

ISSN 2074-272X

**науково-практичний
журнал 2021/3**

EIE **Електротехніка і Електромеханіка**

Electrical Engineering

& Electromechanics

**Теоретична електротехніка
Інженерна електрофізика.**

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Електричні машини та апарати

Електротехнічні комплекси та системи

Силова електроніка

Електроізоляційна та кабельна техніка

Електричні станції, мережі і системи

Журнал включено до найвищої категорії «А»

Переліку фахових видань України

З 2015 р. журнал індексується у міжнародній

наукометричній базі Web of Science

Core Collection: Emerging Sources

Citation Index



«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА» «ELECTRICAL ENGINEERING & ELECTROMECHANICS»

Науковий журнал. Засновано у 2002 р.

Видання засновано Національним технічним університетом «Харківський політехнічний інститут» (НТУ «ХПІ») та Державною установою «Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України» (ДУ «ІТІМ НАНУ») Свідоцтво про державну реєстрацію друкованого засобу масової інформації, серія КВ № 21021-10821ПР від 07.10.2014

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, Director of State Institution «Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS of Ukraine» (SI «ITPM NASU»), Kharkiv, Ukraine
- Abu-Siada A.** Professor, Curtin University, Perth, Australia
- Aman M.M.** Professor, NED University of Engineering & Technology, Karachi, Pakistan
- Baltag O.** Professor, Grigore T. Popa University Medicine and Pharmacy, Faculty of Medical Bioengineering, Iasi, Romania
- Baranov M.I.** Professor, Research and Design Institute «Molniya» of NTU «KhPI», Ukraine
- Batygin Yu.V.** Professor, Kharkiv National Automobile and Highway University, Ukraine
- Biró O.** Professor, Institute for Fundamentals and Theory in Electrical Engineering, Graz, Austria
- Bolyukh V.F.** Professor, NTU «KhPI», Ukraine
- Bouktir T.** Professor, Ferhat Abbas University, Setif 1, Algeria
- Buriakovskiy S.G.** Professor, Director of Research and Design Institute «Molniya» of NTU «KhPI», Ukraine
- Butkevych O.F.** Professor, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine (IED of NASU), Kyiv, Ukraine
- Colak I.** Professor, Nisantasi University, Istanbul, Turkey
- Doležel I.** Professor, University of West Bohemia, Pilsen, Czech Republic
- Féliachi M.** Professor, Technological Institute of Saint-Nazaire, University of Nantes, France
- Grinchenko V.S.** PhD, SI «ITPM NASU», Kharkiv, Ukraine
- 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
- Ida N.** Professor, The University of Akron, Ohio, USA
- Kildishev A.V.** Associate Research Professor, Purdue University, USA
- Klepikov V.B.** Professor, NTU «KhPI», Ukraine
- Korovkin N.** Professor, Peter the Great Saint-Petersburg Polytechnic University, Russia
- Korzeniewska E.** Professor, Lodz University of Technology, Poland
- Ktena A.** Professor, National and Kapodistrian University of Athens, Greece
- Kuznetsov B.I.** Professor, SI «ITPM NASU», Ukraine
- Kyrylenko O.V.** Professor, Member of NAS of Ukraine, Director of IED of NASU, Kyiv, Ukraine
- Levin B.M.** Professor, Holon Institute of Technology, Tel Aviv-Yafo, Israel
- Malik O.P.** Professor, University Of Calgary, Canada
- Maslov V.I.** Professor, National Science Center «Kharkiv Institute of Physics and Technology», Ukraine
- Mi Zou** PhD, Chongqing University of Posts and Telecommunications, China
- 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
- Petrushin V.S.** Professor, Odessa National Polytechnic University, Ukraine
- Podoltsev A.D.** Professor, IED of NASU, Kyiv, Ukraine
- Rainin V.E.** Professor, Moscow Power Engineering Institute, Russia
- Reutskiy S.Yu.** PhD, SI «ITPM NASU», Kharkiv, Ukraine
- Rezinkin O.L.** Professor, NTU «KhPI», Ukraine
- Rezinkina M.M.** Professor, NTU «KhPI», Ukraine
- Shcherbak Ya.V.** Professor, NTU «KhPI», Ukraine
- Shkolnik A.A.** PhD, Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, Haifa, Israel
- Sikorski W.** Professor, Poznan 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, Rector of 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

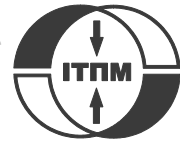
© Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 2021

ISSN (online) 2309-3404

© ДУ «Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України», 2021

Підписано до друку 25.06.2021 р. Формат 60 × 90 ¼. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,0.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-03-2021. Ціна договірна. Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Yatchev I., Balabozov I., Hinov K., Hadzhiev I., Gueorgiev V. Influence of the shape of the input pulses on the characteristics of hybrid electromagnetic system with magnetic flux modulation 3

Електротехнічні комплекси та системи

Benbouhenni H., Lemdani S. Combining synergetic control and super twisting algorithm to reduce the active power undulations of doubly fed induction generator for dual-rotor wind turbine system 8

Mahgoun M.S., Badoud A.E. New design and comparative study via two techniques for wind energy conversion system 18

Паранчук Я.С., Шабатура Ю.В., Кузнєцов О.О. Електромеханічна система наведення озброєння на основі нечіткого ПД-регулятора положення..... 25

Силова електроніка

Найда С.А., Оникієнко Ю.О., Дрозденко О.І., Смоленська О.І., Баран В.С., Якуніна Н.О. Аналіз впливу індуктивності навантаження на спричинені «мертвим часом» нелінійні спотворення підсилювача класу D..... 32

Теоретична електротехніка

Chunikhin K.V., Grinchenko V.S. Normalization of double-circuit overhead line magnetic field inside Khrushchev building..... 38

Інженерна електрофізика. Техніка сильних електричних та магнітних полів

Лютенко Л.А., Михайлов В.М. Расширение цилиндрических трубчатых заготовок на высоковольтной магнитно-импульсной установке с управляемым вакуумным разрядником 42

Електроізоляційна та кабельна техніка

Безпрозваних Г.В., Костюков І.О. Розрахункова модель визначення комплексного опору силових високовольтних одножильних кабелів з полімерною ізоляцією 47

Електричні станції, мережі і системи

Belbachir N., Zellagui M., Settoul S., El-Bayeh C.Z., Bekkouche B. Simultaneous optimal integration of photovoltaic distributed generation and battery energy storage system in active distribution network using chaotic grey wolf optimization... 52

Височин В.В., Нікульшин В.Р., Денисова А.Є. Дослідження впливу орієнтації двосторонніх сонячних елементів на їхню електричну потужність..... 62

Sengupta D., Datta A. Validation of optimal electric vehicle charging station allotment on IEEE 15-bus system..... 68

TABLE OF CONTENTS

Electrical Machines and Apparatus

Yatchev I., Balabozov I., Hinov K., Hadzhiev I., Gueorgiev V. Influence of the shape of the input pulses on the characteristics of hybrid electromagnetic system with magnetic flux modulation 3

Electrotechnical Complexes and Systems

Benbouhenni H., Lemdani S. Combining synergetic control and super twisting algorithm to reduce the active power undulations of doubly fed induction generator for dual-rotor wind turbine system 8

Mahgoun M.S., Badoud A.E. New design and comparative study via two techniques for wind energy conversion system 18

Paranchuk Ya.S., Shabatura Y.V., Kuznyetsov O.O. Electromechanical guidance system based on a fuzzy proportional-plus-differential position controller 25

Power Electronics

Naida S.A., Onykienko Y.O., Drozdenko O.I., Smolenska O.I., Baran V.S., Iakunina N.O. Analysis of the influence of load inductance on nonlinear distortions of a class D amplifier caused by «dead time»..... 32

Theoretical Electrical Engineering

Chunikhin K.V., Grinchenko V.S. Normalization of double-circuit overhead line magnetic field inside Khrushchev building..... 38

Engineering Electrophysics. High Electric and Magnetic Field Engineering

Ljutenko L.A., Mikhailov V.M. Expansion of cylindrical tubular workpieces on high-voltage magnetic-pulse installation with controlled vacuum discharger 42

Electrical Insulation and Cable Engineering

Bezprozvannykh G.V., Kostjukov I.A. A calculation model for determination of impedance of power high voltage single-core cables with polymer insulation..... 47

Power Stations, Grids and Systems

Belbachir N., Zellagui M., Settoul S., El-Bayeh C.Z., Bekkouche B. Simultaneous optimal integration of photovoltaic distributed generation and battery energy storage system in active distribution network using chaotic grey wolf optimization... 52

Wysochin V.V., Nikulshin V.R., Denysova A.E. Investigation of orientation impact on electrical power of bifacial solar elements 62

Sengupta D., Datta A. Validation of optimal electric vehicle charging station allotment on IEEE 15-bus system..... 68

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

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

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

Постановою президії ВАК України від 15 січня 2003 р. № 1-08/5 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.

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

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

Починаючи з №1 за 2016 р. усі статті на сайті доступні на двох мовах – 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», індексується у наукометричній базі даних Web of Science Core Collection: Emerging Sources Citation Index (ESCI), що рекомендована МОН України, представлена у Index Copernicus (ICV 2019: 100.00), і входить до баз даних EBSCO, ProQuest, GALE, DOAJ тощо.



I. Yatchev, I. Balabozov, K. Hinov, I. Hadzhiev, V. Gueorgiev

INFLUENCE OF THE SHAPE OF THE INPUT PULSES ON THE CHARACTERISTICS OF HYBRID ELECTROMAGNETIC SYSTEM WITH MAGNETIC FLUX MODULATION

Introduction. Nowadays, the accelerated development of materials and technologies and the finding of new ones is a prerequisite for the improvement of well-known electromagnetic constructions used in various devices, as well as for the development of new ones. **New construction** of hybrid electromagnetic system with magnetic flux modulation (HEMSMM) is studied. The construction is composed of: ferromagnetic frame with air gaps, input and output coils and permanent magnets. Two input coils connected to the pulsed power supply are used to change the path of the generated by the permanent magnets constant magnetic flux. Input pulses with different shapes are applied to the input coils and signals in the output coils are obtained and compared. **The main purpose** of the work is to find the shape of the input pulses which leads to higher output power in comparison with the other shapes. **Methods.** Finite element method and COMSOL software is used for computer modelling of the proposed construction, where coupled electromagnetic field – electric circuit analysis is carried out. **Results.** A mathematical and numerical 3D model of new HEMSMM construction is realised and studied. The model allows to calculate and compare power efficiency of the studied device, when input pulses with different shapes are applied. **Practical value.** The developed computer model enables the study of the HEMSMM and other electromagnetic devices at different operating modes. It can be further improved and used in the search for optimal parameters of a particular electromagnetic device. References 13, table 1, figures 13.

Key words: FEM modelling, hybrid electromagnetic system, magnetic flux modulation, permanent magnets.

Вступ. У наш час прискорене вдосконалення існуючих і винахід нових матеріалів та обладнання є необхідною умовою вдосконалення відомих електромагнітних конструкцій, що використовуються в різних пристроях, а також для розробки нових виробів. Досліджується **нова конструкція** гібридної електромагнітної системи з модуляцією магнітного потоку (ГЕСМММ). Конструкція складається з: феромагнітної каркасу з повітряними зазорами, вхідних та вихідних котушок та постійних магнітів. Дві вхідні котушки, підключені до імпульсного джерела живлення, використовуються для зміни шляху постійного магнітного потоку, що створюється постійними магнітами. Вхідні імпульси різної форми подаються на вхідні котушки, а сигнали у вихідних котушках отримуються та порівнюються. **Основна мета** роботи – знайти форму вхідних імпульсів, що призводить до вищої вихідної потужності в порівнянні з іншими формами. **Методи.** Метод скінченних елементів та програмне забезпечення COMSOL використовуються для комп'ютерного моделювання запропонованої конструкції, де проводиться аналіз зв'язаних електромагнітного поля та електричного кола. **Результати.** Реалізовано та досліджено математичну та числову тривимірну модель нової конструкції ГЕСМММ. Модель дозволяє розрахувати та порівняти енергетичну ефективність досліджуваного пристрою, коли застосовуються вхідні імпульси різної форми. **Практична цінність.** Розроблена комп'ютерна модель дозволяє досліджувати ГЕСМММ та інші електромагнітні пристрої при різних режимах роботи. Вона може бути додатково вдосконалена та використана для пошуку оптимальних параметрів конкретного електромагнітного пристрою. Бібл. 13, табл. 1, рис. 13.

Ключові слова: моделювання методом скінченних елементів, гібридна електромагнітна система, модуляція магнітного потоку, постійні магніти.

Introduction. Energy efficiency in the creation of new devices and in the modernization of existing ones is one of the basic requirements laid down in their design. The need to increase device efficiency leads to continuous search for new constructive variants and application of new materials and technologies. In electromagnetic systems, a good opportunity to increase their energy efficiency and to improve their technical parameters is the application of permanent magnets by means of which the neutral electromagnetic actuators can be replaced with polarized ones. There are also electromagnetic systems in which the magnetic flux created by a permanent magnet (PM) is redirected to parallel ferromagnetic paths using a control coil. The change of magnetic field in the system is used to generate electricity. Such devices are hybrid electromagnetic systems with magnetic flux modulation (HEMSMM).

The idea of creating a hybrid device that uses a magnetic flux of a permanent magnet in combination with a variable magnetic flux created by a coil is not new [1-3]. Some of these designs are only conceptual and not realized due to lack of available materials with suitable characteristics.

Many HEMSMM constructions with closed (without an air gap in the path of the magnetic flux) and open

magnetic path (with one or more air gaps in the path of the magnetic flux) and their working principles are described in [1]. The patent application and patents of motionless magnetic generator are described in [2-6]. Electromagnetic construction with two input and two output coils and special microprocessor circuits are described in [2]. The electronic control system of that device ensures ferromagnetic resonance of the core. Several modifications of construction with built-in PM and airgaps with variable resistors is proposed in [3]. Construction with control coil that is positioned outside of the frame with main magnetic flux is presented in [4]. Combination of DC and AC current source are used for power feeding of the system. In [5], two PMs are placed close to the coil with magnetic core and airgap between them is controlled to achieve change in magnetic flux. A device with perforated disks inserted in the airgaps is presented in [6]. The control system is realized with simple multivibrators. In [7] main working principles of hybrid electromagnetic system are described and using of new nanocrystalline materials for better energy efficiency of such devices is proposed. A three-dimensional computer model of magnetic field is used for studying influence of geometry of permanent magnet over the

© I. Yatchev, I. Balabozov, K. Hinov, I. Hadzhiev, V. Gueorgiev

energy efficiency of an electromechanical system in [8]. Basic theoretical principles and formulations related to electromagnetism and magnetic field are discussed in [9] and [10].

The goal of the paper is to study the influence of input pulses with different parameters, mainly their shape, on the characteristics of a new construction of HEMSMM. The obtained results from the FEM simulations are compared.

Studied construction. Previous research by the authors for HEMSMM device is published in [11], where an existing simple construction with one PM and two control coils is studied. Also, an experimental study with a prototype of the HEMSMM system was conducted by the authors in [12]. In the present paper, a new construction with two built-in permanent magnets (PMs) in ferromagnetic core is presented. The path of magnetic flux from the PMs is controlled with two input coils which are supplied with voltage pulses with different shapes. It is also possible to set different amplitude, frequency and filling factor of the voltage pulses. In the ferromagnetic core, where the input coils are mounted, two air gaps are included in the centre of the coils. Four output coils are connected to resistive load and the output power is determined.

In Fig. 1, the main parts of the studied construction are shown. They are:

- 1 – ferromagnetic frame;
- 2 – input (control) coil 1;
- 3 – input (control) coil 2;
- 4 – output (signal) coil 6;
- 5 – output (signal) coil 5;
- 6 – output (signal) coil 4;
- 7 – output (signal) coil 3;
- 8 – permanent magnets;
- 9 – air gaps.

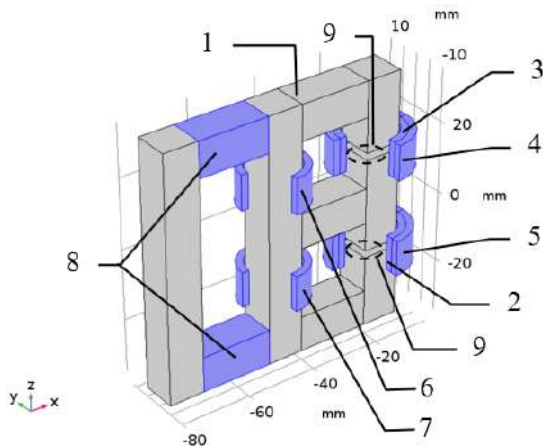


Fig. 1. Geometry of the studied new HEMSMM construction

Mathematical and numerical model. COMSOL Multiphysics [13] software is used for computer modelling, where coupled 3D electromagnetic field – electric circuit problem is solved. Inductance and active resistance of the coils are obtained from electromagnetic field interface and are directly employed in electric circuit. An active load is connected to the output coil. The influence of the shape of the input (voltage) pulses applied to the control coils is studied. Simulations with

sinusoidal, rectangular and triangular pulses are made. The electric circuit used in the simulations is given in Fig. 2.

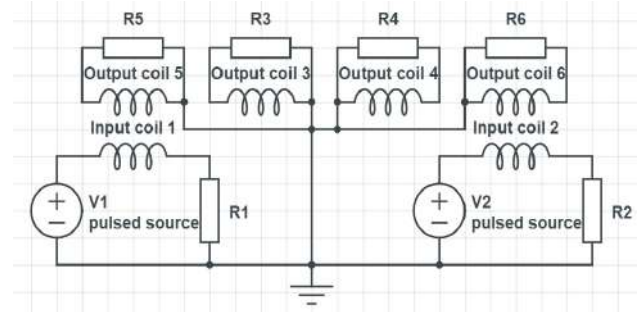


Fig. 2. Electric circuit used in the simulations

The mathematical model consists of one field equation and 6 circuit equations (one for each coil). The computer model with studied HEMSMM construction is solved in two steps. In the first step, the electric circuit does not participate and a stationary problem with respect to the electromagnetic field is solved. Results for the static magnetic field created only by the permanent magnets are achieved and are used as initial condition for the next step. In second step, time dependent coupled field-circuit problem is solved. Here, the coils are connected and powered by the electric circuit in Fig. 2.

All simulations can be also used to study the system for different frequencies and duty cycle of the input pulses.

Field equation for the first step (static case) is:

$$\nabla \times (\mu_0^{-1} \nabla \times \mathbf{A} - \mathbf{M}) = 0, \quad (1)$$

where \mathbf{A} is the magnetic vector potential; \mathbf{M} is the magnetization; μ_0 is the magnetic permeability of vacuum.

Field equation for time dependent step is:

$$\sigma \cdot \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \nabla \times (\mu_0^{-1} \nabla \times \mathbf{A} - \mathbf{M}) = \mathbf{N} \cdot \frac{i(t)}{S}, \quad (2)$$

where σ is the electrical conductivity of the material; N is number of turns in the coil; i is the current through the coil; S is the coil cross section.

The circuit equations for the six coils are:

$$u_1(t) = R_1 \cdot i_1(t) + \partial \Psi_1 / \partial t; \quad (3)$$

$$u_2(t) = R_2 \cdot i_2(t) + \partial \Psi_2 / \partial t; \quad (4)$$

$$-\partial \Psi_3 / \partial t = R_3 \cdot i_3(t); \quad (5)$$

$$-\partial \Psi_4 / \partial t = R_4 \cdot i_4(t); \quad (6)$$

$$-\partial \Psi_5 / \partial t = R_5 \cdot i_5(t); \quad (7)$$

$$-\partial \Psi_6 / \partial t = R_6 \cdot i_6(t); \quad (8)$$

where $u_1(t)$ and $u_2(t)$ are voltages of coil 1 and coil 2 respectively; R_1 to R_6 are active resistances of the coils; $i_1(t)$ to $i_6(t)$ are currents through the coils; Ψ is flux linkage.

Some of the main parameters used in computer modelling of the construction are:

- all coils are cylindrical with 100 turns made of copper conductor;
- the magnetic frames are of ferromagnetic material of B - H curve presented in Fig. 3. The cross section of the frame is 10×10 mm;

- the permanent magnets are modelled with relative permeability $\mu_r = 1.05$ and coercive force of 970 kA/m.

