Correlation between electrical and mechanical characteristics of cables with radiation-modified insulation on the basis of a halogen-free polymer composition. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 4, pp. 54-57. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.4.09>.
24. Bezprozvannyh G.V., Boyko A.N., Roginskiy A.V. Effect of a dielectric barrier on the electric field distribution in high-voltage composite insulation of electric machines. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 6, pp. 63-67. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.6.09>.
25. Bezprozvannyh G.V., Kyessayev A.G., Mirchuk I.A., Roginskiy A.V. Identification of technological defects in high-voltage solid insulation of electrical insulation structures on the characteristics of partial discharges. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 4, pp. 53-58. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.4.08>.
26. Abrate S. Criteria for Yielding or Failure of Cellular Materials. *Journal of Sandwich Structures & Materials*, 2008, vol. 10, no. 1, pp. 5-51. doi: <https://doi.org/10.1177/1099636207070997>.
27. Stratton J.A. *Electromagnetic Theory*. Hoboken, IEEE Press, 2007. 630 p.
28. Lurie A. I. *Theory of Elasticity*. Heidelberg, Springer-Verlag Berlin, 2005. 1050 p.

REFERENCES

1. Zhou T., Zhu X., Yang H., Yan X., Jin X., Wan Q. Identification of XLPE cable insulation defects based on deep learning. *Global Energy Interconnection*, 2023, no. vol. 6, no. 1, pp. 36-49. doi: <https://doi.org/10.1016/j.gloi.2023.02.004>.
2. Qu Z., Zhang G., Fu Y., An Y., Chen C., Shan X. Defect detection for the insulation layer of bent aircraft cables based on ultrasonic guided waves. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2023, vol. 72, pp. 1-8. doi: <https://doi.org/10.1109/TIM.2023.3241040>.
3. Zhou X., Tian T., Li X., Chen K., Luo Y., He N., Liu W., Ma Y., Bai J., Zhang X. and Zhang G. Study on insulation defect discharge features of dry-type reactor based on audible acoustic. *AIP Advances*, 2022, vol. 12, no. 2, art. no. 025210. doi: <https://doi.org/10.1063/5.0078735>.
4. Wang Y., Nie Y., Qi P., Zhang N., Ye C. Inspection of defect under thick insulation based on magnetic imaging with TMR array sensors. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2021, vol. 58, no. 3, art. no. 6200510. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2021.3138587>.
5. Palchykov O.O. Breakdown voltage of micron range air inclusions in capacitor paper. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 6, pp. 30-34. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.6.05>.
6. Li G., Liang X., Zhang J., Li X., Wei Y., Hao C. Insulation properties and interface defect simulation of distribution network cable accessories under moisture condition. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2022, vol. 29, no. 2, pp. 403-411. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2022.3157902>.
7. Vavilova G., Yurchenko V., Keyan L. Influence of the insulation defects size on the value of the wire capacitance. *Progress in Material Science and Engineering, Part of the Studies in Systems,*

Decision and Control book series (SSDC), 2021, no. 351, pp. 113-123. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-68103-6_11.

8. Ndama A.T., Ndong E.O., Boussougou Y.C.M., Tsoumou G.J., Blampain E.J.J. Theoretical Study of Potential Manufacturing Insulation Defects in Medium-Voltage Traction Motors. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, 2022, vol. 12, no. 1, pp. 83-98. doi: https://doi.org/10.46338/ijetae0122_09.

9. Uydur C.C., Arikani J., Kalenderli Ö. The effect of insulation defects on electric and magnetic field distributions in power cables. *Tehnicki Vjesnik*, 2021, vol. 28, no. 4, pp. 1152-1160. doi: <https://doi.org/10.17559/TV-20200205084232>.

10. Han W., Yang G., Hao C., Wang Z., Kong D. and Dong Y. A data-driven model of cable insulation defect based on convolutional neural networks. *Applied Sciences*, 2022, vol. 12, no. 16, art. no. 8374. doi: <https://doi.org/10.3390/app12168374>.

11. Zeller H.R., Schneider W.R. Electrofracture mechanics of dielectric aging. *Journal of Applied Physics*, 1984, vol. 56, no. 2, pp. 455-459. doi: <https://doi.org/10.1063/1.333931>.

12. Scanavi G.I. *Physics of dielectrics (region of strong fields)*. Moscow, GIFML Publ., 1958. 909 p. (Rus).

13. Blythe T., Bloor D. *Electrical properties of polymers*. Cambridge University Press, 2008. 496 p.

14. Zhou X., Zhao X., Suo Z., Zou C. Electrical breakdown and ultra-high electrical energy density in poly (vinylidene fluoride-hexafluoropropylene) copolymer. *Applied Physics Letters*, 2009, vol. 94, no. 16, art. no. 162901. doi: <https://doi.org/10.1063/1.3123001>.

15. Karpov V.G., Kryukov Y.A., Karpov I.V., Mitra M. Field-induced nucleation in phase change memory. *Physical Review B*, 2008, vol. 78, no. 5, art. no. 052201. doi: <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.78.052201>.

16. Montanari G.C., Seri P., Dissado L.A. Aging mechanisms of polymeric materials under DC electrical stress: A new approach and similarities to mechanical aging. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2019, vol. 26, no. 2, pp. 634-641. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2018.007829>.

17. Ding H.-Z., Varlow B.R. Thermodynamic model for electrical tree propagation kinetics in combined electrical and mechanical stresses. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2005, vol. 12, no. 1, pp. 81-89. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2005.1394018>.

18. Pallon L.K.H., Nilsson F., Yu S., Liu D., Diaz A., Holler M., Chen X.R., Gubanski S., Hedenqvist M.S., Olsson R.T., Gedde U.W. Three-Dimensional Nanometer Features of Direct Current Electrical Trees in Low-Density Polyethylene. *Nano Letters*, 2017, vol. 17, no. 3, pp. 1402-1408. doi: <https://doi.org/10.1021/acs.nanolett.6b04303>.

19. Kitani R., Iwata S., Imatani S. Energy-Release Rate in Electrically Deteriorated Materials Introduced by Using Maxwell Stress Tensor at Crack Tip. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2021, vol. 28, no. 6, pp. 1925-1932. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2021.009692>.

20. Zuoqian Wang, Marcolongo P., Lemberg J.A., Panganiban B., Evans J.W., Ritchie R.O., Wright P.K. Mechanical fatigue as a mechanism of water tree propagation in TR-XLPE. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2012, vol. 19, no. 1, pp. 321-330. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2012.6148534>.