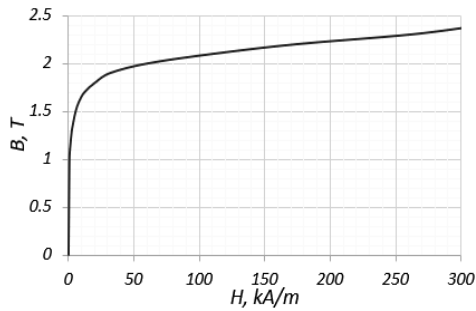


Fig. 3. B - H curve of used ferromagnetic material used in the modelling

Results from simulations. Distribution of the magnetic flux density of the studied construction, when the control coils are not energized is shown in Fig. 4. In this case the fluxes are due to PMs built in the ferromagnetic frame.

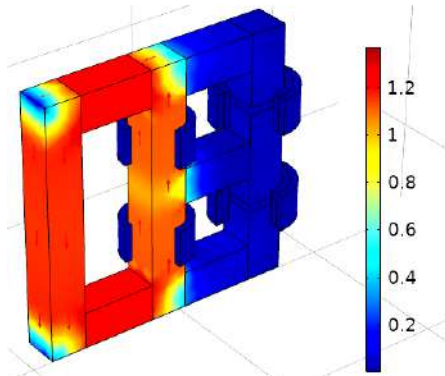


Fig. 4. Magnetic flux density of the studied HEMSMM construction, when the input coils are not energized

The flux density working point of the permanent magnet is close to the point of the remanent flux density and its variation is less than 1 %. The change of magnetic flux density in the system, when voltage pulses are applied to the input coil 1 and to input coil 2, is presented in Fig. 5.

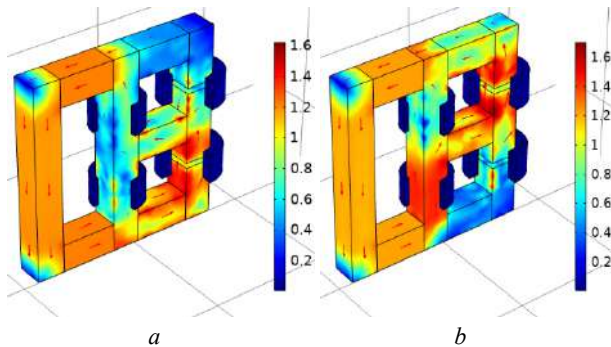


Fig. 5. Magnetic flux density of the studied HEMSMM construction:
 a) power supply of input coil 1
 b) power supply of input coil 2

In Fig. 6 to Fig. 8, results for the voltage of input coil 1 and output coil 5, when different shapes of input pulses are applied, are presented. Due to similarity, the results for the other coils are not given.

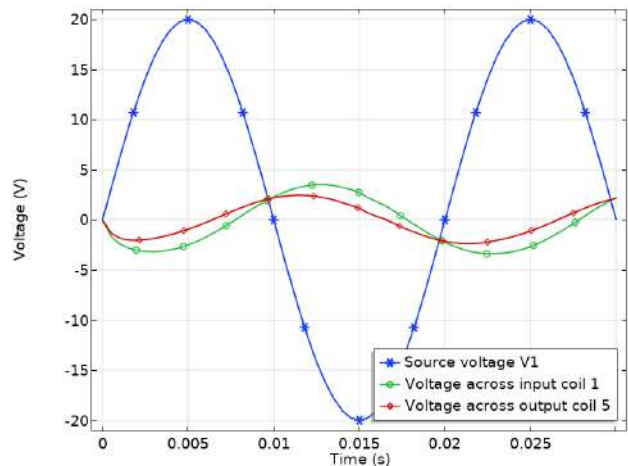


Fig. 6. Voltage of input coil 1 and output coil 5 with sinusoidal waveforms

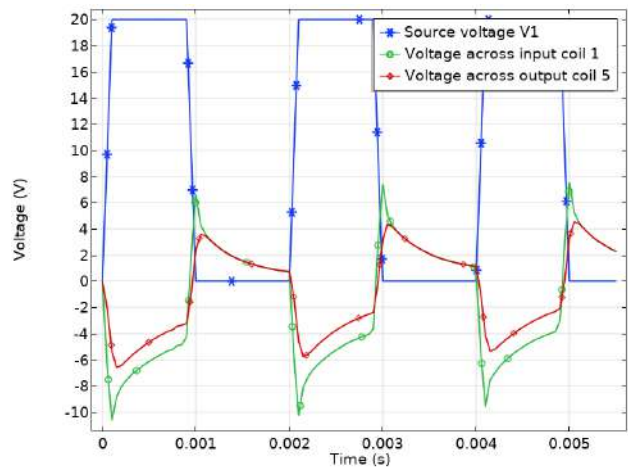


Fig. 7. Voltage of input coil 1 and output coil 5, pulses with rectangular shape

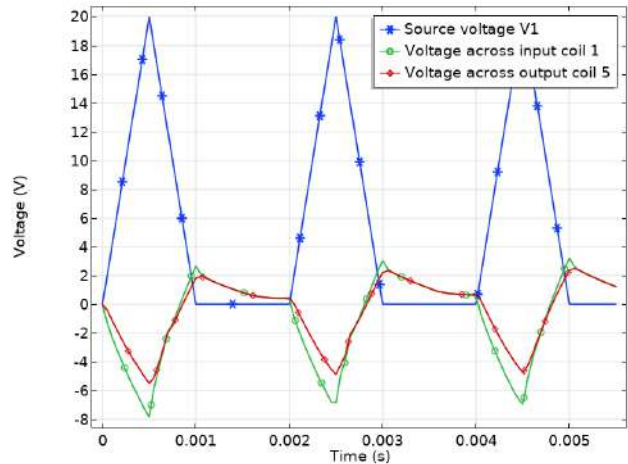


Fig. 8. Voltage of input coil 1 and output coil 5, pulses with triangular shape

Currents through input and output coils in the system for two of the cases (rectangular and triangular pulses) are given in Fig. 9 and Fig. 10. It is worth to note that the current through output coils 3 and 4 is closer to sinusoidal form when the input pulses are triangular, the reason for that is the slower changing of the magnetic fluxes in the magnetic core of that zone of the system, when triangular pulses are applied.

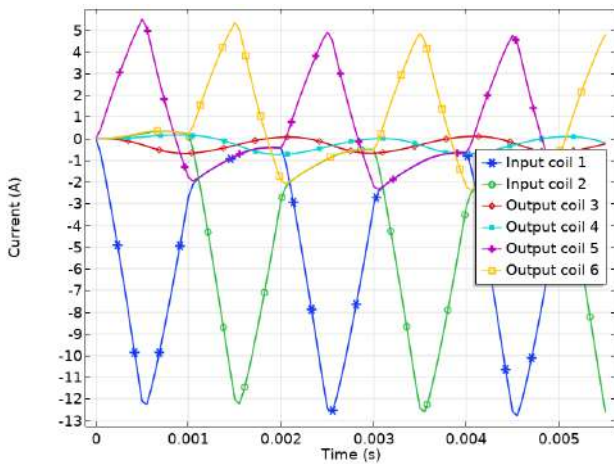


Fig. 9. Currents through the coils when triangular pulses are applied

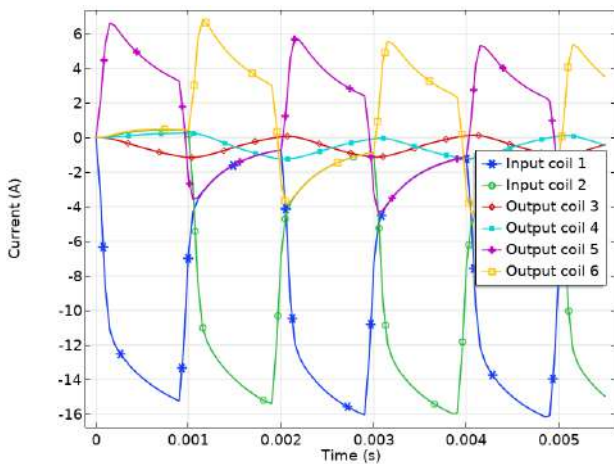


Fig. 10. Currents through the coils when rectangular pulses are applied

Results for the input and output power of each coil of the system and for the studied three different shapes (sinusoidal, rectangular and triangular) of the input pulses, are obtained. Some of the results are shown in Fig. 11 to Fig. 13.

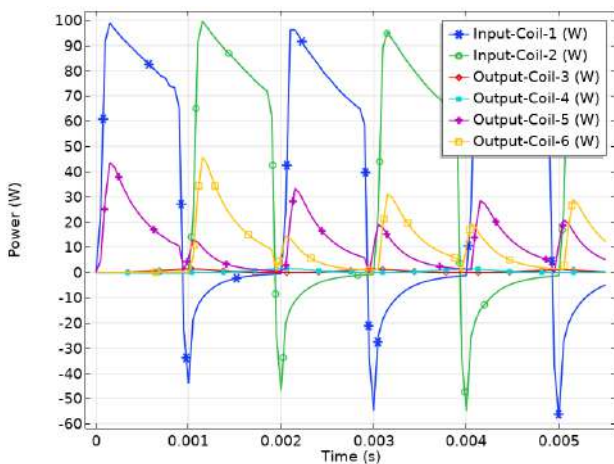


Fig. 11. Input and output power when rectangular pulses are applied

When rectangular pulses are used, the shape of output power does not match the input power shape. In the case with triangular pulses, the shapes of input and output power match better.

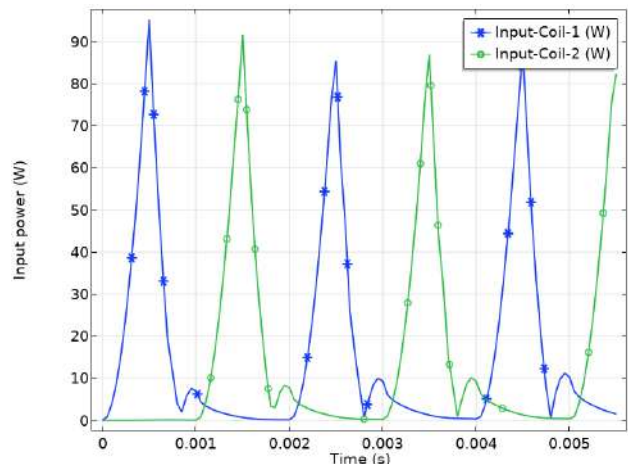


Fig. 12. Input power when triangular pulses are applied

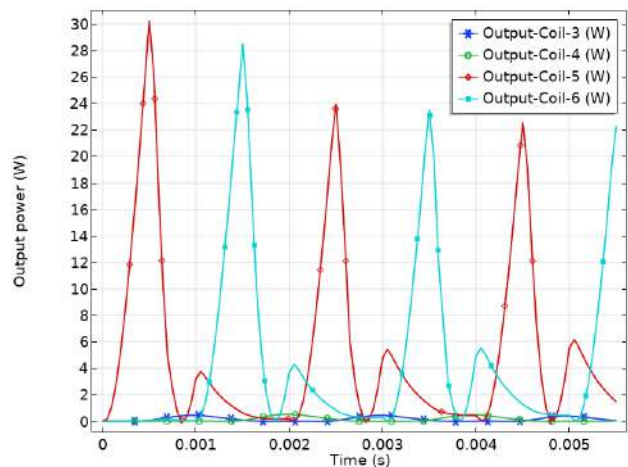


Fig. 13. Output power when triangular pulses are applied

The average input and output power of the coils is calculated and is presented in Table 1, where and comparison is made and efficiency of the system for input pulses with different shapes is achieved.

Table 1
Comparison of input and output power of the studied system

| Shape of the input power pulse | Average input power (coil 1 + 2) | Average output power (coils 3 + 4 + 5 + 6) | Efficiency |
|--------------------------------|----------------------------------|--|------------|
| Sinusoidal | 46,14 W | 8,10 W | 17,55 % |
| Rectangular | 60,69 W | 22,25 W | 36,66 % |
| Triangular | 24,44 W | 9,73 W | 39,82 % |

The table shows the results obtained for the average input and output power of the system under different shapes of the input power pulses.

Conclusions.

The developed computer model enables the study of the hybrid electromagnetic system with magnetic flux modulation at different operating modes. For the proposed construction, the influence of the shape of the input power pulses on the efficiency of the system is studied. From the results obtained for the studied pulse shapes, the best results with respect to the efficiency are obtained with triangular pulses. The developed computer models can also be used to investigate other parameters, as well as to optimize the design of such devices.

Acknowledgment.

The present work is supported by the National Science Fund of Bulgarian Ministry of Education and Science, Project No. DN 17/13.

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

REFERENCES

1. Kunel H. Procedures and devices for energy production. Patent DE3024814, 1982.
2. Suarez J. Estatico processor electrical power. ES Patent 2265253 B1, 2008.
3. Matsanov R. Pulse generator. Patent WO2010094993A1, 2010.
4. Tatevosian A.S., Tatevosian A.A., Dorokhin V.N. Permanent magnet machine. RU Patent 2542322 C2, 2015.
5. Fridrich J. Electric power generation device. Patent CZ305224B6, 2015.
6. Gleich A. Permanent magnet-driven current generator. Patent application DE102014017612A1, 2016.
7. Karastoyanov D. Hybrid electromagnetic systems for energy efficiency of electrical systems. *AIP Conference Proceedings*, vol. 2022, 6 November 2018, art. no. 020016. doi: <https://doi.org/10.1063/1.5060696>.
8. Leonov S.V., Zhiganov A.N., Kerbel B.M., Fedorov D.F., Makaseev Y.N., Kremlev I.A. Analysis of the influence of permanent magnet geometry on the energy efficiency of electromechanical systems. *Russian Physics Journal*, 2016, vol. 59, no. 2, pp. 308-313. doi: <https://doi.org/10.1007/s11182-016-0772-1>.
9. Hacker V., Sumereder Ch. 5. The magnetic field. *Electrical Engineering*, Berlin, Boston, De Gruyter Oldenbourg, 2020, pp. 91-108. doi: <https://doi.org/10.1515/9783110521115-005>.
10. Gunther L. Electricity, Magnetism, and Electromagnetic Waves. *The Physics of Music and Color*, Springer, Cham, 2019. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-19219-8_5.
11. Yatchev I., Balabozov I., Hinov K., Minchev M., Gueorgiev V. Electromagnetic field analysis of a hybrid electromagnetic system with magnetic flux modulation with one permanent magnet and two collecting coils. *2018 20th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies (SIELA)*, 2018, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/siela.2018.8447108>.
12. Balabozov I., Tomov D., Yatchev I., Hadzhiev I., Brauer H. Experimental study of the influence of some parameters on the characteristics of hybrid electromagnetic system with magnetic flux modulation. *2020 21st International Symposium on Electrical Apparatus & Technologies (SIELA)*, 2020, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/siela49118.2020.9167093>.
13. COMSOL Multiphysics 5.3 User's Guide, COMSOL, Inc., 2018.

Received 29.03.2021

Accepted 11.05.2021

Published 25.06.2021

Ivan Yatchev¹, Doctor of Technical Sciences, Professor,
Iosko Balabozov¹, PhD, Associate Professor,
Krastyo Hinov¹, PhD, Associate Professor,
Ivan Hadzhiev², PhD, Assistant Professor,
Vultchan Gueorgiev¹, PhD, Associate Professor,
¹ Technical University of Sofia,
8 Kl. Ohridski Blvd, 1000, Sofia, Bulgaria,
e-mail: yatchev@tu-sofia.bg (Corresponding author),
i.balabozov@tu-sofia.bg, k_hinov@yahoo.co.uk,
vulchy@tu-sofia.bg

² Technical University of Sofia, Plovdiv Branch,
25 Tsanko Dyustabanov Str., 4000 Plovdiv, Bulgaria,
e-mail: hadzhiev_tu@abv.bg

H. Benbouhenni, S. Lemdani

COMBINING SYNERGETIC CONTROL AND SUPER TWISTING ALGORITHM TO REDUCE THE ACTIVE POWER UNDULATIONS OF DOUBLY FED INDUCTION GENERATOR FOR DUAL-ROTOR WIND TURBINE SYSTEM

Aim. This work presents the amelioration of direct power control using synergetic-super twisting algorithms for asynchronous generators integrated into dual-rotor wind turbine systems. **Method.** The main role of the direct power control is to control the active and reactive powers and reduce the harmonic distortion of stator current of asynchronous generator for variable speed dual-rotor wind turbine systems. The traditional strategy is more attractive due to its high efficiency and simple algorithm. Super twisting algorithms are a non-linear command strategy; characterized by robustness against the parameters change or disturbances, it gives a good power quality under different conditions such as changing generator parameters. **Novelty.** Synergetic-super twisting algorithms are designed. Synergetic-super twisting algorithms construction is based on synergetic command and super twisting algorithms in order to obtain a robust control strategy and a fast system with acceptable precision. We use in our study a 1.5 MW asynchronous generator integrated to dual-rotor wind turbine system in order to regulate the active and reactive powers. **Results.** As shown in the results figures using synergetic-super twisting algorithms the ameliorate performances especially minimizes the torque, active and reactive power undulations, and reduces harmonic distortion of stator current (THD = 0.19 %) compared to traditional strategy. References 40, tables 2, figures 28.

Key words: super twisting algorithm, synergetic command, asynchronous generator, direct active and reactive power command.

Мета. Робота представляє вдосконалення безпосереднього регулювання потужності за допомогою синергетичних алгоритмів супер-скручування для асинхронних генераторів, інтегрованих у системи вітряних генераторів з подвійним ротором. **Метод.** Основна роль безпосереднього регулювання потужності полягає у керуванні активною та реактивною потужностями та зменшенні гармонічних спотворень струму статора асинхронного генератора для вітряних генераторів з подвійним ротором зі змінною швидкістю обертання. Традиційна стратегія є більш привабливою завдяки її високій ефективності та простому алгоритму. Алгоритми супер-скручування – це нелінійна командна стратегія; характеризується стійкістю до зміни параметрів або порушень, це забезпечує хорошу якість енергії в різних умовах, таких як зміна параметрів генератора. **Новизна.** Розроблені синергетичні алгоритми супер-скручування. Побудова алгоритмів синергетичного супер-скручування базується на алгоритмах синергетичних команд та супер-скручування, для того щоб отримати надійну стратегію керування та швидко систему з прийнятною точністю. У нашому дослідженні ми використовуємо асинхронний генератор потужністю 1,5 МВт, інтегрований в систему вітряних турбін з подвійним ротором для регулювання активної та реактивної потужностей. **Результати.** Як показано на рисунках з результатами, із використанням алгоритмів синергетичного супер-скручування, покращені характеристики особливо мінімізують крутний момент, коливання активної та реактивної потужності та зменшують гармонічні спотворення струму статора (THD = 0,19%) порівняно з традиційною стратегією. Бібл. 40, табл. 2, рис. 28.

Ключові слова: алгоритм супер-скручування, синергетична команда, асинхронний генератор, команда прямої активної та реактивної потужності.

Introduction. Nowadays, the increasing demand for electrical energy, its sources and the ever-increasing consumption has allowed more attention to be given to the design of commands and techniques through which high-quality, undulations-free energy can be obtained. Also, the global warming crisis has created more competition between countries and university researchers. On the other hand, and the use of oil is no longer an option because it causes an increase in global warming and thus exacerbates the global crisis. Endangering human health and social stability for the sake of primary services such as electricity grids, transportation and communication systems, and the production of goods does not exist without thinking of a way to reduce global warming and emissions into the atmosphere.

In the field of electric power generation, the use of wind energy and renewable sources is essential to reduce the greenhouse effect. For these reasons, it has been suggested to use wind energy in generating electric power, and the most important advantage is that it is free to generate electricity and reduce the emission of toxic gases in to the atmosphere, regardless of the negative aspects of using wind energy. This source prevents the

risks of increasing global warming. On the other hand, the financial cost and the difficulty of implementation and control increase the possibility of not using wind energy, which could cause an increase in the demand for the use of non-renewable resources such as gas, for example, and thus an increase in the emission of CO₂. Also, an increase in the cost of producing electrical energy, which leads to imposing taxes on electric energy consumption.

In the field of electric power generation, there are several electric generators used in generating electric energy using wind energy, for example, asynchronous and synchronous generators.