21. Kucheriava I.M. Computer analysis of electromechanical stress in polyethylene insulation of power cable at available micro-inclusion. *Technical Electrodynamics*, 2012, no. 5, pp. 10-16. (Rus).

22. Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. Multiphysics processes in the region of inclusion in polyethylene insulation of power cable (three-dimensional modeling and experiment). *Technical Electrodynamics*, 2015, no. 3, pp. 3-9. (Rus).

23. Bezprozvannykh G.V., Mirchuk I.A. Correlation between electrical and mechanical characteristics of cables with radiation-modified insulation on the basis of a halogen-free polymer composition. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 4, pp. 54-57. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.4.09>.

24. Bezprozvannykh G.V., Boyko A.N., Roginskiy A.V. Effect of a dielectric barrier on the electric field distribution in high-voltage composite insulation of electric machines. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 6, pp. 63-67. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.6.09>.

25. Bezprozvannykh G.V., Kyessayev A.G., Mirchuk I.A., Roginskiy A.V. Identification of technological defects in high-voltage solid insula-

tion of electrical insulation structures on the characteristics of partial discharges. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 4, pp. 53-58. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.4.08>.

26. Abrate S. Criteria for Yielding or Failure of Cellular Materials. *Journal of Sandwich Structures & Materials*, 2008, vol. 10, no. 1, pp. 5-51. doi: <https://doi.org/10.1177/1099636207070997>.

27. Stratton J.A. *Electromagnetic Theory*. Hoboken, IEEE Press, 2007. 630 p.

28. Lurie A. I. *Theory of Elasticity*. Heidelberg, Springer-Verlag Berlin, 2005. 1050 p.

Надійшла (Received) 24.04.2023

Прийнята (Accepted) 02.08.2023

Опублікована (Published) 02.01.2024

Пальчиков Олег Олегович¹, к.т.н.,

¹ Національний університет кораблебудування

імені адмірала Макарова,

54025, Миколаїв, пр. Героїв України, 9,

e-mail: ole2012hulk@gmail.com

O.O. Palchykov¹

¹ Admiral Makarov National University of Shipbuilding,

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

Determination of the maximum mechanical stresses in the insulating material around a defect with a high dielectric permittivity in an electrostatic field.

Introduction. All insulating macrohomogeneous solid materials change shape under the influence of an electric field. **Problem.** The presence of minor defects changes the distribution of an electric field and causes a significant concentration of mechanical stresses in a given section of the material, which, under certain circumstances, can cause partial or complete destruction of this material. **Goal.** The purpose of the work is to determine maximum mechanical stresses according to the von Mises criterion in insulating materials around defects with ionized air and water in an electrostatic field. Also, to analyze the influence of the following parameters on the indicated stresses: the location of the defect, the orientation angle of the semi-major axis of the defect cross-section, the ratio of semi-major and semi-minor axes, elastic and dielectric properties of the insulating material and the defect. **Methodology.** The study is based on the interrelated equations of electrostatics and structural mechanics for an isotropic piecewise homogeneous medium. The solution of these equations is obtained by the finite element method. **Results.** Graphs of dependences of maximum mechanical stresses on the ratio of semi-major and semi-minor axes of the ellipsoidal cross-section of the defect have been obtained. The minimum ratio of the greatest stresses in the insulating materials around the surface cracks and pores for ionized air has been 9.3 times for the maximum ratio of major and minor semi-axes of the cross-section of the defect considered in the work, which is 10. For a water defect, the similar ratio has been 2...5.6 times, increasing when the relative dielectric permittivity of the insulating material changes from 7 to 2. When Young's modulus of the insulating material increases from 1 MPa to 100 GPa, the angles of the inclination of the linearized dependences of maximum mechanical stresses around bounded pores with ionized air (water) to the axis of the ratio of major and minor semi-axes of the defect cross-section have been increased by 35.9° (58.0°) and 18.6° (20.1°) at orientations of major semi-axes at angles of 0° and 45°, respectively. **Originality.** The numerical-field mathematical two-dimensional model has been developed for the first time, which consists of sequentially solved equations of electrostatics and structural mechanics, for the determination of the distribution of mechanical stresses in an insulating material with a liquid or gaseous defect. It has been established for the first time that the ratio of the elastic properties of the insulating material and the defect determines the angle of the inclination of the linearized dependence of the maximum mechanical stress to the axis of the ratio of major and minor semi-axes of the defect cross-section. **Practical value.** The types of defects that contribute to the aging of insulation materials under the combined action of an electric field and a stress field to the greatest extent have been established. References 28, table 1, figures 10.

Key words: insulating material, internal and surface defect, electrostatics, structural mechanics, von Mises stress, finite element method.

How to cite this article:

Palchykov O.O. Determination of the maximum mechanical stresses in the insulating material around a defect with a high dielectric permittivity in an electrostatic field. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 1, pp. 69-76. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.1.09>

V. Paquianadin, K. Navin Sam, G. Koperundevi

Maximizing solar photovoltaic system efficiency by multivariate linear regression based maximum power point tracking using machine learning

Introduction. In recent times, there has been a growing popularity of photovoltaic (PV) systems, primarily due to their numerous advantages in the field of renewable energy. One crucial and challenging task in PV systems is tracking the maximum power point (MPP), which is essential for enhancing their efficiency. **Aim.** PV systems face two main challenges. Firstly, they exhibit low efficiency in generating electric power, particularly in situations of low irradiation. Secondly, there is a strong connection between the power output of solar arrays and the constantly changing weather conditions. This interdependence can lead to load mismatch, where the maximum power is not effectively extracted and delivered to the load. This problem is commonly referred to as the maximum power point tracking (MPPT) problem various control methods for MPPT have been suggested to optimize the peak power output and overall generation efficiency of PV systems. **Methodology.** This article presents a novel approach to maximize the efficiency of solar PV systems by tracking the MPP and dynamic response of the system is investigated. **Originality.** The technique involves a multivariate linear regression (MLR) machine learning algorithm to predict the MPP for any value of irradiance level and temperature, based on data collected from the solar PV generator specifications. This information is then used to calculate the duty ratio for the boost converter. **Results.** MATLAB/Simulink simulations and experimental results demonstrate that this approach consistently achieves a mean efficiency of over 96 % in the steady-state operation of the PV system, even under variable irradiance level and temperature. **Practical value.** The improved efficiency of 96 % of the proposed MLR based MPP in the steady-state operation extracting maximum from PV system, adds more value. The same is evidently proved by the hardware results. References 24, table 4, figures 14.

Key words: machine learning, maximum power point trackers, solar photovoltaic systems.

Вступ. Останнім часом зростає популярність фотоелектричних (ФЕ) систем, насамперед через їх численні переваги в галузі відновлюваної енергетики. Однією з найважливіших і складних завдань у ФЕ системах є відстеження точки максимальної потужності (МРР), яка необхідна для підвищення їх ефективності. **Мета.** ФЕ системи стикаються із двома основними проблемами. По-перше, вони демонструють низьку ефективність вироблення електроенергії, особливо в умовах низького випромінювання. По-друге, існує сильний зв'язок між вихідною потужністю сонячних батарей і погодними умовами, що постійно змінюються. Ця взаємозалежність може призвести до невідповідності навантаження, коли максимальна потужність не ефективно відбиратиметься і передаватиметься в навантаження. Цю проблему зазвичай називають проблемою відстеження точки максимальної потужності (МРР). Для оптимізації пікової вихідної потужності та загальної ефективності генерації ФЕ систем було запропоновано різні методи керування МРР. **Методологія.** У цій статті представлено новий підхід до максимізації ефективності сонячних ФЕ систем шляхом відстеження МРР та дослідження динамічної реакції системи. **Оригінальність.** Цей метод включає алгоритм машинного навчання базовимірної лінійної регресії (MLR) для прогнозування МРР для будь-якого рівня освітленості і температури на основі даних, зібраних зі специфікацій сонячних ФЕ генераторів. Ця інформація потім використовується для розрахунку коефіцієнта заповнення перетворювача, що підвищує. **Результати.** Моделювання MATLAB/Simulink та експериментальні результати показують, що цей підхід послідовно забезпечує середню ефективність понад 96 % в режимі роботи ФЕ системи, що встановився, навіть при змінних рівнях освітленості і температурі. **Практична цінність.** Підвищена ефективність 96 % пропонованого МРР на основі MLR в режимі роботи, що вистачає максимум з ФЕ системи, підвищує цінність. Те саме, очевидно, підтверджують і апаратні результати. Бібл. 24, табл. 4, рис. 14.

Ключові слова: машинне навчання, відстежувачі максимальної потужності, сонячні фотоелектричні системи.

Introduction. Solar photovoltaic (PV) generator energy systems have become increasingly popular as a source of renewable energy. However, one of the main challenges is, achieving maximum power extraction from the PV generator as it is typically not operated at its optimal point for specific levels of irradiance (I_r) and temperature (T). To address this challenge, various techniques have been developed for tracking the maximum power point (MPP) known as MPP tracking (MPPT) techniques, which aim to improve the efficiency of PV generator. The most common conventional methods for MPPT of a PV generator are Perturb & Observe (P&O) and Incremental Conductance (IC) algorithms. These methods involve adjusting the voltage of the PV generator [1-3] to calculate the required change in voltage for maximum power extraction. Other methods include mathematical-based approaches like the curve-fitting algorithm, which indirectly tracks the MPP using the power-voltage curve of the panel. Constant-parameter algorithms like fractional open-circuit voltage require periodic measurement of the open-circuit voltage, while the fractional short-circuit current algorithm requires periodic measurement of the short-circuit current. Trial-

and-error-based methods like gradient descent calculate the adjacent local MPP using the gradient function. Intelligent prediction algorithms like fuzzy logic control (FLC) and artificial neural networks (ANN) can predict MPP by adjusting the weights of different layers through a training process [4, 5]. Optimization methods like ant colony optimization, firefly algorithm, genetic algorithm, and grey wolf optimization attempt to optimize functions or variables to achieve maximum power extraction from the PV generator.

These algorithms are designed to operate the PV generator at the MPP to extract the maximum available power for delivery to the load.

Machine learning (ML) algorithms can predict unknown data with a high degree of accuracy by learning from known data. By training a ML algorithm [6] with existing data and testing it with new data, a ML model is created. Typically, 75 % of the data is used for training, and the remaining 25 % for testing the model. Image-based ML and reinforcement learning algorithms have been used for MPPT in PV generator. To operate the PV generator at the MPP, a converter is required.

© V. Paquianadin, K. Navin Sam, G. Koperundevi

The literature reports the use of various types of converters, including DC-DC buck converters, boost converters, buck-boost converters, single-ended primary inductor converters, and controlled inverters.

Although the conventional P&O and IC methods are simple and require fewer sensing elements, they have a low MPPT speed for rapid changes in irradiances. Intelligent prediction algorithms like ANN and FLC can address this issue. The performance of the ANN model depends on the correlation between the training and validation data, the number of iterations used for training, and the number of layers and neurons. The accuracy of the FLC is dependent on the rule-based design, which requires human expertise and experience. The Cuckoo Search (CS) technique is considered one of the fastest and most reliable optimization techniques but has a high failure rate and high oscillations in the steady state.

Achieving fast-tracking of the MPP is crucial for efficient solar PV generator, as irradiance and temperature change rapidly. ML algorithms offer a promising solution to improve MPPT speed without requiring an iterative approach or controller. To evaluate this approach, a new multivariate linear regression (MLR) algorithm is proposed in this study, and its performance is compared to conventional techniques like P&O and IC, intelligent methods like ANN and FLC, and optimization algorithms.

The block diagram shown in Fig. 1 for a complete system, where P_{mp} is maximum power available at MPP, V_{mp} is the voltage of the solar PV generator at MPP, I_{mp} is the current through the solar PV generator at MPP, D is duty cycle, R_{mp} is the resistance at MPP and R_0 is the load resistance. The mean efficiency is calculated under different irradiance level (IL) and temperature T to validate the effectiveness of the MLR method.

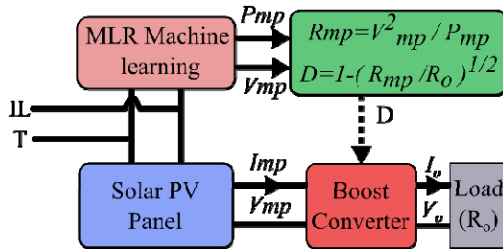


Fig. 1. System block diagram

System description. Characteristics of PV generator and DC-DC boost converter. Solar PV generator convert sunlight into electricity, and several cells are connected to form a PV generator. The one-diode equivalent circuit [7-11] of a PV generator is depicted in Fig. 2 and represented mathematically in (1). The number of solar PV generator in a panel determines the specifications for voltage, current, and power.