In our work, we will study the asynchronous generator (ASG) in generating electrical energy using a renewable source. Among the advantages of using an ASG is that it is solid and simple to command, unlike other generators [1]. In the industrial field, there are several types of command methods for electrical machines, especially electrical generators. Among these methods, we mention direct torque command [2], direct power command [3], hybrid command [4], and artificial intelligence use command [5]. Direct power command is

among the other methods used. This method has its pros and cons just like the other methods, an easy and uncomplicated way, all generators can be converted. Among its disadvantages, we find ripples in the active and reactive powers, which are the most prominent negatives that characterized them. There are several scientific studies in this field that have concluded that fluctuations in reactive and active power oscillations can be reduced by using modern technologies such as fuzzy logic [6], neural networks [7], neuro-fuzzy command [8], sliding mode control (SMC) technique [9], genetic algorithm [10], synergetic control (SYC) [11], super twisting algorithm (STA) [12], etc.

The sliding mode is a particular operating mode of variable structure systems. It is considered one of the simplest approaches for controlling nonlinear systems and systems with an imprecise model. This command has the following characteristics [13]:

- the response of the system is insensitive and robust to variations in certain parameters and the effects of load disturbances and disturbances;
- it suffices to know a terminal for $u(t)$ which simplifies the adjustment;
- its choice of the switching surface is fairly free;
- the order is softened by the presence of the equivalent order, which can be deleted at the cost of an increase of $u(t)$.

The sliding surface S is a scalar function such that the variable to be adjusted slides on this surface. The purpose of the command is to keep the surface at zero. The main drawback of the command in higher-order sliding mode lies in the need to know the state variables and their derivatives. A sliding regime of order r (noted r -sliding) acts on the surface and its $(r - 1)$ first successive derivatives to time. The objective is to force the system to evolve not only on the surface but also on its $(r - 1)$ first successive derivatives and to keep the sliding set at zero:

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = (S^{r-1}) = 0,$$

with r designates the relative degree of the system, and its $(r-1)$ first successive derivatives with respect to time.

STA algorithm is a kind of high-order SMC technique. It is characterized by simplicity and durability compared to some techniques. This method was proposed by the Levant in 1993 [14]. This method has been applied in several fields [15-19]. Furthermore, the SYC method is also applied. It tries to overcome the problem of controlling the power converter by using the internal dynamic characteristics of the system, the most important advantages of this approach are order reduction, decoupling design procedure, and insensitivity to parameter changes [20]. On the other hand, this method reduces the vibrations present in the sliding command and improves the stability of the system [21].

A new nonlinear control has been proposed in this paper. This proposed nonlinear control is based on STA algorithms and synergetic control theory.

The **aim** of this work is to improve the performance of direct reactive and active power control (DRAPC) using synergetic-super twisting algorithms (SYSTA) for ASG-based dual-rotor wind power (DRWP) system under

variable speed wind and also to reduce fluctuations in torque, current and active power.

This method is called SYSTA, and it is the product of a marriage of properties of both synergetic control and STA algorithms. This method can be applied to all controls without exception, and it has provided very satisfactory results compared to the classical method.

Model of DRWP. Traditionally, the applied systems of wind turbine systems can be classified into variable speed (VS) and fixed speed turbines (FST). The VS turbine systems (VSTSs) are now more often applied than the systems with FST. The main advantages of VSTSs are: increasing the production of wind power, the ability to achieve maximum power conversion efficiency, and reduction of mechanical stresses. On the other hand, the DRWP is a wind turbine used to generate electrical power. The DRWP system has been proposed as a new wind energy, as shown in Fig. 1.

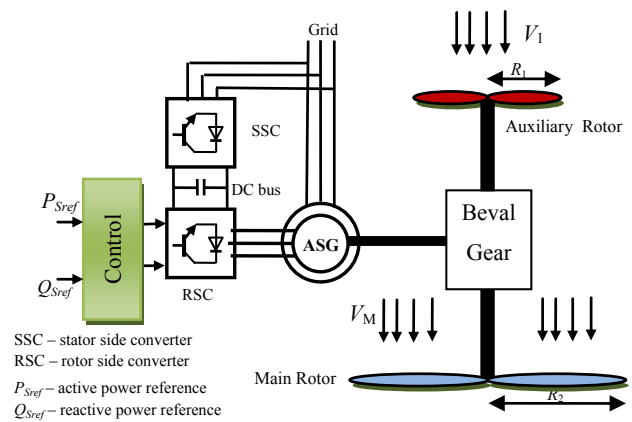


Fig. 1. Block diagram of DRWP with an ASG

The aerodynamic torque of the auxiliary rotor is [22]:

$$T_A = \frac{1}{2 \cdot \lambda_A^3} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_A^5 \cdot C_p \cdot w_A^2, \quad (1)$$

and aerodynamic torque of the main rotor is:

$$T_M = \frac{1}{2 \cdot \lambda_M^3} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_M^5 \cdot C_p \cdot w_M^2, \quad (2)$$

where λ_A , λ_M are the tip speed ratio of the auxiliary and main rotors; R_M , R_A are the blade radius of the main and auxiliary rotors, ρ is the air density; w_A , w_M are mechanical speed of the auxiliary and main rotors; C_p is the power coefficient

The tip speed ratio of the auxiliary rotor (AR) is:

$$\lambda_A = \frac{w_A \cdot R_A}{V_1}, \quad (3)$$

and the tip speed ratio of the main rotor (MR) is:

$$\lambda_M = \frac{w_M \cdot R_M}{V_M}, \quad (4)$$

where V_M is the speed of the unified wind on main rotor and V_1 is the wind speed on an auxiliary wind turbine (AWT).

The total aerodynamic torque of DRWP (T_T) is the sum of AR torque (T_A) and the MR torque (T_M):

$$T_{DRWT} = T_T = T_A + T_M. \quad (5)$$

The wind speed on the auxiliary and main turbines is the essential element to calculating the tip speed ratio. Equation (6) represents the wind speed in the main turbine [23]

$$V_x = V_1 \left(1 - \frac{1 - \sqrt{1 - C_T}}{2} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot x}{\sqrt{1 + 4 \cdot x^2}} \right) \right), \quad (6)$$

where x is the non-dimensional distance from the auxiliary rotor disk, V_x is the velocity of the disturbed wind between rotors at point x ; C_T is the trust coefficient, which is taken 0.9 [24]. The distance between the main and the auxiliary turbines is 15 m.

The C_p is given as:

$$C_p(\lambda, \beta) = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}, \quad (7)$$

where λ is the tip speed ratio; β is pitch angle.

Synergetic-super twisting algorithm. A system with variable structure is a system whose structure changes during its operation, it is characterized by the choice of a structure and switching logic. This choice allows the system to switch from one structure to another at any time. Moreover, such a system can have new properties which do not exist in every structure.

In the control of systems with variable structure by sliding mode, the state trajectory is brought to a surface, then using the switching law, it is forced to stay in the vicinity of this surface, this latter is called surface sliding movement and the movement along which occurs is called sliding movement [25].

During the last century, many nonlinear methods have been proposed for controlling electrical machines. Among the most famous of them we find control by slip control and this is due to the simplicity of the method and durability. Recently a new theory has appeared called synergetic control [26]. This method is more simple and uncomplicated based on the area derivation calculation. The SYC theory is one of the new methods of robust control [27]. It is characterized by its external disturbance rejection capabilities, simplicity of design, and the global stability assurance of the system [28]. The SYC method is a strategy quite close to the SMC strategy in the sense that it forces the system to evolve with a dynamic pre-chosen by the designer. This novel technique does not require the linearization of the model and explicitly uses a nonlinear model for the synthesis of the control. Also, the SYC method eliminates more the chattering phenomenon compared than the SMC strategy [29].

Equation (8) illustrates the principle of the SYC method, as it depends on the derivation of the surface

$$T\dot{S}(x) + S(x) = 0, \quad (8)$$

where $T > 0$ is a speed of convergence of surfaces to the intersection of manifolds $S = 0$.

The following to ensure the stability of SYC method: $S(0) = 0, S(x)x > 0$ for all $x \neq 0$.

The solution of Eq. (8) is given by:

$$S(t) = \dot{S}_0 e^{-t/T}. \quad (9)$$

Basically, STA design follows two steps to implement. In the STA strategy, the command input applies on the second-order derivative of the sliding surface, reverses the SMC it acts on the first derivative of

the sliding surface [30]. The command input of the STA method comprises two inputs as (10)

$$w(t) = w_1 + w_2, \quad (10)$$

where:

$$w_1(t) = \lambda_1 \sqrt{|S|} \cdot \text{sign}(S), \quad (11)$$

$$w_2(t) = \lambda_2 \int \text{sign}(S) dt. \quad (12)$$

The designed strategy has the same objective as the STA and SYC method, it will force the state trajectory to operate on the surface $S = 0$. The surface is selected according to system constraints. The proposed method is a combination of the STA and SYC method. This proposed controlled named SYSTA algorithm, where this controller is a simple structure and more robust compared to SYC and STA techniques. Our goal for this controller is to minimize more and more the active and reactive power undulations.

Equation (13) illustrates the principle of the SYSTA controllers

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t). \quad (13)$$

where the $u_1(t)$ and $u_2(t)$ represent the STA method and the synergetic command, respectively

$$u_1(t) = \alpha_1 \sqrt{|S(t)|} \cdot \text{sign}(S(t)) + \alpha_2 \int \text{sign}(S(t)) dt, \quad (14)$$

$$u_2(t) = \alpha \frac{dS(t)}{dt} + S(t). \quad (15)$$

The command input of the designed SYSTA method is obtained as (16)

$$u(t) = \alpha_1 \sqrt{|S(t)|} \cdot \text{sign}(S(t)) + \alpha_2 \int \text{sign}(S(t)) dt + \alpha \frac{dS(t)}{dt} + S(t), \quad (16)$$

where the tuning constants α, α_1 and α_2 are used to tune the SYSTA technique to smoothen the regulator.

This is the design process using the SYSTA controller for the DRAPC method. On the other hand, Fig. 2 shows a block diagram representation of the SYSTA technique for DRAPC command in DRWP systems.

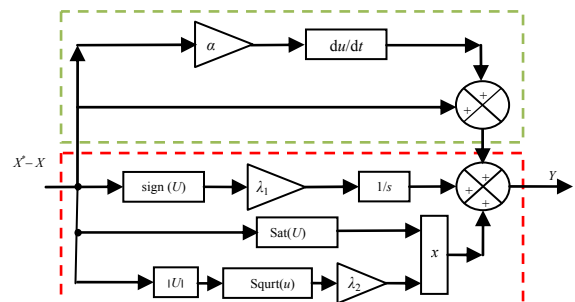


Fig. 2. Structure of the command law of the proposed SYSTA technique

This designed command is used in this work for minimizing electromagnetic torque, rotor current, active power, reactive power, and rotor flux undulations in an ASG-based DRWP system using the DRAPC method which the inverter was controlled by the modified space vector modulation (SVM) technique.

DRAPC technique. The principle of the DRAPC strategy is the direct regulation of the reactive and active

powers of the generator, by applying different voltage vectors to the inverter, which determines its state. The two controlled variables are active and reactive powers which are usually controlled by hysteresis comparators. The idea is to keep the reactive power quantities and the active powers within these hysteresis bands. The output of these regulators determines the optimum voltage vector to be applied at each switching instant [31].

This technique involves the operation of the inverter at two standard levels with a variable control frequency which is sometimes high and incompatible with high power applications due to the level of switching losses.

Two command techniques have been used to implement DRAPC commands:

- command by a lookup table;
- command by a SVM technique.

The purpose of a DRAPC strategy is to keep the reactive power and active power modulus within the hysteresis bands by choosing the output voltage of the inverter. When the active power or reactive power modulus reaches the upper or lower limit of the hysteresis, an appropriate voltage vector is applied to bring the relevant magnitude back from its hysteresis band. To study the basic principle of the main direct control strategies of the ASG, it is essential to be able to characterized the behavior of the main variables which govern the power state of the generator, namely the reactive power and the active power. To this end, we will establish below rules of behavior of the reactive power and the active power on the scale of the sampling period, thus allowing the establishment of a relation between the application of a voltage vector and the direction of variation of these variables.

The basic structure of the DRAPC strategy is shown in Fig. 3, inverter command is instantaneous, which requires a very small sampling period.

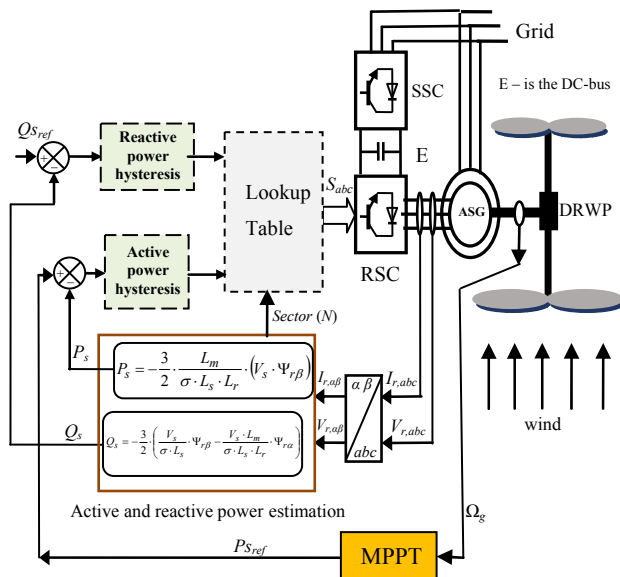


Fig. 3. Traditional DRAPC command technique

The principle is the direct regulation of the reactive and active powers of the ASG by applying the various voltage vectors of the rotor inverter, which rotor flux (Ψ_r) determines its state. The two controlled variables are the

active power and the reactive power which are controlled by hysteresis regulators. In a DRAPC strategy, it is preferable to work with a high calculation frequency to reduce the reactive and active power oscillations caused by the regulators [32]. A voltage inverter achieves seven distinct positions in the phase plane, corresponding to the eight sequences of the voltage vector at the output of the rotor inverter [33].

The reactive power Q_s is expressed as a function of the quadrature rotor flux and the direct rotor flux as follows:

$$Q_s = -\frac{3}{2} \cdot \left(\frac{V_s}{\sigma \cdot L_s} \cdot \Psi_{r\beta} - \frac{V_s \cdot L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \Psi_{r\alpha} \right). \quad (17)$$

The active power command depends directly on the control of the rotation of the rotor flux vector.

$$P_s = -\frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot (V_s \cdot \Psi_{r\beta}). \quad (18)$$

The rotor flux Ψ_r can be estimated from measurements of the stator current and voltage of the generator.

From the equation:

$$\Psi_r = \int_0^t (V_r - R_r \cdot i_r) dt, \quad (19)$$

we obtain the components α and β of the vector Ψ_r :

$$\begin{cases} \Psi_{r\alpha} = \int_0^t (V_{r\alpha} - R_r \cdot i_{r\alpha}) dt; \\ \Psi_{r\beta} = \int_0^t (V_{r\beta} - R_r \cdot i_{r\beta}) dt. \end{cases} \quad (20)$$

The rotor flux amplitude is given by:

$$\Psi_r = \sqrt{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2}, \quad (21)$$

where

$$|\overline{\Psi_r}| = |\overline{V_r}| / \omega_r. \quad (22)$$

The rotor flux (θ_r) angle is calculated by:

$$\theta_r = \arctg \left(\frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_{r\alpha}} \right). \quad (23)$$

The estimation of the reactive power and the active power requires prior knowledge of the components of the current and those of the stator voltage. It is retained in the case of a nonlinear command applied to the ASG in particular and especially the command by DRAPC strategy.

Figure 4 shows the logic output deviation HC_p of the controller following the evolution of the active power (P_s) compared to the reference active power (P_{sref}).

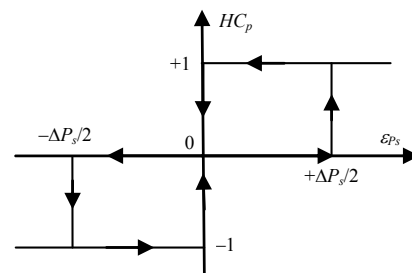


Fig. 4. Active power hysteresis comparator

This corrector makes it possible to command the generator in both directions of rotation, either for a positive or negative active power.

The corrector output, presented by the Boolean variable HC_p indicates directly whether the active power amplitude must be increased in absolute value ($HC_p = 1$) for a positive setpoint and ($HC_p = -1$) for a negative setpoint, or reduced ($HC_p = 0$) this corrector allows a rapid decrease in active power.

This comparator is modeled by the following algorithm, such that HC_p represents the output state of the comparator and ΔP_s the limit of the hysteresis band

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{if } E_{P_s} < \Delta P_s \text{ so } HC_p = 1; \\ \text{if } 0 \leq E_{P_s} < \Delta P_s \text{ and } \frac{dE_{P_s}}{dt} > 0 \text{ so } HC_p = 0; \\ \text{if } 0 \leq E_{P_s} < \Delta P_s \text{ and } \frac{dE_{P_s}}{dt} < 0 \text{ so } HC_p = 1; \\ \text{if } E_{P_s} < -\Delta P_s \text{ so } HC_p = -1; \\ \text{if } -\Delta P_s \leq E_{P_s} \leq 0 \text{ and } \frac{dE_{P_s}}{dt} > 0 \text{ so } HC_p = 0; \\ \text{if } -\Delta P_s \leq E_{P_s} \leq 0 \text{ and } \frac{dE_{P_s}}{dt} < 0 \text{ so } HC_p = -1, \end{array} \right. \quad (24)$$

where $E_{P_s} = P_{Sref} - P_s$.

Its purpose to keep the end of the reactive power (Q_s) in a circular crown as shown in Fig. 5. The output of the corrector must indicate the direction of evolution of the modulus of Q_s , in order to select the corresponding voltage vector.

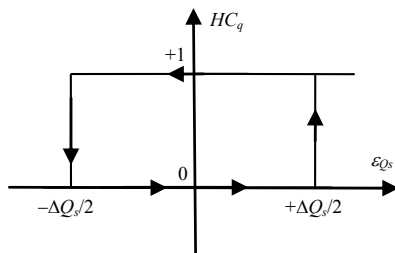


Fig. 5. Reactive power hysteresis comparator

For this, a simple two-level hysteresis corrector is ideal, and also allows very good dynamic performance to be obtained.

The output of the corrector is represented by a Boolean variable (HC_q) and indicates directly whether the amplitude of the flow must be increased ($HC_q = 1$) or decreased ($HC_q = 0$) in order to maintain:

$$\left| Q_s^* - Q_s \right| \leq \varepsilon_{Q_s} = \Delta Q_s, \quad (25)$$

where $Q_s^* = Q_{Sref}$ is the reactive power reference; ΔQ_s is the corrector hysteresis width; ε_{Q_s} is half the width of the corrector hysteresis band.

The choice of the voltage vector to apply depends on the sign of the error between the reference reactive power Q_{Sref} and the estimated reactive power

$$\left\{ \begin{array}{l} HC_q = 1 \text{ for } E_{Q_s} > \varepsilon_{Q_s}; \\ HC_q = 0 \text{ for } E_{Q_s} < \varepsilon_{Q_s}. \end{array} \right. \quad (26)$$

We can write like this:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{if } E_{Q_s} < \Delta Q_s \text{ so } HC_q = 0; \\ \text{if } 0 \leq E_{Q_s} \leq \Delta Q_s \text{ and } \frac{dE_{Q_s}}{dt} > 0 \text{ so } HC_q = 0; \\ \text{if } 0 \leq E_{Q_s} \leq \Delta Q_s \text{ and } \frac{dE_{Q_s}}{dt} < 0 \text{ so } HC_q = 1; \\ \text{if } E_{Q_s} < -\Delta Q_s \text{ so } HC_q = 0. \end{array} \right. \quad (27)$$

Indeed, if we introduce the difference ΔQ_s , between the reference reactive power (Q_{Sref}) and the estimated reactive power (Q_s) in a two-level hysteresis comparator (see Fig. 5), it generates at its output the value $HC_q = +1$ to increase the reactive power and $HC_q = 0$ to reduce it, this also allows obtaining a very good dynamic performance of the reactive power [34].

The choice of the voltage vector to apply depends on the sign of the error between the reference reactive power (Q_{Sref}) and the estimated flux reactive power.

The Control Panel is built according to the state of the variables HC_q and HC_p , and of the zone N_i of the position of Φ_s . It therefore, takes the following form [35] from Table 1.

Table 1
Traditional lookup table of DRAPC technique

| | | N_i | | | | | | |
|---|--------|-------|---|---|---|---|---|---|
| | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | |
| 1 | HC_p | 1 | 5 | 6 | 1 | 2 | 3 | 4 |
| | 0 | 7 | 0 | 7 | 0 | 7 | 0 | 7 |
| | -1 | 3 | 4 | 5 | 6 | 1 | 2 | 3 |
| 0 | 1 | 6 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| | 0 | 0 | 7 | 0 | 7 | 0 | 7 | 0 |
| | -1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 1 | 2 |

where: $HC_q = 0$ reduce the reactive power;
 $HC_q = 1$ increased the reactive power;
 $HC_p = 1$ increase the active power;
 $HC_p = 0$ reduce the active power;
 $HC_p = -1$ maintain the active power.

DRAPC with synergetic STA control. Direct reactive and active power control has been known to produce a fast response and strong strategy over the electrical generators used in the production of electric current using wind energy. However, there are undulations in active power, torque, reactive power, and current. There are several theories and modern strategies that have been used to minimize the fluctuations that occur in both active and reactive powers. Among these methods, we find: backstepping control, neural networks, neuro-fuzzy control, synergetic control, sliding mode control, and fuzzy logic.

In this paper, a nonlinear DRAPC of ASG is presented based on an SYSTA controller. The variation of rotor and stator resistance due to changes DRAPC controller by introducing errors in the estimated flux linkage, reactive and active powers. The use of the SYSTA strategy minimizes the risks of a risk in the resistance value of the ASG, which leads to a decrease in the undulations.

The DRAPC with SYSTA controllers (SYSTA-DRAPC) is a modification of the classical DRAPC strategy, where the switching table and hysteresis

controllers, have been replaced by a space vector pulse width modulation (SVPWM) technique and SYSTA controllers as shown in Fig. 6. Both of them do not need advanced mathematical models. The DRAPC with SYSTA controller's goal is to control the active and reactive powers of the ASG. The active power is regulated by the quadrature axis voltage V_{qr}^* , while the reactive power is regulated by the direct axis voltage V_{dr}^* .

The sliding surfaces $S(x)$ representing the error between the measured and reference active and reactive powers are given by this relation:

$$S_q = Q_{Sref} - Q_s; \quad (28)$$

$$S_p = P_{Sref} - P_s. \quad (29)$$

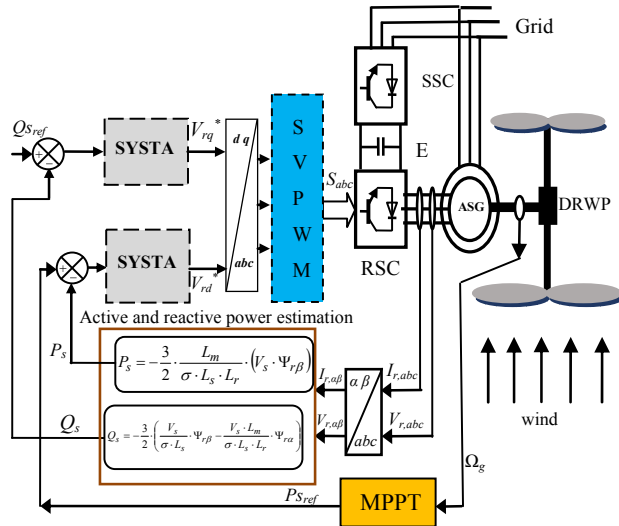


Fig. 6. DRAPC strategy with SYSTA controllers

Reactive and active power SYSTA controllers are used to influence respectively on the two rotor voltage components as in (30) and (31)

$$V_{qr}^* = \alpha_1 \cdot \sqrt{|S_p(t)|} \cdot \text{sign}(S_p(t)) + \alpha_2 \int \text{sign}(S_p(t)) + \alpha \frac{dS_p(t)}{dt} + S_p(t); \quad (30)$$

$$V_{dr}^* = \alpha_1 \cdot \sqrt{|S_q(t)|} \cdot \text{sign}(S_q(t)) + \alpha_2 \int \text{sign}(S_q(t)) + \alpha \frac{dS_q(t)}{dt} + S_q(t). \quad (31)$$

This proposed controller is implemented for a DRAPC technique based on the SYSTA controllers to obtain a minimum active power undulations and to minimize the chattering phenomenon. The controller structure for the SYSTA controllers for the reactive power and active power of the DRAPC technique are presented in Fig. 7 and Fig. 8, respectively.

Numerical simulations. The behavior of the structure of the proposed strategies, applied to a high power ASG (1.5 MW), is simulated under the Matlab / Simulink environment and the sampling time is 10^{-5} s. The simulation is performed under the following conditions:

The hysteresis band of the reactive power comparator is, in this case, fixed at ± 0.05 VAR, and that of the active power comparator at ± 0.001 W.

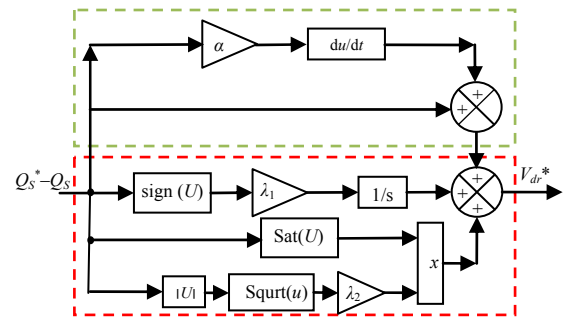


Fig. 7. SYSTA-reactive power controller

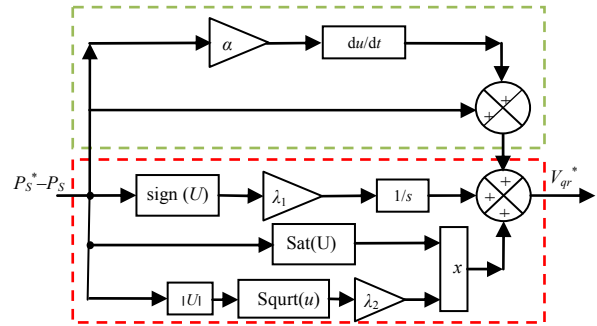


Fig. 8. SYSTA-active power controller

The ASG used in our study has the following parameters: two poles, 50 Hz, 380/696 V, $P_{sn} = 1.5$ MW, $L_m = 0.0135$ H, $R_s = 0.012$ Ω , $J = 1000$ kg·m², $R_r = 0.021$ Ω , $L_s = 0.0137$ H, $L_r = 0.0136$ H, and $f_r = 0.0024$ N·m/s [36].

A. First test. This first test is the reference tracking test and the results obtained are shown in Fig. 9-18. Figure 9 shows the torque of the proposed and classical strategies. It can be seen, that the amplitudes of the torque depend on the value of the load active power.

Figures 11, 12 represent the active and reactive powers of both strategies. The reactive and active powers track almost perfectly their reference values. Figure 10 shows the current of both DRAPC techniques. It, therefore, confirms that the amplitudes of the currents depend on the value of the load active power and the state of the drive system.

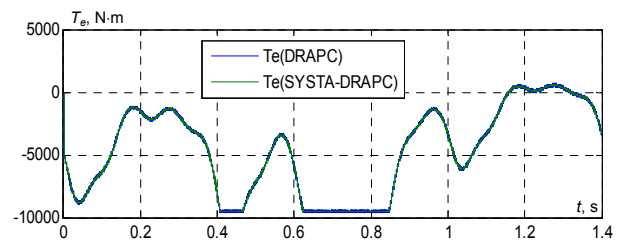


Fig. 9. Torque T_e

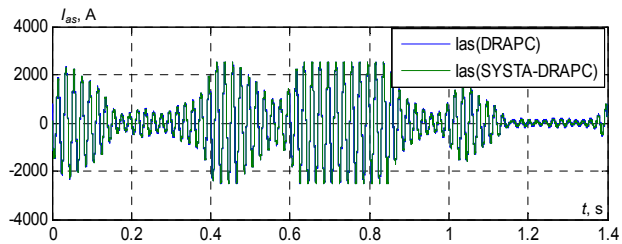


Fig. 10. Stator current I_{as}

The zoom in the current, torque, reactive power, and active power is shown in Fig. 13-16, respectively. It can be seen that the proposed strategy minimized the

undulations in current, torque, reactive power, and active power compared to the classical strategy.

Figures 17, 18 show the THD value of the current of both DRAPC strategies. It can be seen through these Figures that the THD value is reduced for the SYSTA-DRAPC (0.19 %) when compared to the classical DRAPC method (1.08 %). On the other hand, this designed strategy minimized the THD value of current compared to other strategies (see Table 2). Based on the results above, it can be said that the SYSTA-DRAPC strategy has proven its efficiency in minimizing undulations and chattering phenomena in addition to keeping the same advantages of the classical DRAPC strategy.

Table 2

Compare results with other methods

| | Method Name | THD (%) |
|-------------------|--|---------|
| Ref. [37] | Field Oriented Control FOC | 3.7 |
| Ref.[38] | Direct Power Control DPC | 4.88 |
| | Virtual-Flux Direct Power Control VFDPC | 4.19 |
| Ref. [39] | Sliding Mode Control SMC | 3.05 |
| Ref. [40] | Second Order Continuous Sliding Mode – Direct Torque Control SOCSM-DTC | 0.98 |
| Proposed strategy | DRAPC | 1.08 |
| | SYSTA-DRAPC | 0.19 |

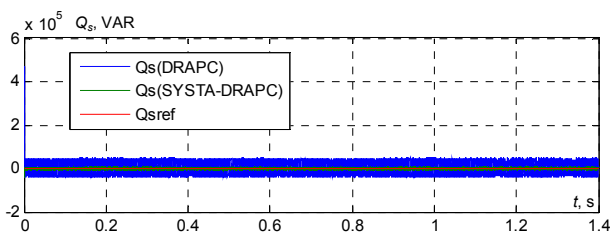


Fig. 11. Reactive power Q_s

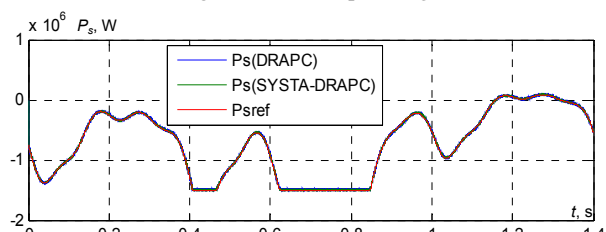


Fig. 12. Active power P_s

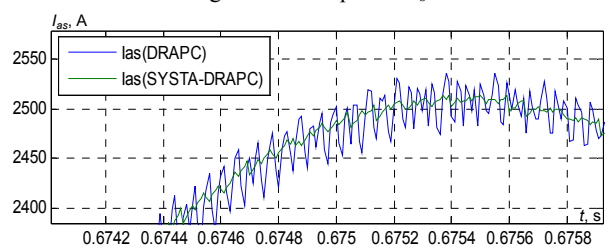


Fig. 13. Zoom of stator current I_{as}

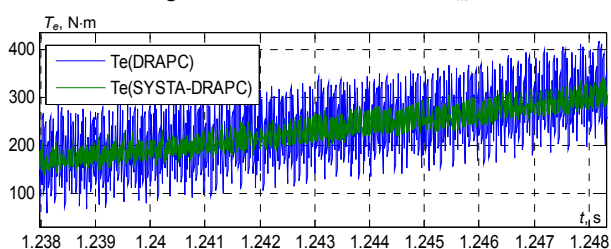


Fig. 14. Zoom of torque T_e

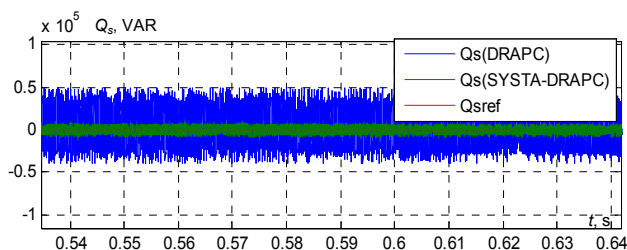


Fig. 15. Zoom of reactive power Q_s

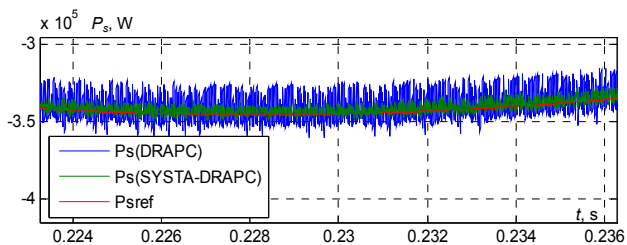


Fig. 16. Zoom of active power P_s

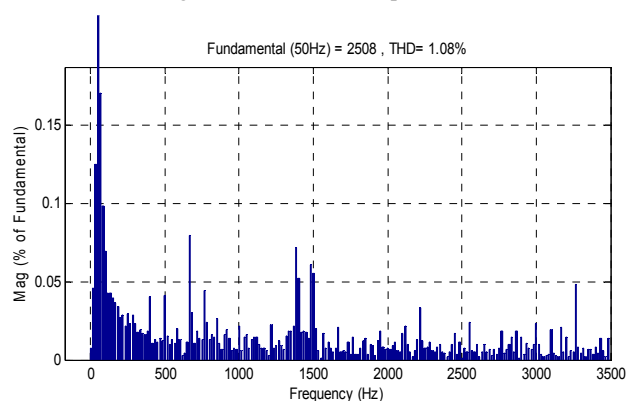


Fig. 17. THD of DRAPC method

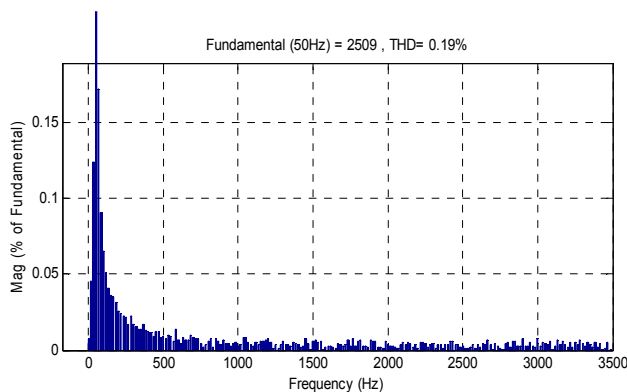


Fig. 18. THD of SYSTA-DRAPC method

B. Second test. In this test, we changed the values of both L_s , L_r , R_s , R_r and M , in order to find out which method is not affected by a change of parameters. The results obtained are shown in Fig. 19–24. Note that there is a change in reactive power, torque, active power, and current due to the fact that both torque and current are related to the changing values of parameters. On the other hand, the classical method was greatly affected by the change of parameters compared to the designed technique (Fig. 25–28), and this is evident in the value of THD (Fig. 19–20). Thus it can be concluded that the DRAPC with proposed SYSTA controllers is more robust than the traditional DRAPC technique.

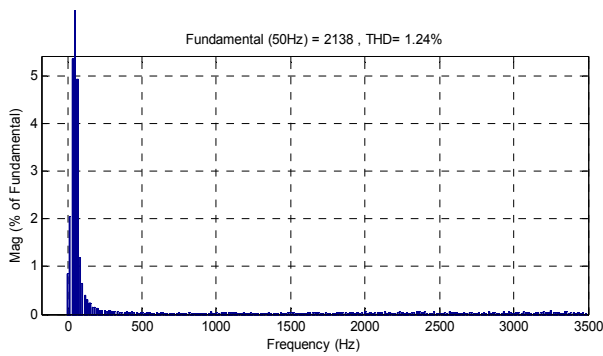


Fig. 19. THD of DRAPC method

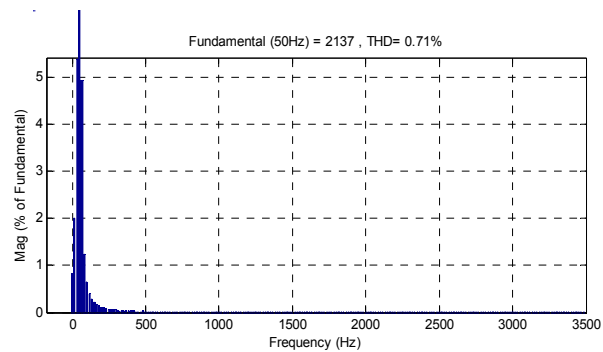


Fig. 20. THD of SYSTA-DRAPC method

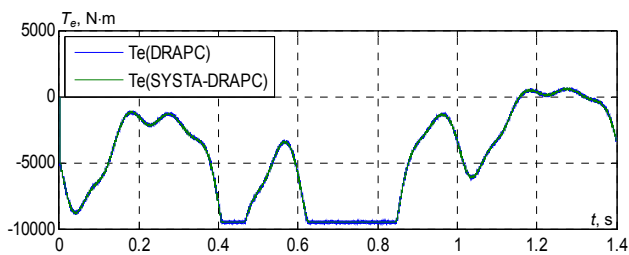


Fig. 21. Torque T_e

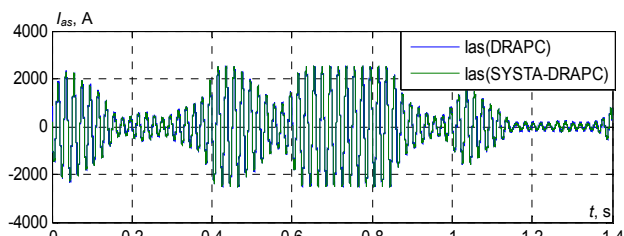


Fig. 22. Stator current I_{as}

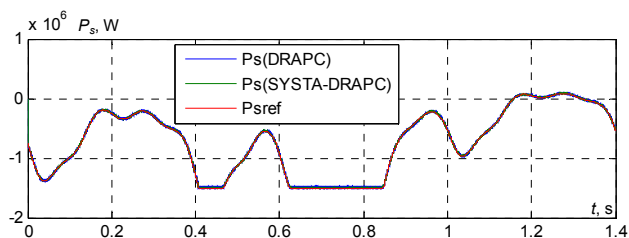


Fig. 23. Active power P_s

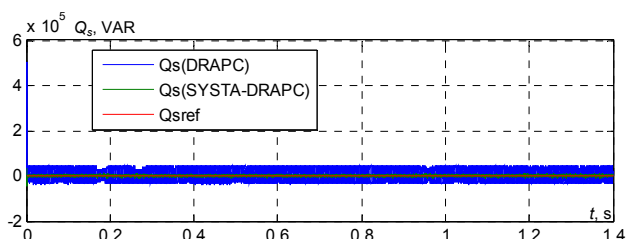


Fig. 24. Reactive power Q_s

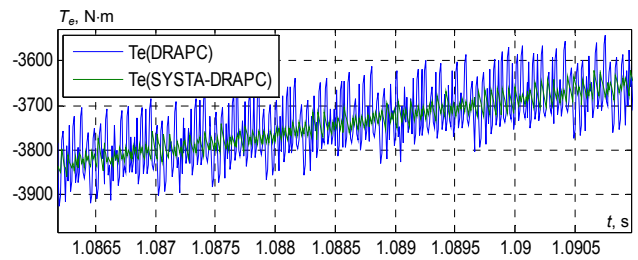


Fig. 25. Zoom of torque T_e

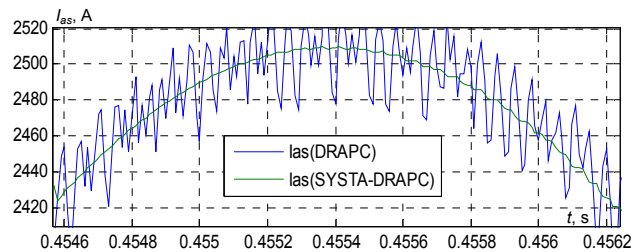


Fig. 26. Zoom of stator current I_{as}

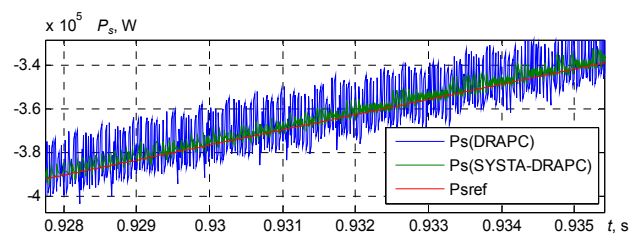


Fig. 27. Zoom of active power P_s

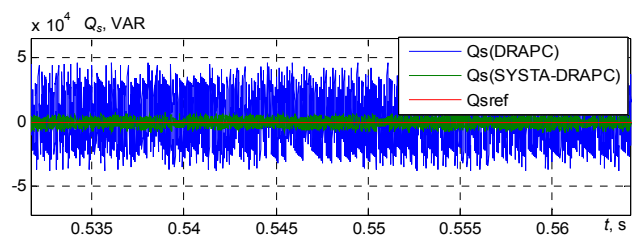


Fig. 28. Zoom of reactive power Q_s

Conclusions.