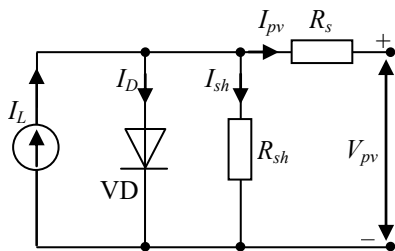


Fig. 2. The one-diode equivalent circuit of a PV generator

$$I_{pv} = I_L - I_D(e^{\frac{V+I_{pv}R_s}{nV_T}} - 1) - \frac{V + I_{pv}R_s}{R_{sh}}, \quad (1)$$

where I_{pv} is the solar PV generator current; I_L is the photocurrent as a function of IL and T ; I_D is the diode saturation current; V is the solar PV generator voltage; R_s is the series resistance; n is the diode ideal factor ($1 \leq n \leq 2$); V_T is the thermal voltage equivalent; R_{sh} is the shunt resistance.

Figure 3 illustrates a boost converter with pulse width modulation control, which is powered by a solar PV generator. The MOSFET switch and duty cycle (D) is responsible for controlling the amount of power that is delivered to the load from the solar PV generator. The inductor L present in the circuit boosts the solar PV generator voltage to the required output voltage level. Additionally, the load current I_o flow through the load and input and output capacitors C_i and C_o are utilized to minimize the ripple content in the voltages [8-10].

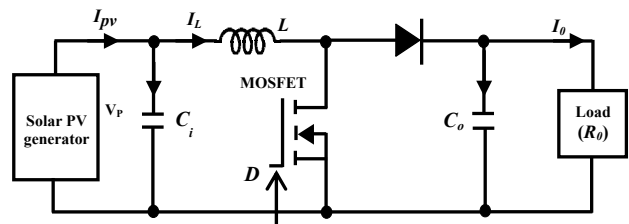


Fig. 3. Boost converter with solar PV generator

The solar panel specifications used for the simulation include a maximum power of 250 W, short-circuit current of 9.38 A, open-circuit voltage of 36 V, voltage at MPP of 28.8 V, and current at MPP of 8.68 A. The current-voltage and power-voltage characteristics of the solar PV generator under different temperature and irradiances are illustrated in Fig. 4.

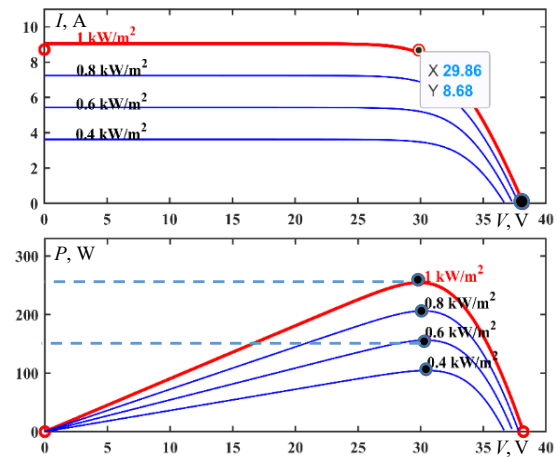


Fig. 4. The current-voltage and power-voltage characteristic curves of solar PV generator

Multivariate linear regression. The linear regression method is a simple ML technique that is suitable for predicting real numbers from available data. It works by predicting unknown data, which is also known as dependent data, from the features, which are referred to as independent data [12, 13]. If the data has a single feature, then the univariate linear regression algorithm gives a straight line that predicts the data in a two-dimensional space. On the other hand, if there are multiple features, the MLR algorithm provides a plane in multidimensional

space. The general form of the multiple linear regression planes [12] can be expressed as:

$$y = \beta_0 + \beta_1 x_1 + \dots + \beta_{n-1} x_{n-1} + \beta_n x_n, \quad (2)$$

where y is the data to be predicted in a n -dimensional space $x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n$ are the feature with $\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_{n-1}, \beta_n$ as regression coefficients.

ANN-based MPP [14-18] is shown in Fig. 5 for an example of finding the duty at MPP (D_{mpp}) based on the training provided for the ANN. The results of D_{mpp} are taken as output and are used for comparisons.

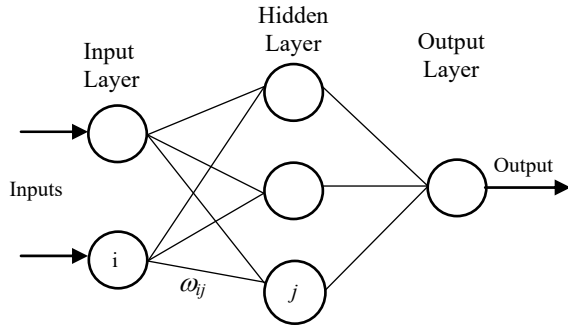


Fig. 5. Neural network example

Data in linear regression. ML algorithms acquire knowledge by analyzing data, allowing them to identify patterns, make informed decisions, and assess their level of certainty based on the information provided. The quality of the training data plays a critical role in determining the effectiveness of the model. Figure 6 indicates the learning model. Three-dimensional MLR model is shown in Fig. 7.

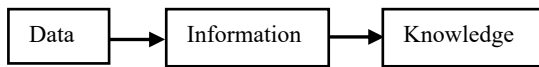


Fig. 6. Learning model

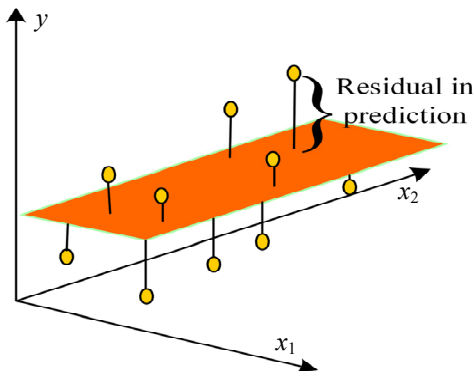


Fig. 7. MLR model in a three-dimensional space

Learning is data refers to raw and unprocessed facts, values, texts, sounds, or images that are yet to be analyzed. It is a crucial component in the fields of ML and artificial intelligence, and without it, cannot train any models. Information, on the other hand, is data that has been interpreted and manipulated to provide final results. Knowledge is a combination of inferred information, experiences, learning, and insights that result in awareness.

Data preprocessing. Training data. The part of data used to train the model. This is the data that the MLR model sees (both input and output) and learns from this data. In the proposed work, 70 % of data is given for training purpose and the records were chosen randomly (Fig. 8).

Validation data. The part of data that is used to do a frequent evaluation of the model, fits on the training

dataset along with improving involved hyper parameters (initially set parameters before the model begins learning). This data plays its part when the model is training. For validation of data, only 20 % of the data is given and the records were random.

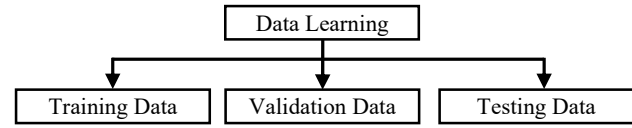


Fig. 8. Data preprocessing

Testing data. Once the model is completely trained, testing data provides an unbiased evaluation. When the inputs of testing data are fed, the trained model will predict some values (without seeing actual output). After prediction, to evaluate the model by comparing it with the actual output present in the testing data.

This is how the evaluation and performance model has learned from the experiences feed in as training data, set at the time of training. The remaining data i.e., 10 % of data is fed to the trained and validated model to evaluate performance.

Methodology. The methodology used in this study is divided into 4 stages, as the flowchart shown in Fig. 9. The first stage involves collecting and processing raw data from the solar PV generator specifications using MATLAB/Simulink. After collecting the data, an analysis is performed to remove any outliers. The second stage focuses on developing the MLR model through training, validation, and testing using the prepared data. The performance of the model is evaluated using metrics such as sum squared error (SSE), R^2 , and root mean square error (RMSE). The formula to calculate these measures are provided below.

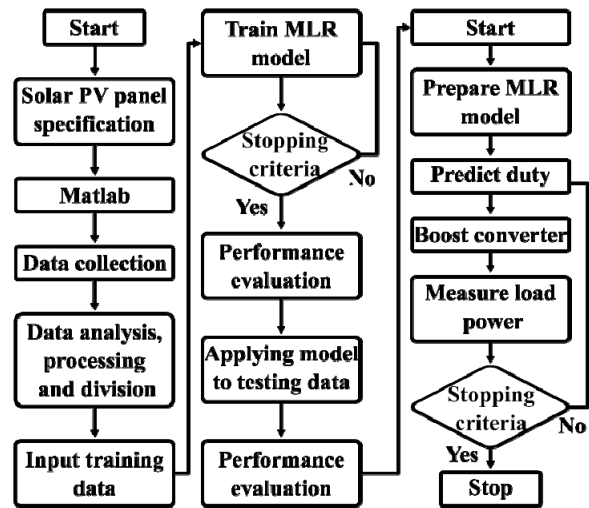


Fig. 9. Flowchart for the proposed MMPT using MLR

$$SSE = \sum_{K=1}^{n_s} (Y_{A,K} - Y_{P,K})^2; \quad (3)$$

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{K=1}^{n_s} (Y_{A,K} - Y_{P,K})^2}{\sum_{K=1}^{n_s} (Y_{A,K} - Y_{P,Avg})^2}; \quad (4)$$

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n_s} \sum_{K=1}^{n_s} (Y_{A,K} - Y_{P,K})^2}, \quad (5)$$

where Y_A represents the actual data; Y_P is the predicted data; n_s is the number of samples; Y_{Avg} is the average

values of Y_A . The value of $R^2 \in [0, 1]$ specifies the prediction strength of models, and an R^2 value closer to 1 ensures the best fit of the model. Likewise, the SSE and RMSE values measure the residual or error among Y_A and Y_p . Therefore, SSE and RMSE values closer to 0 represent the models' superior prediction.

In the proposed methodology, the third stage involved using the MLR model to perform MPPT. The MLR model predicted the maximum power available at MPP (P_{mp}) and the voltage of the solar PV generator at MPP (V_{mp}) for a given IL and temperature T . The predictions were used to determine the required D for the boost converter to operate the PV generator at MPP. The corresponding resistance at MPP (R_{mp}) was computed using these predicted values as in (6). The R_{mp} was reflected between nodes of boost converter by controlling the D of the boost converter. The D in terms of R_{mp} and load resistance R_0 is given in (7):

$$R_{mp} = V_{mp}^2 / P_{mp}; \quad (6)$$

$$D = 1 - \sqrt{(R_{mp} / R_0)}. \quad (7)$$

The maximum and minimum values of the load resistance were determined using the method proposed in [8]. The boost converter is designed using the procedure explained in [7]. The required boost converter inductance L and capacitance C are as follows:

$$L = V_{inp} \cdot (V_{out} - V_{inp}) / f_{sw} \cdot \Delta I \cdot V_{out}; \quad (8)$$

$$C = I_{out} \cdot (V_{out} - V_{inp}) / f_{sw} \cdot \Delta V \cdot V_{out}; \quad (9)$$

where V_{inp} is the input voltage; V_{out} is the output voltage; f_{sw} is the switching frequency; ΔI is the current ripple; I_{out} is the output current; ΔV is the voltage ripple.

The fourth stage of the methodology involved a comparative analysis of the MLR methodology with existing conventional, intelligent, and optimization MPPT methods.

Simulation results and discussion. Data collection.

The simulated dynamic result for the IL changed from 900 to 500 W/m^2 is shown in Fig. 10. In that corresponding solar power, voltage, and current were demonstrated that the maximum power can track using the proposed method.

The data collected for this study includes four variables: I_r , T , P_{mp} and V_{mp} . The values of P_{mp} and V_{mp} depend on I_r and T .

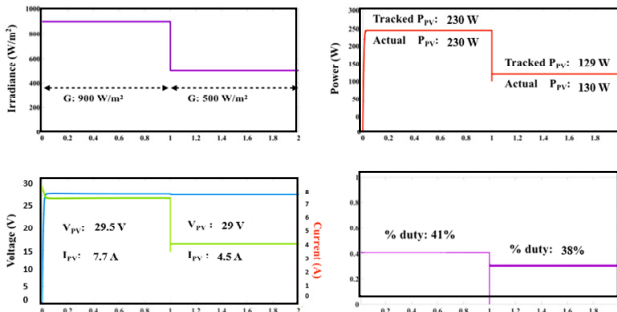


Fig. 10. Simulation results of V_{pv} , I_{pv} , P_{pv} and D for change in I_r from 900 to 500 W/m^2 , $T = 25$ °C

To predict P_{mp} and V_{mp} , I_r and T are used as features. The MPP of changes in variables for the installed roof solar PV generator and its specification of 250 W Zy-TECH 250P [19-21] are given in Table 1.