In this work, a novel nonlinear command theory for an asynchronous generator was designed based on a synergetic-super twisting algorithm. This command algorithm technique was employed to command the reactive and active powers of the asynchronous generator. The results indicated that the characteristics of the system had improved by using the synergetic-super twisting controllers and that this method could be applied to all electrical generators without exception. This is due to the results obtained. This designed method is easy to apply and does not require any effort, unlike other methods, where it requires mathematical calculations such as sliding mode control and backstepping command, and it is likely has a future in generating electrical energy using electric generators.

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

REFERENCES

1. Klimann A. H. R. The asynchronous generator: Mirage in electrical engineering. *Proceedings of the IEEE*, 1978, vol. 66, no. 8, pp. 986-986. doi: <https://doi.org/10.1109/proc.1978.11064>.
2. Benbouhenni H., Boudjema Z. Two-level DTC based on ANN controller of DFIG using 7-level hysteresis command to

- reduce flux ripple comparing with traditional command. *2018 International Conference on Applied Smart Systems (ICASS)*, 2018, pp. 1-8. doi: <https://doi.org/10.1109/icass.2018.8652013>.
3. Hamed H. A., Abdou A. F., Moursi M. S. E., EL-Kholy E. E. A modified DPC switching technique based on optimal transition route for of 3L-NPC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 33, no. 3, pp. 1902-1906. doi: <https://doi.org/10.1109/tpele.2017.2743230>.
 4. Xiong P., Sun D. Backstepping-based DPC strategy of a wind turbine-driven DFIG under normal and harmonic grid voltage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, vol. 31, no. 6, pp. 4216-4225. doi: <https://doi.org/10.1109/tpele.2015.2477442>.
 5. Jayachandra B., Mahesh A. ANN based direct power control of 2-level PWM rectifier. *2018 International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control (PEEIC)*, 2018, pp. 623-627. doi: <https://doi.org/10.1109/peeic.2018.8665617>.
 6. Lamterkati J., Khaffalah M., Ouboubker L., El afia A. Fuzzy logic based improved direct power control of three-phase PWM rectifier. *2016 International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT)*, 2016, pp. 125-130. doi: <https://doi.org/10.1109/eitech.2016.7519575>.
 7. Benbouhenni H. Application of five-level NPC inverter in DPC-ANN of doubly fed induction generator for wind power generation systems. *International Journal of Smart Grid*, 2019, vol. 3, no. 3, pp. 128-137. Available at: <https://www.ijsmartgrid.org/index.php/ijsmartgridnew/article/view/66/pdf> (accessed 12 May 2020).
 8. Amrane F., Chaiba A. A novel direct power control for grid-connected doubly fed induction generator based on hybrid artificial intelligent control with space vector modulation. *Revue Roumaine des sciences techniques. Série Électrotechnique et Énergétique*, 2016, vol. 61, no. 3, pp. 263-268. Available at: <http://revue.elth.pub.ro/index.php?action=details&id=597> (accessed 12 May 2020).
 9. Huang J., Zhang A., Zhang H., Ren Z., Wang J., Zhang L., Zhang C. Improved direct power control for rectifier based on fuzzy sliding mode. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2014, vol. 22, no. 3, pp. 1174-1180. doi: <https://doi.org/10.1109/tcst.2013.2273368>.
 10. Heydari E., Rafiee M., Pichan M. Fuzzy-genetic algorithm-based direct power control strategy for DFIG. *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 2018, vol. 14, no. 4, pp. 353-361. doi: <http://dx.doi.org/10.22068/IJEEE.14.4.353>.
 11. Benbouhenni H. Synergetic control theory scheme for asynchronous generator based dual-rotor wind power. *Journal of Electrical Engineering, Electronics, Control and Computer Science*, 2021, vol. 7, no. 3, pp. 19-28. Available at: <https://jececcs.net/index.php/journal/article/view/215/173> (accessed 12 May 2020).
 12. Yaichi I., Semmah A., Wira P., Djeriri Y. Super-twisting Sliding Mode Control of a Doubly-fed Induction Generator Based on the SVM Strategy. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, 2019, vol. 63, no. 3, pp. 178-190. doi: <https://doi.org/10.3311/PPee.13726>.
 13. Benbouhenni H. A comparative study between NSMC and NSOSMC strategy for a DFIG integrated into wind energy system. *Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering*, 2019, vol. 12, no. 1, pp. 1-8. doi: <https://doi.org/10.2478/cjece-2019-0001>.
 14. Levant A. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control. *International Journal of Control*, 2003, vol. 76, no. 9-10, pp. 924-941. doi: <https://doi.org/10.1080/0020717031000099029>.
 15. Benbouhenni H. A comparative study between DTC-NSTMC and DTC-FSTSMC control scheme for a DFIG-based wind turbine. *Majlesi Journal of Energy Management*, 2018, vol. 7, no. 4, pp. 43-53. Available at: <http://journals.iaumajlesi.ac.ir/em/index/index.php/em/article/view/370> (accessed 12 May 2020).
 16. Benbouhenni H., Boudjema Z., Belaidi A. DPC based on ANFIS super-twisting sliding mode algorithm of a doubly-fed induction generator for wind energy system. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, 2020, vol. 53, no. 1, pp. 69-80. doi: <https://doi.org/10.18280/jesa.530109>.
 17. Benbouhenni H., Boudjema Z., Belaidi A. Direct power control with NSTSM algorithm for DFIG using SVPWM technique. *Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering*, 2021, vol. 17, no. 1, pp. 1-11. doi: <http://dx.doi.org/10.22068/IJEEE.17.1.1518>.
 18. Listwan J. Application of super-twisting sliding mode controllers in direct field-oriented control system of six-phase induction motor: experimental studies. *Power Electronics and Drives*, 2018, vol. 3, no. 1, pp. 23-34. doi: <https://doi.org/10.2478/pead-2018-0013>.
 19. Gonzalez T., J. Moreno. A., Fridman L. Variable gain super-twisting sliding mode control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2012, vol. 57, no. 8, pp. 2100-2105. doi: <https://doi.org/10.1109/tac.2011.2179878>.
 20. Qian J., Li K., Wu H., Yang J., Li X. Synergetic control of grid-connected photovoltaic systems. *International Journal of Photoenergy*, 2017, vol. 2017, pp. 1-11. doi: <https://doi.org/10.1155/2017/5051489>.
 21. Kondratiev I., Dougal R., Veselov G., Kolesnikov A. Hierarchical control for electromechanical systems based on synergetic control theory. *2009 IEEE Control Applications, (CCA) & Intelligent Control, (ISIC)*, 2009, pp. 495-500. doi: <https://doi.org/10.1109/cca.2009.5280959>.
 22. Benbouhenni H., Zinelaabidine B., Abdelkader B. Comparison study between neural STSM and ANFIS-STSM method in DPC control scheme of DFIG-based dual-rotor wind turbines. *International Journal of Energy and Environment*, 2020, vol. 14, pp. 33-46. doi: <https://doi.org/10.46300/91012.2020.14.7>.
 23. Yahdou A., Hemici B., Boudjema Z. Second order sliding mode control of a dual-rotor wind turbine system by employing a matrix converter. *Journal of Electrical Engineering*, 2016, vol. 16, no. 3, pp. 89-99. Available at: <http://jee.ro/articles/WO1439151618W55c7b6024978d.pdf> (accessed 12 May 2020).
 24. Yahdou A., Djilali A.B., Boudjema Z., Mehedi F. Improved vector control of a counter-rotating wind turbine system using adaptive backstepping sliding mode. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, 2020, vol. 53, no. 5, pp. 645-651. doi: <https://doi.org/10.18280/jesa.530507>.
 25. Benbouhenni H. ANFIS-sliding mode control of a DFIG supplied by a two-level SVPWM technique for wind energy conversion system. *International Journal of Applied Power Engineering*, 2020, vol. 9, no. 1, pp. 36-47. doi: <https://doi.org/10.11591/ijape.v9.i1.pp36-47>.
 26. Berkane S., Tayebi A. Construction of synergistic potential functions on SO(3) with application to velocity-free hybrid attitude stabilization. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2017, vol. 62, no. 1, pp. 495-501. doi: <https://doi.org/10.1109/tac.2016.2560537>.
 27. Butt R. S., Ahmad I., Iftikhar R., Arsalan M. Integral backstepping and synergetic control for tracking of infected cells during early antiretroviral therapy. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 69447-69455. doi: <https://doi.org/10.1109/access.2019.2907201>.
 28. Prasad R., Padhy N. P. Synergistic frequency regulation control mechanism for DFIG wind turbines with optimal pitch dynamics. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2020, vol. 35, no. 4, pp. 3181-3191. doi: <https://doi.org/10.1109/tpwrs.2020.2967468>.
 29. Ettouil R., Chabir K., Abdelkrim M. N. Optimal synergetic control for wind turbine system. *The International Journal of Engineering and Science*, 2018, vol. 7, no. 5, pp. 44-48. doi: <https://doi.org/10.9790/1813-0705014448>.

30. Benbouhenni H. Rotor flux and torque ripples minimization for direct torque control of DFIG by NSTSM algorithm. *Majlesi Journal of Energy Management*, 2018, vol. 7, no. 3, pp. 1-9. Available at: <http://journals.iaumajlesi.ac.ir/em/index/index.php/em/article/view/369> (accessed 12 May 2020).
31. Benbouhenni H. Twelve sectors DPC control based on neural hysteresis comparators of the DFIG integrated to wind power. *Tecnica Italiana-Italian Journal of Engineering Science*, 2020, vol. 64, no. 2-4, pp. 347-353. doi: <https://doi.org/10.18280/ti-ijes.642-433>.
32. Shah A. P., Mehta A. J. Direct power control of DFIG using super-twisting algorithm based on second-order sliding mode control. *2016 14th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS)*, 2016, pp. 136-141. doi: <https://doi.org/10.1109/vss.2016.7506905>.
33. Malinowski M., Jasinski M., Kazmierkowski M. P. Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM). *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, vol. 51, no. 2, pp. 447-454. doi: <https://doi.org/10.1109/tie.2004.825278>.
34. Benbouhenni H., Boudjema Z., Belaidi A. Power control of DFIG in WECS using DPC and NDPC-NPWM methods. *Mathematical Modelling of Engineering Problems*, 2020, vol. 7, no. 2, pp. 223-236. doi: <https://doi.org/10.18280/mmep.070208>.
35. Gong B., Wang K., Meng F., You J., Y Luo. A comparative study on switching tables of direct power control for voltage source rectifier. *2014 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, 2014, pp. 1978-1983. doi: <https://doi.org/10.1109/icma.2014.6886006>.
36. Benbouhenni H. Sliding mode with neural network regulator for DFIG using two-level NPWM strategy. *Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering*, 2019, vol. 15, no. 3, pp. 411-419. doi: <http://dx.doi.org/10.22068/IJEEE.15.3.411>.
37. Amrane F., Chaiba A., Badr Eddine B., Saad M. Design and implementation of high performance field oriented control for grid-connected doubly fed induction generator via hysteresis rotor current controller. *Revue Roumaine des sciences techniques. Série Électrotechnique et Énergétique*, 2016, vol. 61, no. 4, pp. 319-324. Available at: <http://revue.elth.pub.ro/index.php?action=details&id=609> (accessed 12 May 2020).
38. Yusoff N. A., Razali A. M., Karim K. A., Sutikno T., Jidin A. A concept of virtual-flux direct power control of three-phase AC-DC converter. *International Journal of Power Electronics and Drive System*, 2017, vol. 8, no. 4, pp. 1776-1784. doi: <http://doi.org/10.11591/ijpeds.v8.i4.pp1776-1784>.
39. Boudjema Z., Meroufel A., Djerriri Y., Bounadja E. Fuzzy sliding mode control of a doubly fed induction generator for energy conversion. *Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering*, 2013, vol. 6, no. 2, pp. 7-14. Available at: <http://cjeece.ubm.ro/vol/6-2013/202-6117.pdf> (accessed 12 May 2020).
40. Boudjema Z., Taleb R., Djerriri Y., Yahdou A. A novel direct torque control using second order continuous sliding mode of a doubly fed induction generator for a wind energy conversion system. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 2017, vol. 25, no.2, pp. 965-975. doi: <https://doi.org/10.3906/elk-1510-89>.

Received 18.03.2021

Accepted 28.04.2021

Published 25.06.2021

Habib Benbouhenni¹, Doctor of Electrical Engineering,
Soufiane Lemdan², Doctor of Electrical Engineering,
¹Department of Electrical & Electronics Engineering,
Nisantasi University, Istanbul, Turkey,
e-mail: habib.benbouhenni@nisantasi.edu.tr (Corresponding author)
²Department of Electrical Engineering,
University of Science and Technology of Oran-Mohamed-Boudiaf, Oran, Algeria,
e-mail: lamdaniso@yahoo.fr

NEW DESIGN AND COMPARATIVE STUDY VIA TWO TECHNIQUES FOR WIND ENERGY CONVERSION SYSTEM

Introduction. With the advancements in the variable speed direct drive design and control of wind energy systems, the efficiency and energy capture of these systems is also increasing. As such, numerous linear controllers have also been developed, in literature, for MPPT which use the linear characteristics of the wind turbine system. The major limitation in all of those linear controllers is that they use the linearized model and they cannot deal with the nonlinear dynamics of a system. However, real systems exhibit nonlinear dynamics and a nonlinear controller is required to handle such nonlinearities in real-world systems. **The novelty** of the proposed work consists in the development of a robust nonlinear controller to ensure maximum power point tracking by handling nonlinearities of a system and making it robust against changing environmental conditions. **Purpose.** In the beginning, sliding mode control has been considered as one of the most powerful control techniques, this is due to the simplicity of its implementation and robustness compared to uncertainties of the system and external disturbances. Unfortunately, this type of controller suffers from a major disadvantage, that is, the phenomenon of chattering. **Methods.** So in this paper and in order to eliminate this phenomenon, a novel non-linear control algorithm based on a synergetic controller is proposed. The objective of this control is to maximize the power extraction of a variable speed wind energy conversion system compared to sliding mode control by eliminating the phenomenon of chattering and have a good power quality by fixing the power coefficient at its maximum value and the Tip Speed Ratio maintained at its optimum value. **Results.** The performance of the proposed nonlinear controllers has been validated in MATLAB/Simulink environment. The simulation results show the effectiveness of the proposed scheme, suppression of the chattering phenomenon and robustness of the proposed controller compared to the sliding mode control law. References 33, table 1, figures 17. **Key words:** synergetic controller, sliding mode controller, maximum power point tracking, macro-variable, wind energy conversion system.

Вступ. З досягненнями у проектуванні та керуванні вітряними енергосистемами з регульованою швидкістю, зростають також ефективність та захоплення енергії цих систем. Так, в літературі також розроблено численні лінійні контролери для відстеження точки максимальної потужності, які використовують лінійні характеристики системи з вітряними турбінами. Основним обмеженням у всіх цих лінійних контролерах є те, що вони використовують лінеаризовану модель і не можуть мати справу з нелінійною динамікою системи. Однак реальні системи демонструють нелінійну динаміку, і для обробки таких нелінійностей у реальних системах необхідний нелінійний контролер. **Новизна** запропонованої роботи полягає у розробці надійного нелінійного контролера для забезпечення відстеження точки максимальної потужності шляхом обробки нелінійності системи та забезпечення її стійкості до змін умов навколишнього середовища. **Мета.** Спочатку управління ковзним режимом вважалось одним з найпотужніших методів управління, що пов'язано з простотою його реалізації та надійністю порівняно з невизначеністю системи та зовнішніми збуреннями. На жаль, цей тип контролера страждає від головного недоліку, а саме явища вібрування. **Методи.** Тому у цій роботі з метою усунення цього явища пропонується новий нелінійний алгоритм управління, заснований на синергетичному контролері. Завдання цього контролю – максимізувати відбір потужності системи перетворення енергії вітру зі змінною швидкістю порівняно із регулюванням ковзного режиму, усуваючи явище вібрування, і мати хорошу якість енергії, фіксуючи коефіцієнт потужності на його максимальному значенні та підтримуючи кінцевий коефіцієнт швидкості на його оптимальному значенні. **Результати.** Ефективність запропонованих нелінійних контролерів перевірена в середовищі MATLAB/Simulink. Результати моделювання показують ефективність запропонованої схеми, придушення явища вібрування та стійкість запропонованого контролера порівняно із законом управління ковзного режиму. Бібл. 33, табл. 1, рис. 17.

Ключові слова: синергетичний контролер, контролер ковзного режиму, відстеження точки максимальної потужності, макрозмінна, система перетворення енергії вітру.

1. Introduction. Nowadays, most countries of the world are facing difficulties in using conventional sources for power generation due to exhaustion of fossil fuels and environmental issues like air pollution and greenhouse gases. For these reasons, energy producers are heading to the use of renewable energy sources (sun, wind, biomass, etc) to produce electricity. These new energies appear today as a solution to energy production problems in the world [1, 2]. As a renewable energy source, wind energy is one of the most promising renewable energy resources for generating electricity due to its cost competitiveness compared to other conventional types of energy resources.

A wind energy conversion system (WECS) can be separated into three main conversion stages, including the transformation from the wind kinetic energy to the rotational mechanical energy in the wind turbine, the transformation from the turbine mechanical energy to the electrical energy by an electrical generator, and the connection between the electrical generator and the power grid by an electronic

power converter [3]. The generated energy can be used either for standalone loads or fed into the power grid through an appropriate power electronic interface [4].

In WECS, several types of electric generators are used such as squired-cage induction generator, doubly fed induction generator [5]. Lately, with the advances of power electronic technology, permanent magnet synchronous generator based variable speed WECS are becoming more popular over other types of generators which are used in wind energy systems because of advantages such as its simple structure, ability of operation at low velocities, self-excitation capability leading to high power factor and high efficiency operation [6], moreover permanent magnet synchronous motor can be connected directly to the turbine without system of gearbox [7]. According to Betz's law, only 59.3 % of total available wind energy can be converted into mechanical energy considering no mechanical losses in the system [8]

and in most cases about 20-60 % of the Betz's limit can be obtained from wind turbines [9].

However, the conventional way to get the maximum power from wind is based on the optimum mathematical relationship. The turbine output power is a function of rotor speed if the wind speed is assumed to be constant. Thus controlling the rotor speed allows control over power production from the generator [10]. There are several other mathematical relationships suitable for maximum power tracking. In many cases electromagnetic torque vs. power relation is used to obtain the maximum power [11].

Basically, the studied maximum power point tracking (MPPT) methods for WECSs include three strategies:

1. Relying on wind speed measurement used by tip speed ratio (TSR) method;
2. Relying on wind turbine power curve used by power signal feedback and optimal torque control methods;
3. Relying on hill climb search of wind turbine power curve without any knowledge about this curve used by perturb and observe method [12].

Control design, in WECS is becoming a challenging task due to the nonlinear dynamics and uncertainties present in these systems [13]. The requirements of the control system include tracking a speed reference, generated by MPPT, by controlling the rotational speed in a variable speed wind turbine system [14, 15], while the most important part of the control design for nonlinear dynamical systems is to guarantee the stability.

Conventional control methods are based on proportional-integral (PI) regulators, which were initially developed for linear systems, and their design is limited by the parameters tuning, which is delicate and requires adjustment in a changing environment due to random variations of the power source [16]. Different model based control systems, such as sliding mode, known for its simplicity, speed and robustness was widely adopted and has shown its effectiveness in many applications.

Unfortunately, this type of controller suffers from a major disadvantage, that is, the phenomenon of chattering. The chattering phenomenon occurs due to implementation issues of the sliding mode control signal in digital devices operating with a finite sampling frequency, where the switching frequency of the control signal cannot be fully implemented [17].