Table 1
Specification of solar PV generator

Specification	Value
Rated power, W	250
Voltage at maximum power, V	28.8
Current at maximum power, A	8.68
Open circuit voltage, V	36
Short-circuit current, A	9.38
Voltage temperature coefficient	-0.36901
Current temperature coefficient	0.086988

Performance of the proposed MLR model. The MLR machine learning models created using MATLAB/Simulink involves two independent and one dependent variable. These models can predict the values of P_{mp} and V_{mp} based on specific values of I_r and T . The data were collected as described earlier, based on the specification of the PV generator. The MLR model developed is presented mathematically in (10) and (11):

$$P_{mp} = 0.8994 + 0.01001 \cdot I_r - 0.03685 \cdot T; \quad (10)$$

$$V_{mp} = 19.21 + 0.0007073 \cdot I_r - 0.08946 \cdot T. \quad (11)$$

The developed MATLAB MLR machine learning technique consists of two input variables and one output variable. These techniques can predict P_{mp} and V_{mp} at various irradiance I_r and temperature T .

The regression coefficients of (10) define a plane in I_r , T and P_{mp} as shown in Fig. 11,a. The residuals in the prediction for these parameters are shown in Fig. 11,b. The numerical analysis of SSE, R^2 , and RMSE are 0.0197, 0.9999 and 0.0405, respectively. The SSE and RMSE values are close to 0, and the R^2 value is close to 1, indicating the best prediction of the models and the results given in Table 2, 3.

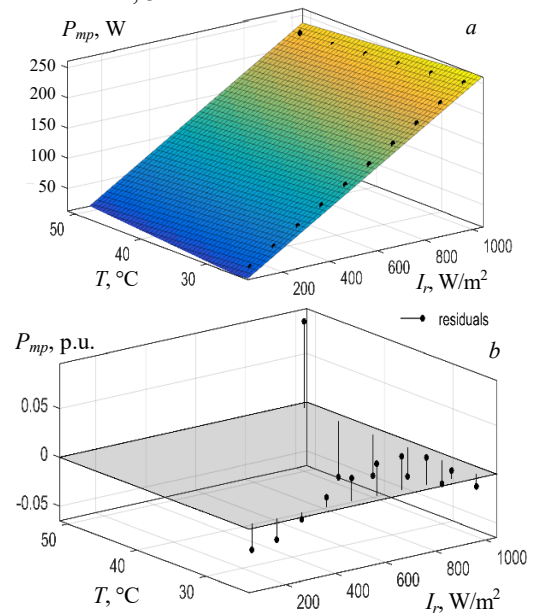


Fig. 11. a – P_{mp} plane defined by regression coefficients; b – residuals in prediction

Table 2

Training results

Metric	Value
RMSE	$1.0347 \cdot 10^{-14}$
R^2	1
MSE	$1.0762 \cdot 10^{-28}$
Prediction speed	9800 obs/s*
Training time	4.9252 s

*obs/s – refers to number of observations processed per second.

Table 3
Testing results

Metric	Value
RMSE	$3.6016 \cdot 10^{-14}$
R^2	1
MSE	$1.2972 \cdot 10^{-27}$

Performance comparison of various methods. The performance of the MLR model was compared to other models, and the results were summarized in Table 4 for the time range of 0 to 0.5 s. The comparison indicated that the P&O and IC methods exhibited oscillations in steady-state, while the other models did not [22-24]. According to Table 4 the MLR model settled in less than half the time with a high steady-state value of 230 W and almost zero overshoot compared to the P&O method. Similarly, the MLR model settled in less than half the time with a high steady-state value and nearly zero overshoot compared to the IC method. Overall, the MLR model outperformed the P&O and IC algorithms in terms of settling time, steady-state value, and overshoot.

Table 4

Comparison of the MPPT response characteristics for various methods

Parameter	MLR	P&O	IC	ANN
Rise time, s	0.1409	0.0463	0.0352	0.1314
Settling time, s	0.2410	0.5000	0.4994	0.2144
Overshoot, %	0.0023	9.2364	39.294	0
Peak time, s	0.4999	0.0829	0.2300	0.5

According to the power response numerical values, the MLR model's performance is comparable to that of the intelligent methods, such as ANN and FLC, while the CS method exhibits an undesirable undershoot. Moreover, the MLR model outperforms the CS optimization method in terms of rise time and overshoot. Based on this analysis, it can be concluded that the MLR control method is suitable for MPPT in PV generator, as it can track the MPP under varying I_r and T conditions in a stable state and ensure that the PV generator operate at the MPP.

Experimental results and discussion. To further substantiate the dynamic performance, the experiments have been conducted using the solar PV generator of 250 W Zy-TECH 250P where considered for this work shown in Fig. 12. Under standard test conditions of $I_r = 1000 \text{ W/m}^2$ and $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ solar PV generator produce power of 250 W. MLR algorithm tested for solar PV generator under various algorithm is tested for solar PV generator under various I_r and T profiles.

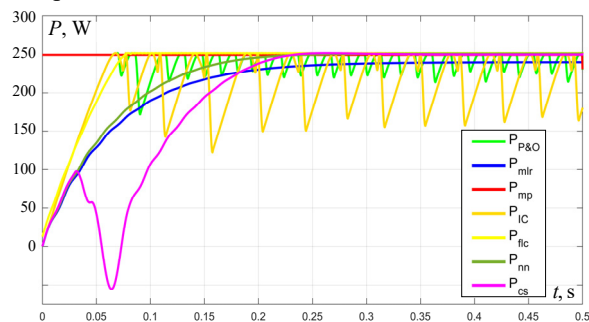


Fig. 12. Solar PV panel power comparison for various methods

The experimental setup shown in Fig. 13 consists of a solar PV panel, a designed boost converter and a program kit ESP-32. The IL is changed from 900 W/m^2 to 500 W/m^2 at t_{IL} result shown in Fig. 14.



Fig. 13. Experimental setup

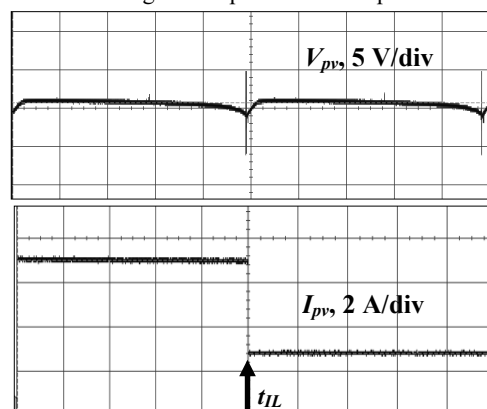


Fig. 14. Dynamic performance of proposed MPPT controller.