In order to eliminate this phenomenon, a more recent technique (synergistic approach) is proposed in [18], the synergetic control method presents a suitable option to control nonlinear uncertain systems operating in disturbed environments. That's why several studies have been conducted in this field.

In this study, we adopted the tip speed ratio control strategy with a non-linear control algorithm based on a sliding mode theory and synergetic controller in order to maximize the power extraction of a variable speed of WECS. The main aspect of control design is definition of a macro-variable for synergetic control and sliding surface for sliding mode control.

In [19, 20] synergetic control is proposed as a nonlinear control technique to track photovoltaic systems and it is shown using simulation that synergetic control eliminates chattering effect compared to sliding mode

control. The synergetic controller which has received much attention for photovoltaic systems can also be designed for WECS.

In our paper, the motivation is to use a nonlinear synergetic control of the wind speed turbine in order to operate at maximum power extraction. This new approach does not require the linearization of the model and explicitly uses a nonlinear model to design the control law.

The aim of paper is to optimize the power produced by a wind energy system under varying conditions based on two maximum power point tracking techniques.

The rest of the paper is organized as follows. The modeling of all parts of the wind speed turbine and problem formulation for MPPT to extract the maximum power are presented in Section 2. The synergetic and sliding mode control theory is summarized in Section 3, followed by the design of the synergetic controller and sliding mode. Simulation results and comparison with two well known controllers, sliding mode controller and synergetic controller, are presented in Section 4. Conclusion is given in Section 5.

2. Wind turbine modeling. WECS includes various multidisciplinary subsystems which can be classified as aerodynamic, structural and electrical. The aerodynamic subsystem represents the aerodynamic model of the wind turbine. The structural subsystems include blades, tower and drive train models. The electrical subsystems include the generator, the back-to-back converter and the system control models.

Model of wind turbine. The wind speed can be modelled as a deterministic sum of harmonics with frequency in range of 0.1–10 Hz as follows [21]:

$$V(t) = V_0 \left(1 + \sum_{n=1}^i A_n \sin \omega_n t \right), \quad (1)$$

where V_0 is the average wind speed; A_n is the magnitude of n^{th} kind of eigenswing, ω_n is the eigenfrequency of n^{th} kind of eigenswing excited in the turbine rotating.

The aerodynamic (mechanical) power developed by a wind turbine is given by the following expression [22, 23]:

$$P_{aer} = \frac{1}{2} \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot V^3, \quad (2)$$

where ρ is the air density, kg/m^3 ; R is the radius of the turbine blade, m; V is the wind speed, m/s; $C_p(\lambda, \beta)$ is the power coefficient which is a function of both a factor λ known as the tip speed ratio (TSR) and blade pitch angle β (deg).

TSR is defined as the ratio of the turbine's blade-tip speed to the wind velocity, and can be expressed as:

$$\lambda = \frac{R \cdot \Omega_t}{V}, \quad (3)$$

where Ω_t is the rotor speed of a wind turbine, rad/s.

Several numerical expressions exist for $C_p(\lambda, \beta)$. Here the used relation is given by [24]:

$$C_p(\lambda, \beta) = (0.5 - 0.0167(\beta - 2)) \cdot \sin\left(\frac{\pi(\lambda + 0.1)}{18 - 0.3(\beta - 2)}\right) - 0.00184(\lambda - 3)(\beta - 2), \quad (4)$$

The C_p curve is shown in Fig. 1, from which there is an optimum λ at which the power coefficient C_p is maximal.

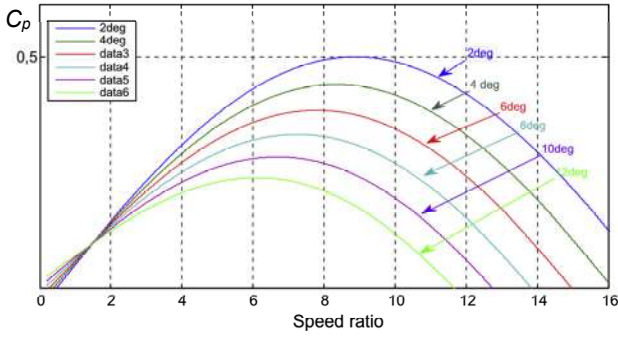


Fig. 1. Power coefficient $C_p(\lambda, \beta)$ versus tip-speed ratio for various values of β

The value of the power coefficient C_p is a function of λ and β , it reaches the maximum at the particular λ named λ_{opt} . Hence, to maximize the extracted energy of wind turbine λ should be maintained at λ_{opt} with the optimal rotor speed of the turbine which is determined from (3) and given as

$$\Omega_{ref} = \frac{\lambda_{opt} \cdot V}{R}, \quad (5)$$

where Ω_{ref} is the rotor speed reference, rad/s.

For a constant β Fig. 2 illustrates that there is only one fixed value of TSR ($\lambda_{opt} = 9.14$) for which C_p is maximum ($C_{pmax} = 0.5$). This special value λ_{opt} is known as the optimal peak speed ratio, it can be expressed by:

$$\lambda_{opt} = \frac{\Omega_{ref} \cdot R}{V}. \quad (6)$$

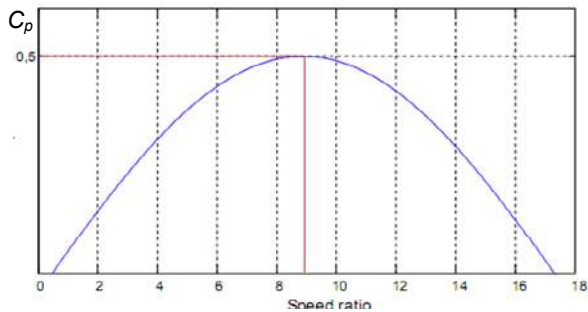


Fig. 2. Power coefficient C_p versus λ at fixed β

Gear box model. The role of gear box is to transform the mechanical speed of the turbine to the generating speed, and the aerodynamic torque to the gear box torque according to the following mathematical formulas [25]:

$$\begin{cases} T_g = T_{aer} / G; \\ \Omega_{tur} = \Omega / G; \\ T_{aer} = P_{aer} / \Omega_{tur}, \end{cases} \quad (7)$$

and the mechanical equation of the shaft, including both the turbine and the generator masses, is given by [24]:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_g - T_{em} - f \cdot \Omega, \quad (8)$$

where Ω is the mechanical generator speed; Ω_{tur} is the speed of the turbine; T_g is the torque applied on the shaft of turbine; T_{aer} is the aerodynamic torque; P_{aer} is the aerodynamic power; T_{em} is the electromagnetic torque; J is the total moment of inertia; f is the viscous friction coefficient; G is the gear box ratio.

The system of equations (1)-(8) permit to us to construct the block diagram of the wind turbine as shown on Fig. 3 [32, 33].

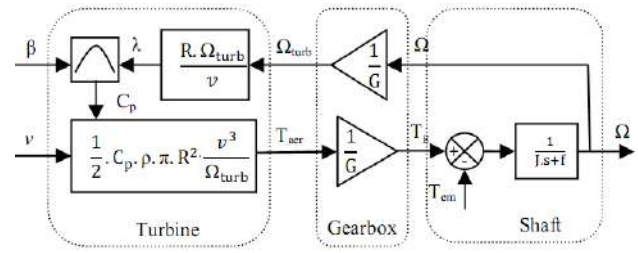


Fig. 3. Wind turbine block diagram.

3. MPPT control strategies. According to Fig. 1, for a particular value of tip speed ratio λ_{opt} , C_p has a unique maximum value at which maximum power is captured from wind by the wind turbine. As a result, to achieve power efficiency maximization, the turbine tip speed ratio must be sustained at its optimum value in spite of wind variations. Also, for a given wind velocity, there is an optimal value for rotor velocity which maximizes the power supplied by the wind. That is equally saying, the turbine system realizes the MPPT function [26]. Consequently, the system can operate at the peak of the $P(\Omega)$ curve, and the maximum power is extracted continuously from the wind. That is illustrated in Fig. 4.

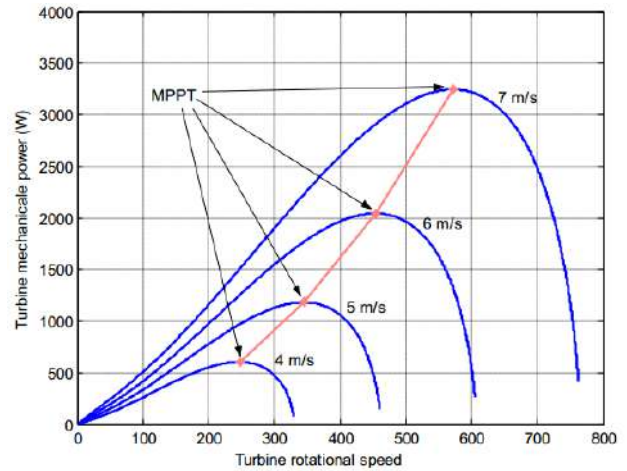


Fig. 4. Turbine powers various speed characteristics for different wind speeds with indication of the MPPT curve

So the MPPT technique consists of varying turbine speed constantly according to wind speed variations, so that the tip speed ratio is maintained in its optimum value, thus the power generation is optimum. In order to extract the maximum power from the wind, we adopted the speed turbine control strategy. It permits to carry the speed of the wind turbine into the desired value which corresponds to the maximum power point. The wind turbine speed control scheme is represented in Fig. 5, where C_Ω is the speed controller.

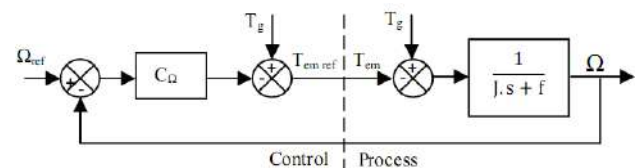


Fig. 5. Speed generator feedback control

This control structure consists to adjust the torque appearing on the turbine shaft in order to fix the turbine speed at a reference that permits to track of the maximum wind power. In this study, we assume that the electromagnetic torque equals to its reference all the time [24].

$$T_{em} = T_{em-ref} . \quad (9)$$

Controller design based to sliding mode. Sliding mode control is one of the non-linear techniques. It is a particular operation mode of variable structure control systems. Its concept consists of moving the state trajectory of the system to a predetermined surface called sliding surface and maintaining it around this latter with an appropriate logic commutation [27]. The design of sliding mode controller is done in three steps [29, 30]:

1. Selection of the sliding surface;
2. Establishing the conditions of existence and convergence;
3. Determination of the control law.

The sliding surface is given by [31]:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_{sm} \right)^{r-1} \cdot e(x), \quad (10)$$

where λ_{sm} is the positive constant indicating the desired control bandwidth; r is the relative degree, equal to the number of times to derive the output to appear the command; $e(x)$ is the error between the variable and its reference.

For $n = 1$ the error as being the sliding surface:

$$e(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega , \quad (11)$$

where Ω_{ref} is the desired speed.

This surface derivative is:

$$\dot{e}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} . \quad (12)$$

Combining the previous equation with equation (8), we obtain:

$$\dot{e}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} + \frac{1}{J} (-T_g + T_{em} + f \cdot \Omega), \quad (13)$$

The controller structure includes two parts, one part on the exact linearization and another said stabilizing [26-28], so:

$$T_{em} = T_{em}^{eq} + T_{em}^n . \quad (14)$$

Substituting the expression of the control speed by their expressions given in (13), the equations below are defined as follow:

$$\dot{e}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} + \frac{1}{J} (-T_g + (T_{em}^{eq} + T_{em}^n) + f \cdot \Omega). \quad (15)$$

During the sliding mode and in permanent regime, we have:

$$e(\Omega) = 0; \quad \dot{e}(\Omega) = 0; \quad T_{em}^n = 0 .$$

Where the equivalent control is:

$$T_{em}^{eq} = -J \cdot \dot{\Omega}_{ref} - f \cdot \Omega + T_g . \quad (16)$$

Therefore, the correction factor is given by:

$$T_{em}^n = -k \cdot \text{sgn} e(\Omega), \quad (17)$$

where k is a positive constant.

The control expression:

$$T_{em} = -J \cdot \dot{\Omega}_{ref} - f \cdot \Omega + T_g - k \cdot \text{sgn} e(\Omega). \quad (18)$$

Controller design based to synergetic control.

Synergetic control is a state space approach for the design of control for complex highly connected nonlinear systems [20]. It forces the system state variables to evolve on a designer chosen invariant manifold enabling for desired performance to be achieved despite uncertainties and disturbances without damaging chattering inherent to the sliding mode technique [20]. Synergetic synthesis begins with the definition of the macro-variable based on the equations of the state space. For the macro-variable, it can be expressed as follows:

$$\psi = \psi(x, t). \quad (19)$$

The objective of the synergetic controller is to operate the controlled system on the manifold for which the macro-variable is null $\psi = 0$.

The expected dynamic evolution of the macro-variable is given as a function of:

$$T \dot{\psi} + \psi = 0, \quad T > 0 . \quad (20)$$

where the derivative of the total macro-variable is noted by $\dot{\psi}$, and T is a parameter design which designates the convergence rate from the closed loop system to the manifold that is to be specified by $\psi = 0$.

Finally, the control law (evolution in time of the control output) is synthesized according to equation (14) and the dynamic model of the system.

According to synergetic controller, we will select the first set of macro-variables as equation (20):

$$\psi = \Omega_{ref} - \Omega . \quad (21)$$

This derivative is:

$$\dot{\psi} = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} . \quad (22)$$

Combining equations (8), (20), and (21), we get the electromagnetic torque as the following control law:

$$T_{em-ref} = T_{em} = \frac{J}{T} \left[\frac{T \cdot f}{J} \Omega - \frac{T \cdot T_g}{J} + (\Omega_{ref} - \Omega) \right]. \quad (23)$$

4. Simulation results. In this section we evaluate the performances and effectiveness of the control strategies by simulating the wind turbine under the turbulent wind speed profile of Fig. 6.

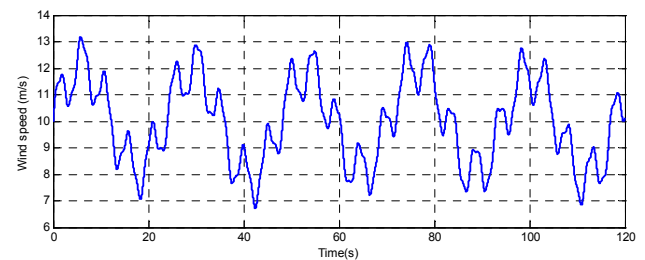


Fig. 6. Wind speed profile

The system parameters that have been chosen for the wind turbine are given in the Table 1.

Table 1

Wind turbine parameters

| Parameters | Values |
|---|--------|
| Density of air, kg/m ³ | 1.22 |
| Radius of rotor, m | 3 |
| Gear box ratio | 1 |
| Turbine total inertia, kg·m ² | 16 |
| Total viscous friction coefficient, N·m/s | 0.06 |

The sliding surface and power coefficient are shown in Fig. 7-9 respectively. For sliding mode controller, good tracking capability was observed but it is perturbed by the high-frequency oscillations (the chattering) which can cause instability and damage to the system and there are no oscillations around the C_{pmax} for synergetic controller.

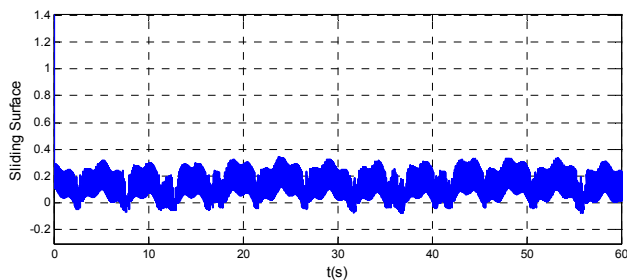


Fig. 7. Sliding surface

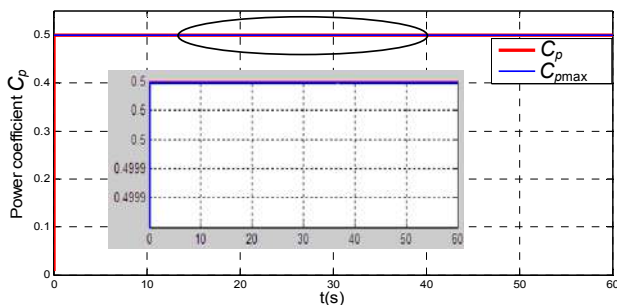


Fig. 8. Power coefficient using synergetic control

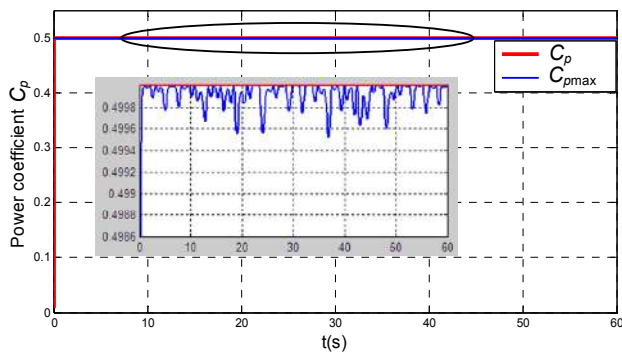


Fig. 9. Power coefficient using sliding mode

Figures 10, 11 show that the TSR follows its reference very well corresponding to the maximum and optimal value TSR $\lambda_{opt} = 9.14$ for both controllers, but with sliding mode controller the appearance of high chattering effect is always present.

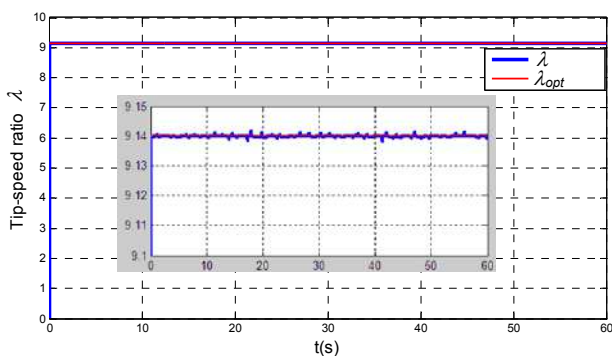


Fig. 10. Tip-speed ratio using synergetic control

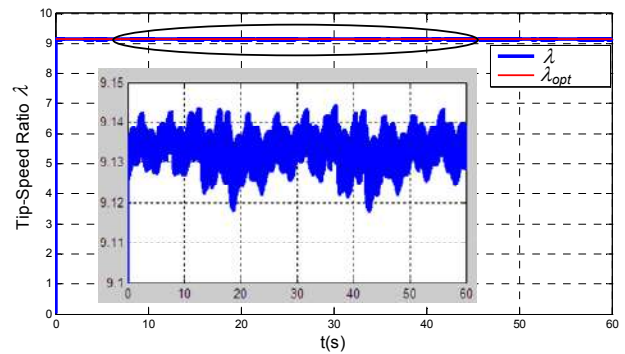


Fig. 11. Tip-speed ratio using sliding mode

According to Fig. 12, 13 the variation of the mechanical speed is adapted to the variation of the wind, which shows the direct influence of the wind on the speed of rotation of the shaft, we also note that the mechanical speed perfectly follows its reference value for the two controllers. But a zoom on these graphs shows that there is an error between the speed of rotation and its reference with the sliding mode controller. This confirms the effectiveness and good performance of the synergetic controller.

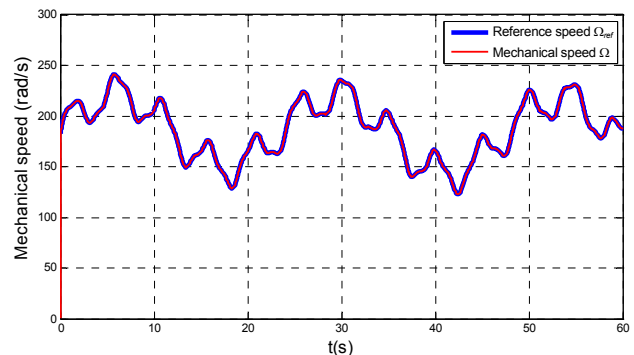


Fig. 12. Mechanical speed using synergetic control

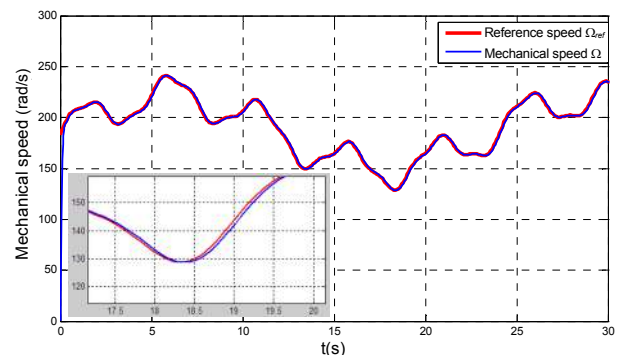


Fig. 13. Mechanical speed using sliding mode

Figures 14, 15 show the response of aerodynamic power. It is clear that the produced power follows well its optimal reference with good dynamics and track perfectly the reference for the two controllers, which means that the maximum power point can be achieved despite fast-varying wind velocity.

We can clearly see that in Fig. 16, 17 the macro-variable function and sliding mode surface equals zero, which shows that the controller parameters are properly chosen. But as we can see, Fig 16 the high chattering effect on the sliding surface.

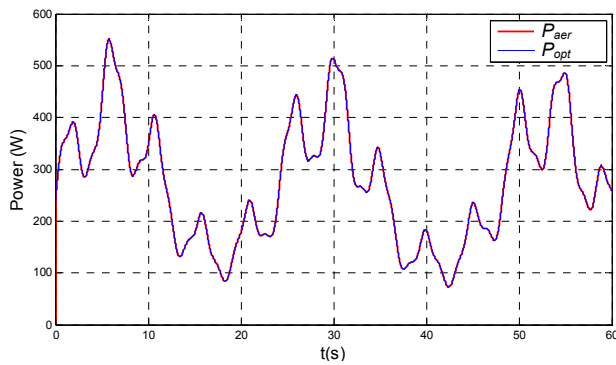


Fig. 14. Aerodynamic power using synergetic control

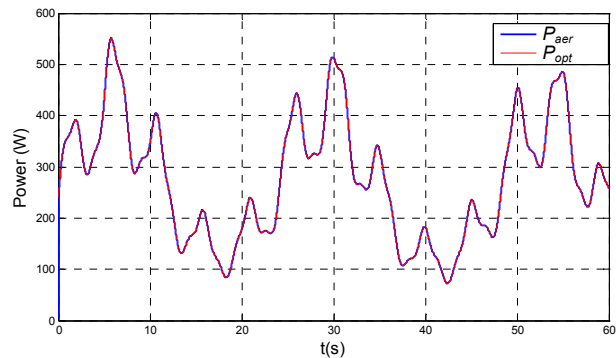


Fig. 15. Aerodynamic power using sliding mode

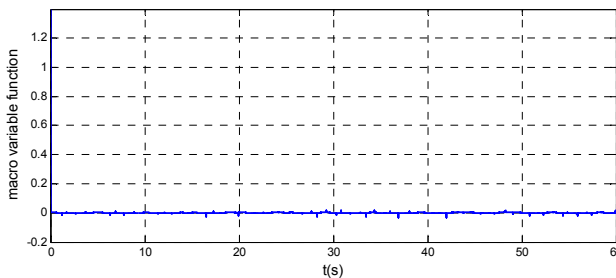


Fig. 16. Macro-variable function

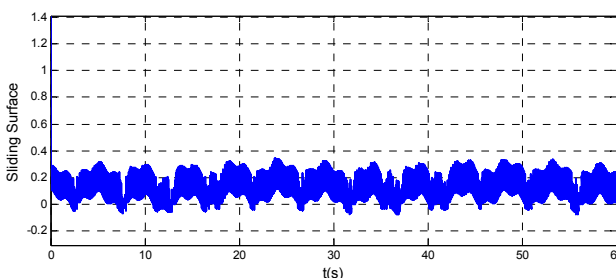


Fig. 17. Sliding surface function

From these results, we noticed that the MPPT controller based on synergetic is the most efficient technique compared to the sliding mode controller. It achieves maximum power with more stability, precision and better response time, with more oscillations and a chattering effect. For that, it can be stated that the synergetic control is a robust and efficient approach; it has better performance and a good dynamic response under variable wind speed conditions.

5. Conclusions.

In this paper, two maximum power point tracking strategies techniques are developed and compared to

optimize the power produced by a wind energy system under varying conditions. According to the performance analysis of each method, it can be concluded that the maximum power point tracking controller based on synergetic control allows determining and tracking the maximum power point with more efficiency, fast response and high reliability compared to other controllers based on sliding mode. The main advantage of the synergetic controller, compared to the sliding mode, is the good reference tracking, the suppression of the chattering phenomenon and the reduction of the overshoot. The effectiveness and the robustness to external disturbances, noise and uncertainty parameters are shown in the simulation results.

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

REFERENCES

1. Jeong H., Lee K., Choi S., W. Choi. Performance improvement of LCL-filter-based grid-connected inverters using PQR power transformation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, vol. 25, no. 5, pp. 1320-1330. doi: <https://doi.org/10.1109/tpe.2009.2037225>.
2. Lee J.-S., Jeong H.-G., Lee K.-B. Active damping for wind power systems with LCL filters using a DFT. *Journal of Power Electronics*, 2012, vol. 12, no. 2, pp. 326-332. doi: <https://doi.org/10.6113/jpe.2012.12.2.326>.
3. Bounar N., Labdai S., Boulkroune A., Farza M., M'Saad M. Adaptive fuzzy control scheme for variable-speed wind turbines based on a doubly-fed induction generator. *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*, 2020, vol. 44, no. 2, pp. 629-641. doi: <https://doi.org/10.1007/s40998-019-00276-6>.
4. Agarwal V., Aggarwal R.K., Patidar P., Patki C. A novel scheme for rapid tracking of maximum power point in wind energy generation systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2010, vol. 25, no. 1, pp. 228-236. doi: <https://doi.org/10.1109/tec.2009.2032613>.
5. Rolan A., Luna A., Vazquez G., Aguilar D., Azevedo G. Modeling of a variable speed wind turbine with a permanent magnet synchronous generator. *2009 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2009, pp. 734-739. doi: <https://doi.org/10.1109/isie.2009.5218120>.
6. Chan T., Lai L.L. Permanent-magnet machines for distributed power generation: a review. *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2007, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/PES.2007.385575>.
7. Jlassi I., Estima J.O., Khojet El Khil S., Mrabet Bellaaj N., Marques Cardoso A.J. Multiple open-circuit faults diagnosis in back-to-back converters of PMSG drives for wind turbine systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, vol. 30, no. 5, pp. 2689-2702. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2342506>.
8. Bouderbala M., Bossoufi B., Lagrioui A., Taoussi M., Aroussi H.A., Ihedrane Y. Direct and indirect vector control of a doubly fed induction generator based in a wind energy conversion system. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2019, vol. 9, no. 3, pp. 1531-1540. doi: <https://doi.org/10.11591/ijece.v9i3.pp1531-1540>.
9. He Q., Zhang F., Liu D., Gao C., Shi S., Xi P. Analysis on the development status and problems of China's offshore wind power. *2018 2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2)*, 2018, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/EI2.2018.8582177>.
10. Worku M.Y., Abido M.A. Maximum Power Control of DFIG Based Grid Connected Wind Turbine Generator System. *Renewable Energy and Power Quality Journal*, 2018, vol. 1, pp. 444-449. doi: <https://doi.org/10.24084/repqj16.344>.
11. Boukhezzer B., Lupu L., Siguerdidjane H., Hand M. Multivariable control strategy for variable speed, variable pitch

- wind turbines. *Renewable Energy*, 2007, vol. 32, no. 8, pp. 1273-1287. doi: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2006.06.010>.
12. Wang Q., Chang L. An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, vol. 19, no. 5, pp. 1242-1249. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.833459>.
13. Toulabi M., Bahrami S., Ranjbar A.M. An Input-to-State Stability Approach to Inertial Frequency Response Analysis of Doubly-Fed Induction Generator-Based Wind Turbines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2017, vol. 32, no. 4, pp. 1418-1431. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2017.2696510>.
14. Kumar D., Chatterjee K. A review of conventional and advanced MPPT algorithms for wind energy systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016, vol. 55, pp. 957-970. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.11.013>.
15. Lee S.-W., Chun K.-H. Adaptive Sliding Mode Control for PMSG Wind Turbine Systems. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 4, p. 595. doi: <https://doi.org/10.3390/en12040595>.
16. Li S., Haskew T.A., Xu L. Conventional and novel control designs for direct driven PMSG wind turbines. *Electric Power Systems Research*, 2010, vol. 80, no. 3, pp. 328-338. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2009.09.016>.
17. Pratap B., Singh N., Kumar V. Robust Control of Variable Speed Wind Turbine Using Quasi-Sliding Mode Approach. *Procedia Computer Science*, 2018, vol. 125, pp. 398-404. doi: <https://doi.org/10.1016/j.procs.2017.12.052>.
18. Kolesnikov A., Veselov G., Kolesnikov A. *Modern applied control theory: synergetic approach in control theory*. Moscow-Taganrog, TRTU Publ., 2000.
19. Attoui H., Khabber F., Melhaoui M., Kassmi K., Essounboui N. Development and experimentation of a new MPPT synergetic control for photovoltaic systems. *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*, 2016, vol. 18, no. 1-2, pp. 165-173. Available at: <https://joam.inoe.ro/articles/development-and-experimentation-of-a-new-mppt-synergetic-control-for-photovoltaic-systems/> (accessed 21 May 2020).
20. Akoro E., Tevi G.J., Faye M.E., Doumbia M.L., Maiga A.S. Artificial Neural Network Photovoltaic Generator Maximum Power Point Tracking Method using Synergetic Control Algorithm. *International Journal on Emerging Technologies*, 2020, vol. 11, no. 2, pp. 590-594. Available at: <https://www.researchtrend.net/ijet/pdf/Artificial%20Neural%20Network%20Photovoltaic%20Generator%20Maximum%20Power%20Point%20Tracking%20Method%20using%20Synergetic%20Control%20Algorithm%20Edjadessamam%20AKORO%201893n7.pdf> (accessed 21 May 2020).
21. Ounnas D., Ramdani M., Chenikher S., Bouktir T. Optimal Reference Model Based Fuzzy Tracking Control for Wind Energy Conversion System. *International Journal of Renewable Energy Research*, 2016, vol. 6, no. 3, pp. 1129-1136. Available at: <https://www.ijrer.org/ijrer/index.php/ijrer/article/view/4258/pdf> (accessed 21 May 2020).
22. Aissou R., Rekioua T., Rekioua D., Tounzi A. Nonlinear predictive control of a permanent magnet synchronous generator used in wind energy. *Journal of Electrical Engineering*, 2014, vol. 14, no. 4, pp. 331-336. Available at: <http://jee.ro/articles/WN1397935592W5352cde8e8fe5.pdf> (accessed 21 May 2020).
23. Daghigh A., Javadi H., Torkaman H. Considering wind speed characteristics in the design of a coreless AFPM synchronous generator. *International Journal of Renewable Energy Research*, 2016, vol. 6, no. 1, pp. 263-270. Available at: <https://www.ijrer.org/ijrer/index.php/ijrer/article/view/3135/pdf> (accessed 21 May 2020).
24. Watson S., Moro A., Reis V., Baniotopoulos C., Barth S., Bartoli G., Bauer F., Boelman E., Bosse D., Cherubini A., Croce A., Fagiano L., Fontana M., Gambier A., Gkoumas K., Golightly C., Latour M.I., Jamieson P., Kaldellis J., Macdonald A., Murphy J., Muskulus M., Petrini F., Pigolotti L., Rasmussen F., Schild P., Schmehl R., Stavridou N., Tande J., Taylor N., Telsnig T., Wiser R. Future emerging technologies in the wind power sector: A European perspective. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2019, vol. 113, art. no. 109270. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2019.109270>.
25. Messaoud M., Abdessamed R. Modeling and optimization of wind turbine driving permanent magnet synchronous generator. *Jordan Journal of Mechanical and Industrial Engineering*, 2011, vol. 5, no. 6. Available at: <http://jjmie.hu.edu.jo/files/v5n6/JJMIE%20-77-10.pdf> (accessed 21 May 2020).
26. Errami Y., Ouassaid M., Maaroufi M. A performance comparison of a nonlinear and a linear control for grid connected PMSG wind energy conversion system. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2015, vol. 68, pp. 180-194. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2014.12.027>.
27. Bennassar A., Banerjee S., Jamma M., Essalmi A., Akherraz M. Real time high performance of sliding mode controlled induction motor drives. *Procedia Computer Science*, 2018, vol. 132, pp. 971-982. doi: <https://doi.org/10.1016/j.procs.2018.05.113>.
28. Evangelista C., Valenciaga F., Puleston P. Active and reactive power control for wind turbine based on a MIMO 2-sliding mode algorithm with variable gains. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2013, vol. 28, no. 3, pp. 682-689. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2013.2272244>.
29. Krim Y., Abbes D., Krim S., Faouzi Mimouni M. Power management and second-order sliding mode control for standalone hybrid wind energy with battery energy storage system. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 2018, vol. 232, no. 10, pp. 1389-1411. doi: <https://doi.org/10.1177/0959651818784320>.
30. Meng Z., Shao W., Tang J., Zhou H. Sliding-mode control based on index control law for MPPT in photovoltaic systems. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 2018, vol. 2, no. 3, pp. 303-311. doi: <https://doi.org/10.30941/CESTEMS.2018.00038>.
31. Chavira F., Ortega-Cisneros S., Rivera J. A novel sliding mode control scheme for a PMSG-based variable speed wind energy conversion system. *Energies*, 2017, vol. 10, no. 10, art. no. 1476. doi: <https://doi.org/10.3390/en10101476>.
32. Levron Y., Shmilovitz D. Maximum power point tracking employing sliding mode control. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2013, vol. 60, no. 3, pp. 724-732. doi: <https://doi.org/10.1109/TCSI.2012.2215760>.
33. Rajendran S., Jena D. Backstepping sliding mode control for variable speed wind turbine. *2014 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, 2014, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/INDICON.2014.7030634>.

Received 14.04.2021

Accepted 24.05.2021

Published 25.06.2021

Mohamed Seddik Mahgoun¹, PhD Student of Electrical Engineering,

Abd Essalam Badoud¹, Associate Professor,

¹ Automatic Laboratory of Setif,

Electrical Engineering Department,

University Ferhat Abbas Setif 1,

Setif, Algeria.

e-mail: mahgounm@yahoo.fr,

badoudabde@univ-setif.dz (Corresponding author)

Я.С. Паранчук, Ю.В. Шабатура, О.О. Кузнецов

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНА СИСТЕМА НАВЕДЕННЯ ОЗБРОЄННЯ НА ОСНОВІ НЕЧІТКОГО ПД-РЕГУЛЯТОРА ПОЛОЖЕННЯ

Запропоновано позиційну електромеханічну систему наведення озброєння на основі адаптивного нечіткого пропорційно-диференційного (ПД) регулятора положення. Створено структурну Simulink-модель системи позиціонування озброєння на основі нечіткої адаптивної моделі керування. Проведено комп'ютерні дослідження динаміки процесів позиціонування при використанні пропорційного та запропонованого адаптивного нечіткого ПД регулятора положення. Результати досліджень показали, що при використанні нечіткої адаптивної моделі керування процесом позиціонування реалізуються оптимальні без перерегулювання та режимів дотягування закони руху озброєння. Бібл. 20, табл. 1, рис. 12.

Ключові слова: нечіткий регулятор, позиціонування, адаптація, перерегулювання, швидкодія.

Предложено позиционную электромеханическую систему наведения вооружения на основе адаптивного нечеткого пропорционально-дифференциального (ПД) регулятора положения. Разработано структурную Simulink-модель системы наведения вооружения на основе нечеткой адаптивной модели управления. Проведены компьютерные исследования динамики процессов позиционирования при использовании пропорционального и предложенного адаптивного нечеткого ПД регулятора положения. Результаты исследований показали, что при использовании нечеткой адаптивной модели управления процессом позиционирования реализуются оптимальные без перерегулирования и режимов дотягивания законы движения вооружения. Библ. 20, табл. 1, рис. 12.

Ключевые слова: нечеткий регулятор, позиционирование, адаптация, перерегулирование, быстродействие.

Вступ. На сучасному етапі розвитку озброєння ракетних військ та артилерії спостерігається тенденція збільшення дальності, підвищення мобільності та точності засобів ураження. Ця тенденція реалізується як при створенні нових високоточних засобів ураження, так і в процесі модернізації існуючих.

Зразки вказаного озброєння, які створені і виготовлені у 70-80 роках минулого століття, не відповідають у повній мірі сучасним вимогам до точності та швидкодії наведення. Причиною цього є недосконалі елементна база, системо- і схемотехніка систем керування вказаного часового періоду, яка на сьогоднішній час переважно є морально застарілою і фізично зношеною.

Зважаючи на це можна стверджувати про актуальність і доцільність спрямування зусиль та фінансів на модернізацію вказаних зразків ракетної техніки у напрямі покращення їх тактико-технічних характеристик [1, 2].

Постановка проблеми. До вказаних зразків ракетного озброєння відносяться, наприклад, реактивні системи залпового вогню на основі бойової машини БМ-21, чи інші. Процес наведення пакету напрямних (ПН) по азимуту і тангажу у цих машинах реалізується ручним приводом чи непозиційною електромеханічною системою (ЕМС) за схемою «електромашинний підсилювач – двигун постійного струму» з використанням відповідних формуючих та стабілізуючих зворотних зв'язків [2].

Вказана ЕМС містить люфти, пружності, зокрема пару торсіонів, зазори та інші нелінійності. Їй властива непостійність моменту інерції та навантаження при різному завантаженні ПН ракетами, а також несиметричність навантаження при різних напрямках руху. Ці фактори негативно впливають на показники динаміки та статички процесу позиціонування ПН у процесі наведення.

Керування рухом пакета напрямних (процесом наведення, позиціонування) в обох площинах в існуючих ЕМС виконується вручну з пульта наведення. Контур регулювання положення відсутній. У такій

системі керування на оперативність та точність наведення озброєння у значній мірі впливає суб'єктивний фактор – кваліфікація оператора (наводчика). Для усунення цього фактора доцільною є автоматизація процесу позиціонування ПН шляхом використання високоточного давача та задавача кута наведення і реалізація автоматичного регулювання кута за сигналом розузгодження. При такому підході усувається вплив суб'єктивного фактора і гарантовано отримуються прогнозовані показники динаміки та статички процесу наведення озброєння, зокрема статична точність позиціонування.

Аналіз останніх досліджень та публікацій. Відомо, що позиційні електроприводи здатні настільки якісно реалізувати бажані закони і траєкторії руху виконавчих механізмів, наскільки якісно буде відтворюватися статична точність та швидкодія позиціонування. Тому завдання отримати найвищу швидкодію регулювання за відсутності режимів перерегулювання та дотягування на «повзучих» швидкодіях і необхідну статичну точність позиціонування можна вважати актуальним та важливим при модернізації та оптимізації електромеханічних систем наведення озброєння по азимуту і тангажу бойової машини БМ-21 [3, 4].

Ефективним системотехнічним підходом для вирішення цього завдання є реалізація електромеханічної системи керування рухом ПН за схемою «широкоімпульсний перетворювач – двигун постійного струму» (ШПП-ДПС) за підпорядкованим принципом керування з використанням внутрішніх контурів регулювання струму (моменту) та швидкості двигуна і їх стандартним налаштуванням на модульний оптимум та додатково уведеного зовнішнього контуру регулювання положення [5, 6].

Класичним підходом при побудові позиційних систем автоматичного керування (САК) є використання пропорційного (П) регулятора положення (РП) [3-7]. Така структура САК дає змогу отримувати бажані показники динаміки позиціонування у режимах

© Я.С. Паранчук, Ю.В. Шабатура, О.О. Кузнецов

великих переміщень при реалізації трапецеподібної тахограми руху електропривода.

Але при відпрацюванні завдань на менші переміщення, які виконуються на нижчих швидкостях, процеси позиціонування супроводжуються режимами дотягування, тривалість яких є співвимірною з часом гальмування при відпрацюванні великих переміщень [8]. Для усунення цих режимів використовують параболічний РП, який найчастіше включається в контур регулювання положення триконтурної системи підпорядкованого керування з внутрішніми контурами регулювання струму та швидкості з ПІ- та ПІ-регуляторами відповідно і стандартними їх налаштуваннями [8].