IL changed from 900 W/m^2 to 500 W/m^2

Note. $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $V_{pv} = 29 \text{ V}$, time axis: 20 ms/div , and t_{IL} is the instant at which step change in I_r of solar PV generator initiated

Conclusions. A new approach based on multivariate linear regression machine learning was implemented in this study to achieve high accuracy in tracking the maximum power point of a solar photovoltaic generator using a pulse width modulation control boost converter. The mean efficiency was found to be over 96.18 % in steady-state, which validates the effectiveness of the multivariate linear regression algorithm. Simulation with experimental hardware results showed that the multivariate linear regression algorithm had a high level of accuracy in maximum power point tracking in steady-state compared to conventional perturb & observe, incremental conductance algorithms, intelligent prediction artificial neural networks algorithm, and cuckoo search optimization method. Moreover, the multivariate linear regression algorithm proved to be effective even in the presence of varying irradiance and temperature.

As a part of future work, the effect of partial shading on photovoltaic generator will be analyzed with the help of hardware implementation.

Acknowledgment. The authors would like to thank Charitesh Raja K., Sameer S., Sravankumar Reddy K. and Senthamizh Selvan S. for their support in the preparation of this work.

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

REFERENCES

1. Khodair D., Salem M.S., Shaker A., El Munim H.E.A., Abouelatta M. Application of Modified MPPT Algorithms: A Comparative Study between Different Types of Solar Cells.

- Applied Solar Energy*, 2020, vol. 56, no. 5, pp. 309-323. doi: <https://doi.org/10.3103/S0003701X20050084>.
2. El Tebany M.E., Youssef A., Zekry A.A. Intelligent Techniques for MPPT Control in Photovoltaic Systems: A Comprehensive Review. *2014 4th International Conference on Artificial Intelligence with Applications in Engineering and Technology*, 2014, pp. 17-22. doi: <https://doi.org/10.1109/ICAJET.2014.13>.
 3. Karanjkar D.S., Chatterji S., Shimi S.L., Kumar A. Real time simulation and analysis of maximum power point tracking (MPPT) techniques for solar photo-voltaic system. *2014 Recent Advances in Engineering and Computational Sciences (RAECS)*, 2014, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/RAECS.2014.6799656>.
 4. Hessad M.A., Bouchama Z., Benagoune S., Behih K. Cascade sliding mode maximum power point tracking controller for photovoltaic systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 51-56. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.07>.
 5. Saeed H., Mehmood T., Khan F.A., Shah M.S., Ullah M.F., Ali H. An improved search ability of particle swarm optimization algorithm for tracking maximum power point under shading conditions. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 23-28. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.04>.
 6. Carballo J.A., Bonilla J., Berenguel M., Fernández-Reche J., García G. Machine learning for solar trackers. *AIP Conference Proceedings*, 2019, vol. 2126, no. 1, p. 030012. doi: <https://doi.org/10.1063/1.5117524>.
 7. Rashid M.H. *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*. 4th ed. London, UK, Pearson Publ., 2013. 1024 p.
 8. Ayop R., Tan C.W. Design of boost converter based on maximum power point resistance for photovoltaic applications. *Solar Energy*, 2018, vol. 160, pp. 322-335. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2017.12.016>.
 9. Balakishan P., Chidambaram I.A., Manikandan M. Improvement of power quality in grid-connected hybrid system with power monitoring and control based on internet of things approach. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 4, pp. 44-50. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.06>.
 10. Chandramouli B., Vijayaprabhu A., Arun Prasad D., Kathiravan K., Udhayaraj N., Vijayasanthi M. Design of single switch-boosted voltage current suppressor converter for uninterrupted power supply using green resources integration. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 31-35. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.05>.
 11. Hashim N., Salam Z., Johari D., Nik Ismail N.F. DC-DC Boost Converter Design for Fast and Accurate MPPT Algorithms in Stand-Alone Photovoltaic System. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 2018, vol. 9, no. 3, pp. 1038-1050. doi: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v9.i3.pp1038-1050>.
 12. Mahesh P.V., Meyyappan S., Alla R.K.R. A New Multivariate Linear Regression MPPT Algorithm for Solar PV System with Boost Converter. *ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics, and Communications*, 2022, vol. 20, no. 2, pp. 269-281. doi: <https://doi.org/10.3793/ecti-ec.2022202.246909>.
 13. Kim K., Timm N. *Univariate and Multivariate General Linear Models: Theory and Applications with SAS*. 2nd ed. New York, USA, Chapman and Hall/CRC Press, 2007. 549 p.
 14. Sahraoui H., Mellah H., Drid S., Chrifi-Alaoui L. Adaptive maximum power point tracking using neural networks for a photovoltaic systems according grid. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 5, pp. 57-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.5.08>.
 15. Younis M.A., Khatib T., Najeeb M., Mohd Ariffin A. An Improved Maximum Power Point Tracking Controller for PV Systems using Artificial Neural Network, *Przeglad Elektrotechniczny*, 2012, vol. 88, no. 3B, pp. 116-121.
 16. Muthubalaji S., Devadasu G., Srinivasan S., Soundiraraj N. Development and validation of enhanced fuzzy logic controller and boost converter topologies for a single phase grid system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 60-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.10>.
 17. Dzung P.Q., Le Dinh Khoa Hong Hee Lee, Le Minh Phuong, Nguyen Truong Dan Vu. The new MPPT algorithm using ANN-based PV. *International Forum on Strategic Technology 2010*, 2010, pp. 402-407. doi: <https://doi.org/10.1109/IFOST.2010.5668004>.
 18. Nebti K., Lebied R. Fuzzy maximum power point tracking compared to sliding mode technique for photovoltaic systems based on DC-DC boost converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 1, pp. 67-73. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.1.10>.
 19. Praveen Kumar B., Prince Winston D., Cynthia Christabel S., Venkatanarayanan S. Implementation of a switched PV technique for rooftop 2 kW solar PV to enhance power during unavoidable partial shading conditions. *Journal of Power Electronics*, 2017, vol. 17, no. 6, pp. 1600-1610. doi: <https://doi.org/10.6113/JPE.2017.17.6.1600>.
 20. Shavelkin A.A., Gerlici J., Shvedchykova I.O., Kravchenko K., Kruhliak H.V. Management of power consumption in a photovoltaic system with a storage battery connected to the network with multi-zone electricity pricing to supply the local facility own needs. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 2, pp. 36-42. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.06>.
 21. Yuvarajan S., Shoeb J. A fast and accurate maximum power point tracker for PV systems. *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2008, pp. 167-172. doi: <https://doi.org/10.1109/APEC.2008.4522717>.
 22. Kumar R.S., Reddy C.S.R., Chandra B.M. Optimal performance assessment of intelligent controllers used in solar-powered electric vehicle. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 2, pp. 20-26. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.2.04>.
 23. Janardhan G., Surendra Babu N.N.V., Srinivas G.N. Single phase transformerless inverter for grid connected photovoltaic system with reduced leakage current. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 36-40. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.06>.
 24. Louarem S., Kebbab F.Z., Salli 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>.

Received 03.06.2023

Accepted 04.08.2023

Published 02.01.2024

V. Paquianadin¹, Research Scholar,
 K. Navin Sam¹, PhD, Assistant Professor,
 G. Koperundevi¹, PhD, Associate Professor,
¹Department of Electrical and Electronics Engineering,
 National Institute of Technology Puducherry, Karaikal, India,
 e-mail: paquia@rediffmail.com (Corresponding Author),
 navinsam.k@nitpy.ac.in, koperundevi@nitpy.ac.in

How to cite this article:

Paquianadin V., Navin Sam K., Koperundevi G. Maximizing solar photovoltaic system efficiency by multivariate linear regression based maximum power point tracking using machine learning. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 1, pp. 77-82. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.1.10>

БАРАНОВ МИХАЙЛО ІВАНОВИЧ

(до 75-річчя з дня народження)

Михайло Іванович Баранов народився 29 січня 1949 р. в м. Мглин Брянській області РФ. У 1966 р. поступив на навчання в Харківський політехнічний інститут (ХПІ) на інженерно-фізичний факультет, який в 1972 р. закінчив за фахом «Інженерна електрофізика». З березня 1972 р. і до цього дня він ось вже 51 рік плідно працює в Науково-дослідному і проектно-конструкторському інституті (НДПКІ) «Молнія» Національного технічного університету (НТУ) «ХПІ». Проїшов трудовий шлях від інженера-електрофізика до завідувача відділом електромагнітних досліджень і випробувань в НДПКІ «Молнія» НТУ «ХПІ». З 1974 по 1977 р. навчався в очній аспірантурі ХПІ за фахом «Техніка високих напруг». В 1977 р. за отримані оригінальні науково-практичні результати став лауреатом премії Всесоюзного товариства винахідників і раціоналізаторів країни. С 1972 по 1978 р. плідно займався дослідженням, розробкою і створенням високовольтних пристроїв для обробки металів тиском сильного імпульсного магнітного поля. В 1978 р. М.І. Баранов успішно захистив кандидатську дисертацію на тему «Електромагнітні і електродинамічні процеси в апаратурі для магнітно-імпульсної обробки металів». В 1979 р. за цикл наукових робіт по силовій обробці металів імпульсним магнітним тиском він був нагороджений Грамотою Президії Академії наук УРСР. З 1979 р. Михайло Іванович почав працювати в області розробки, створення і застосування спеціальної високовольтної імпульсної техніки (ВІТ). Надалі в область науково-технічних інтересів М.І. Баранова увійшли актуальні питання забезпечення електромагнітної, електротермічної і електродинамічної стійкості об'єктів ВІТ, електроенергетики, авіаційної і ракетно-космічної техніки до дії на них великих імпульсних струмів, потужних електромагнітних завад природного і штучного походження. В 1980 р. він був нагороджений дипломом Міністерства СРСР за наукове керівництво роботою, що була удостоєна Золотій медалі «За кращу наукову студентську роботу». В 1981 р. йому ВАК СРСР було присуджене вчене звання старшого наукового співробітника. З 1996 по 1999 р. навчався в очній докторантурі НТУ «ХПІ». В 1999 р. Михайло Іванович успішно захистив докторську дисертацію на тему «Перехідні процеси при дії великих імпульсних струмів і сильних імпульсних магнітних полів на провідні об'єкти». В 2004 р. за плідну працю він був нагороджений Міністерством освіти і науки України знаком «Відмінник освіти України».

В 2006 р. М.І. Баранов у складі авторського колективу вчених НТУ «ХПІ» за розробку, створення і впровадження нових зразків сучасної ВІТ став лауреатом Державної премії України в галузі науки і техніки. Багато творчих зусиль він приклав для розробки науково-технічних основ ВІТ і подальшого розвитку



високовольтного випробувального полігону НДПКІ «Молнія» НТУ «ХПІ», який став в 1999 р. об'єктом Національного надбання України. Михайло Іванович плідно працює над вирішенням актуальних електротехнічних і електрофізичних задач в області ВІТ із застосуванням основ квантової фізики. Активно займається вивченням таких природних феноменів в області атмосферної електрики як лінійна і кульова блискавка, а також фізикою високовольтного імпульсного іскрового розряду в газових діелектриках. Йому на основі застосування положення про розповсюдження електронних хвиль де Бройля в металі із струмом вдалося теоретично обґрунтувати і експериментально підтвердити в лабораторних умовах з використанням ВІТ новий квантовий ефект, пов'язаний з виникненням квантова-

них періодичних електронних і теплових макроструктур уздовж металевих провідників з імпульсним струмом великої густини. Не можна не відзначити його цікаве для багатьох науковців творче захоплення, спрямоване на історико-публіцистичний опис наукової діяльності ряду видатних вчених світу в різних галузях сучасних знань. В період 2007-2021 рр. М.І. Баранов пропрацював професором-сумісником по кафедрі «Інженерна електрофізика» НТУ «ХПІ». Не забував він і про громадську роботу в профспілковому русі НТУ «ХПІ». З 2002 р. він активно співробітничав з редакцією нашого журналу як автор статей, член редколегії і рецензент. Він підготував трьох кандидатів технічних наук і одного кандидата історичних наук. В даний час як науковий консультант займається підготовкою докторської дисертації здобувача. В 2010 р. Михайло Іванович був нагороджений знаком МОН України «За наукові досягнення». В період 2008-2023 рр. він особисто опублікував п'ять томів наукової монографії «Вибрані питання електрофізики» і чотири томи науково-історичної монографії «Антологія видатних досягнень в науці і техніці». Будучи багато років членом і заступником голови спеціалізованої вченої ради Д64.050.08 при НТУ «ХПІ» по присудженню наукових ступенів доктора і кандидата технічних наук займається підготовкою наукових кадрів вищій кваліфікації. М.І. Баранов є автором 79 технічних винаходів і 570 статей різної проблематики в провідних наукових вітчизняних і закордонних журналах.

Ректорат НТУ «ХПІ», керівництво учбово-наукового інституту «Енергетики, електроніки і електромеханіки», профком, співробітники НДПКІ «Молнія» і кафедри «Інженерна електрофізика» НТУ «ХПІ» бажають Михайлу Івановичу міцного здоров'я, подальших творчих успіхів в його науково-виробничій роботі, науці і техніці на благо нашої незламної країни.

Редакційна колегія журналу «Електротехніка і електромеханіка» приєднується до цих побажань.

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