Прогнозована динаміка процесу позиціонування у вказаних вище структурах досягається за умови незмінних моменту навантаження, початкового положення, моменту інерції та інших параметрів. При недотриманні цих умов динаміка руху виконавчого органу буде відхилятися від оптимальної, що відповідає вибраній структурі САК та принципу налаштуванням регуляторів координат.

Для усунення негативного впливу на оптимальні закони руху вказаних вище координатних та параметричних збурень в сучасних моделях керування та при неповній інформації про стан об'єкта керування використовують інтелектуальні підходи, які ґрунтуються, зокрема, на алгоритмах нечіткої логіки [9-13]. Такі моделі керування використовуються в позиційних САК, у тому числі і для задач оптимізації та адаптації керування у режимах позиціонування та стеження в умовах дії координатних та параметричних збурень.

Відомо, що класичні пропорційно-диференціальні (ПД) регулятори добре вирізняються своїми властивостями покращення якості перехідних процесів, зокрема в позиційних системах у режимах позиціонування та стеження. У роботах [13-15] показано, що нечіткі ПД-регулятори та нечіткі пропорційно-інтегрально-диференціальні (ПІД) регулятори забезпечують значне підвищення якості динаміки систем, зокрема позиційних, порівняно з використанням класичних ПІД-регуляторів і особливо у випадках, коли в об'єкті керування є різного роду нелінійності та параметричні невизначеності.

Основна перевага та особливість нечіткого керування полягає у можливості ефективного його використання у системах із складним математичним описом та параметричними і координатними флуктуаціями, наявними невизначеностями, пружностями, нелінійностями, люфтами, зазорами тощо.

Крім того, як показано у [14-18], переваги нечітких регуляторів полягають у їх простоті, а також низькій чутливості до параметричних змін та невизначеностей в об'єкті керування завдяки механізму оперативного опрацювання інформації на основі моделей нечіткого логічного виводу. Вказані особливості є властиві механізму наведення озброєння БМ-21. Це додатково аргументує доцільність використання моделей нечіткого керування для покращення показників динаміки та статички процесів позиціонування ПН.

Метою статті є розроблення структури та дослідження ефективності використання адаптивного нечіткого ПД-регулятора положення для підвищення

точності та оперативності наведення озброєння шляхом реалізації оптимальних законів руху пакету напрямних на повному діапазоні регулювання положення в структурі позиційної триконтурної ЕМС наведення пакету напрямних бойової машини при її модернізації.

Тому завдання розроблення системотехнічних рішень з метою реалізації точного позиціонування ПН БМ-21 без перерегулювання та режимів дотягування в умовах дії вказаних збурень та параметричних змін для системи вертикального наведення ПН є актуальним та важливим.

На сучасному етапі розвитку ЕМС спостерігається тенденція широкого застосування для задач автоматичного регулювання координат та оптимального керування режимами методів теорії штучного інтелекту, складовою якої є трансформації типових пропорційно-інтегрального, пропорційно-диференціального та пропорційно-інтегрально-диференціального законів керування на їх fuzzy чи нейронечіткі версії [13-20].

Об'єкт керування розглядуваної ЕМС – механізм вертикального наведення ПН, відноситься до класу складних систем, оскільки він містить нелінійні елементи, невизначеності, механічні ланки з люфтами, запізненням, з обмеженою жорсткістю, параметри яких, окрім того, не є сталими і змінюються у процесі в наведення та залежать від рівня завантаження ракетами ПН та інших чинників. Зважаючи на це, для контуру регулювання положення розглядуваної ЕМС використаємо нечіткий варіант пропорційно-диференційного РП, що апріорно надає контур регулювання положення адаптивні, інваріантні до дії параметричних збурень, властивості. Іншими словами, використання нечіткого ПД-регулятора положення повинно забезпечити реалізацію бажаних оптимальних без перерегулювання та режимів дотягування при максимальній швидкодії законів руху ПН на повному діапазоні регулювання положень в просторі дії реальних параметричних змін та координатних збурень.

Для вказаної мети використаємо загальну структуру нечіткого регулятора (НР), на основі якого можна отримувати різні варіанти нечітких пропорційно-диференційних регуляторів прямої дії. У якості вхідних сигналів НР приймемо похибку регулювання кута наведення $e(t) = \varphi_{ref}(t) - \varphi(t)$ і її похідну $de(t)/dt \cong (e(t_i) - e(t_{i-1})) / (t_i - t_{i-1})$ – швидкість зміни похибки. Зважаючи на те, що на тепер вказані регулятори в структурах САК реалізують на цифровій елементній базі (мікроконтролерах), то його математичну модель подамо у дискретній формі. За такого підходу похідна сигналу похибки на вході НР подається скінченими приростами.

Математична модель класичного аналогового ПД-регулятора подається наступним рівнянням:

$$u(t) = k_r [e(t) + T_d \cdot de(t) / dt], \quad (1)$$

де $e(t)$, $u(t)$ – вхідний та вихідний сигнал, k_r , T_d – коефіцієнт передачі та стала диференціювання ПД-регулятора, відповідно.

Перехід в (1) до дискретного часу дає змогу отримати математичну модель ПД-регулятора для його цифрової реалізації:

$$u(k) = k_r \left[\frac{T_d}{T_0} \cdot \Delta e(k) + e(k) \right], \quad (2)$$

де T_0 – інтервал квантування за часом; $k = 1, 2, 3, \dots$ – номер кроку дискретизації за часом; $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$.

Основною вимогою, що ставиться до позиційної ЕМС наведення ПН на заданий кут φ_{ref} , є реалізація оптимальних законів руху напрямних у процесі позиціонування (без перегулювання та режимів дотягування) при максимальній швидкодії на повному діапазоні регулювання положень при дії реальних координатних і параметричних збурень.

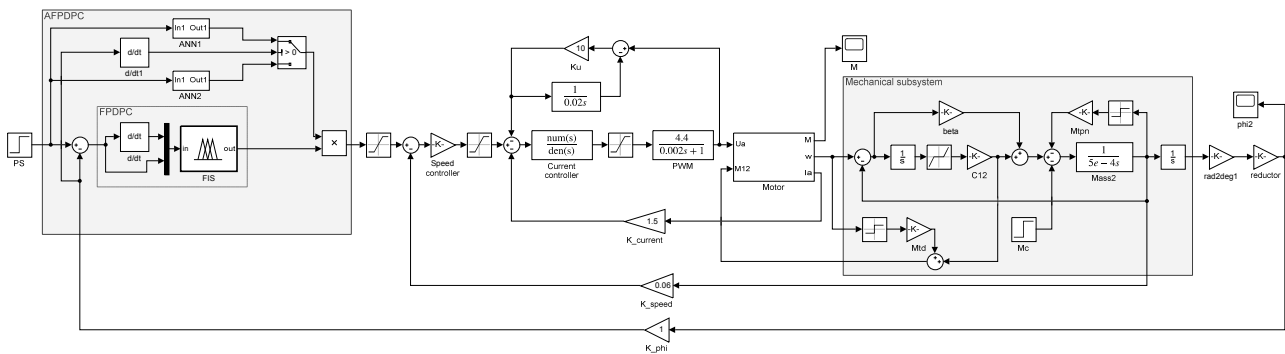


Рис. 1. Структурна схема ЕМС вертикального наведення ПН з нечітким ПД-регулятором положення

Для дослідження показників динаміки та статички процесу наведення ПН запропонованої позиційної ЕМС створено її структурну модель в додатку Simulink програми Matlab з варіантом використання для можливості порівняння показників динаміки класичного пропорційного і запропонованого адаптивного нечіткого пропорційно-диференційного регулятора в контурі регулювання положення.

Тестування складеної триконтурної позиційної з названим вище підпорядкованим регулюванням координат ЕМС наведення ПН виконано при використанні в контурі регулювання положення класичного пропорційного регулятора з налаштування його на модульний оптимум.

На рис. 2 показано отримані на цій моделі часові залежності регулювання кута наведення для трьох кутів позиціонування: 17° , 35° та 60° . П-регулятор положення налаштований на оптимальну динаміку (оптимальний закон руху) для кута позиціонування $\varphi_{ref} = 35^\circ$ з коефіцієнтом передачі $k_{pn} = 2.11$. При позиціонуванні на інші кути наведення спостерігаються перегулювання та режими дотягування.

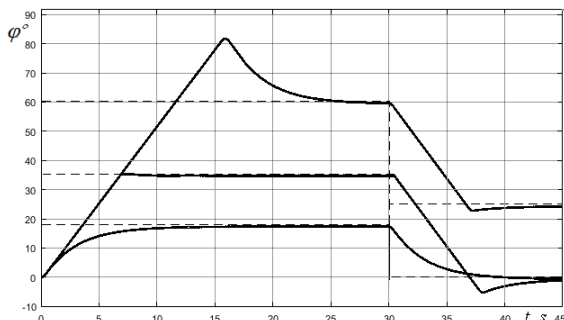


Рис. 2. Реакції $\varphi(t)$ ЕМС на стрибкоподібні сигнали керування з пропорційним РП при початковому встановленні ПН на кути 17° , 35° та 60° і наступним – на 0° , 0° та 35° відповідно

Значення максимальної швидкості, прискорення та напруги ШПП в запропонованій позиційній ЕМС наведення ПН приймаємо такими ж, як і в реальній існуючій системі надання руху ПН бойової машини БМ-21.

Структура позиційної ЕМС. Структурна схема запропонованої триконтурної позиційної ЕМС наведення ПН бойової машини БМ-21 з адаптивним нечітким ПД-регулятором положення показана на рис. 1. Електропривод такої ЕМС реалізовано за реверсивний схемою ШПП-ДПС. Регулятор внутрішнього контуру струму пропорційно-інтегральний, а контуру швидкості – пропорційний.

Синтез нечіткого ПД регулятора. Синтез нечіткого ПД регулятора та стратегії нечіткого керування положенням ПН ґрунтувався на використанні емпірично набутих знань про конструкцію, особливості керування, збурення та показники режимів позиціонування ПН БМ-21.

Систему нечіткого виведення (FIS – fuzzy inference system) (рис. 1) ПД-регулятора положення представлено моделлю Mamdani, яка має два входи: для пропорційної $x_1 = e(t)$ та диференційної $x_2 = de(t)/dt$ складових, де $e(t)$ – похибка регулювання кута $e(t) = \varphi_{ref}(t) - \varphi(t)$ (де $\varphi_{ref}(t)$, $\varphi(t)$ – сигнали заданого та поточного кута позиціонування ПН відповідно).

Для лінгвістичного опису входних змінних x_1 та x_2 прийнято два трапецієподібні зовнішні (N, P) і один трикутний внутрішній терм (Z) із симетричними діапазонами зміни (рис. 3).

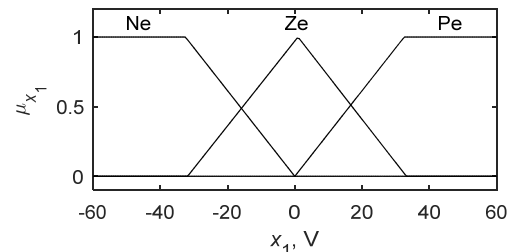


Рис. 3. Функції приналежності входних змінних x_1 та x_2 FIS

Для лінгвістичного опису вихідної лінгвістичної змінної FIS U_{FIS} , що подає сигнал керування регулятора швидкості $U_{c,\omega} = U_{FIS}$, прийнято два трапецієподібні зовнішні (Nu, Pu) і один трикутний внутрішній терм (Zu) із симетричними діапазонами зміни (рис. 4).

Функціональний зв'язок між сигналом завдання кута φ_{ref} і вихідним сигналом FIS U_{FIS} , що є сигналом завдання $U_{c,\omega}$ П-регулятора швидкості у такій стратегії керування подається в лінгвістичній формі, а саме сукупністю нечітких правил типу (IF...AND...THEN).

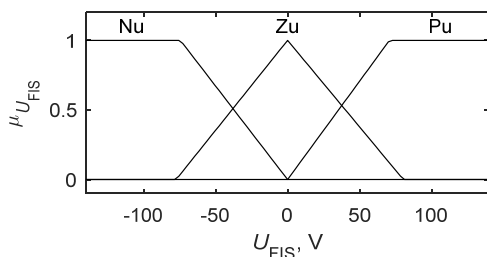


Рис. 4. Функції приналежності вихідної змінної U_{FIS} FIS

Базу правил FIS сформовано на основі аналізу зміни похибки регулювання положення $e(t) = \varphi_{ref}(t) - \varphi(t)$, її похідної $de(t)/dt$ та поточного кута положення ПН $\varphi(t)$. База правил формувалася на основі співставленні часових залежностей зміни бажаної та фактичної (при пропорційному РП) реакцій ЕМС при позиціонуванні ПН на кут $\varphi_{ref} = 35^\circ$. Бажана реакція відповідала оптимальному закону руху – позиціонування при максимальній швидкодії і зупинці без перерегулювання та режиму дотягування. Оптимальний коефіцієнт передачі П-регулятора положення розраховувався за умовою модульного оптимуму.

Складена база правил та інші параметричні та алгоритмічні степені свободи нечіткого ПД-регулятора уточнялися за результатами математичних експериментів на складеній Simulink-моделі розробленої позиційної САК (рис. 1) за значенням варіанта інтегрального показника якості (T – час регулювання)

$$I = \int_0^T t e(t)^2 dt \rightarrow \min. \quad (3)$$

Отримана база правил нечіткого ПД-регулятора положення показана у табл. 1.

База правил FIS

| | | Похибка регулювання – x_1 | | |
|-------------------------------------|----------|-----------------------------|-------|-------|
| | | N_e | Z_e | P_e |
| Похідна похибки регулювання – x_2 | N_{de} | N | Z | Z |
| | Z_{de} | N | Z | P |
| | P_{de} | Z | Z | P |

Таблиця 1

На рис. 5 показано 3D поверхню вихідного сигналу спроектованого нечіткого ПД-регулятора положення на площині зміни вхідних лінгвістичних змінних x_1 та x_2 спроектованої FIS.

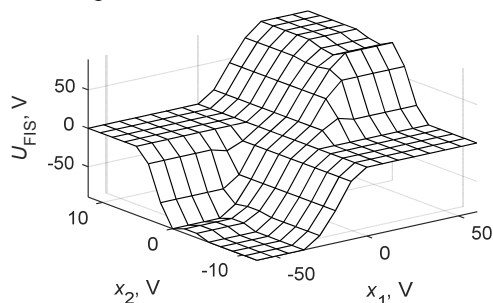


Рис. 5. Характеристика вхід/вихід $U_{FIS}(x_1, x_2)$ спроектованого нечіткого ПД-регулятора положення

Дослідження позиційної ЕМС. Отримані реакції ЕМС із спроектованим нечітким ПД-регулятором положення при відпрацюванні сигналів керування на

мале ($\varphi_{ref} = 15^\circ$ та 0°), середнє ($\varphi_{ref} = 35^\circ$ та 0°) та велике ($\varphi_{ref} = 60^\circ$ та 0°) переміщення ПН показано на рис. 6.

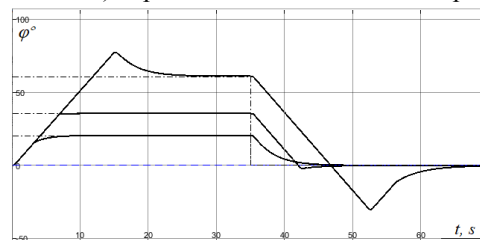


Рис. 6. Реакції ЕМС із нечітким ПД-регулятором положення

У порівнянні з П-регулятором (рис. 2), при використанні нечіткого ПД-регулятора положення перерегулювання і часу регулювання є меншими.

Але досягнути повної інваріантності показників динаміки та статички позиціонування до значення сигналу керування (до величини переміщення), тобто отримати оптимальні закони руху ПН для будь-яких кутів позиціонування лише зміною параметричних та алгоритмічних степенів свободи спроектованої FIS Mamdani (нечіткого ПД-регулятора положення) – не вдалося.

Тому, для отримання оптимальних законів руху при позиціонуванні ПН на будь-які кути без перерегулювання та режимів дотягування при максимально можливій швидкодії запропоновано використовувати адаптацію моделі нечіткого ПД-регулятора положення до зміни сигналу керування $\varphi_{ref}(t)$. Адаптацію запропоновано виконувати шляхом нормування вихідного сигналу нечіткого ПД-регулятора:

$$U_{FIS}^n = k_n(\varphi_{ref}) \cdot U_{FIS} = U_{c.\omega}, \quad (4)$$

де U_{FIS}^n – нормований вихідний сигнал нечіткого ПД-регулятора положення, що є сигналом керування регулятора швидкості $U_{c.\omega}$ позиційної ЕМС надання руху ПН; $k_n(\varphi_{ref})$ – залежність нормуючого коефіцієнта.

Для отримання нормуючої функціональної залежності $k_n(\varphi_{ref})$ на Simulink-моделі виконано серію математичних експериментів. Для різних допустимих сигналів завдання φ_{ref} положення ПН визначалося значення нормуючого коефіцієнта k_n , при якому отримувалася оптимальний закон руху ПН.

Аналіз результатів дослідження показав, що ця залежність є несиметричною відносно середнього кута позиціонування 35° і різною у режимах підняття та опускання ПН (для $\varphi_{ref} = 35^\circ$ $k_n = 1$). Пояснюється це активним характером моменту навантаження, реактивним моментом тертя, різною дією торсіонів тощо. Ці фактори по різному впливають на показники динаміки руху при підніманні та опусканні ПН. Отримані залежності $k_n(\varphi_{ref})$ при підніманні (\rightarrow) та опусканні (\leftarrow) ПН показано на рис. 7.

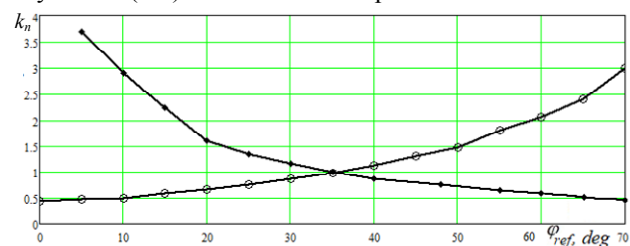


Рис. 7. Залежності нормуючого коефіцієнта $k_n(\varphi_{ref})$ вихідного сигналу FIS для руху ПН вгору (\rightarrow) і вниз (\leftarrow)

Відтворюються ці залежності в структурі такого адаптивного нечіткого ПД-регулятора положення (АНПДРП – англ. AFPDPC) двома штучними нейронними мережами (ANN1 та ANN2, рис. 8 та рис. 1) прямого поширення сигналу чи іншими статичними нелінійними функціональними перетворювачами.

На рис. 8 наведено функціональну схему запропонованого AFPDPC пакету напрямних, де позначено: PS – задавач положення, FPDPC – нечіткий пропорційно-диференційний регулятор положення, Plant – об'єкт керування.

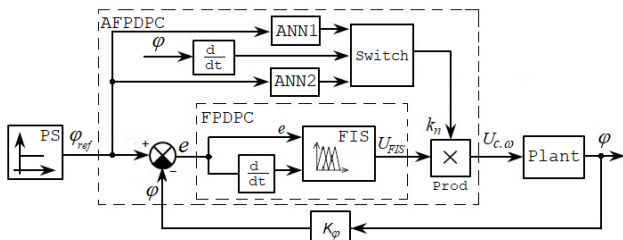


Рис. 8. Структурна схема адаптивного нечіткого ПД-регулятора положення ЕМС наведення ПН

Перемикання між вітками вгору/вниз залежності коефіцієнта адаптації $k_n(\varphi_{ref})$ в структурі АНПДРП виконується у функції зміни швидкості (знаку прискорення), що реалізується в перемикачі Switch (рис. 8). На виході перемикача Switch формується поточне значення нормуючого коефіцієнта k_n , яке поступає на вхід елемента множення Prod, на виході якого формується сигнал задання швидкості $U_{c,\omega}$ згідно (4).

Отримана структурна модель АНПДРП імплементована у структуру Simulink-моделі позиційної ЕМС наведення ПН (рис. 1).

На рис. 9 та рис. 10 показано отримані на цій моделі часові залежності кута наведення $\varphi(t)$ при відпрацюванні двох програм дискретної зміни сигналу керування $\varphi_{ref}(t)$ положення ПН (.....) при функціонуванні запропонованого АНПДРП (—) і, для порівняння, пропорційного РП (- - -).

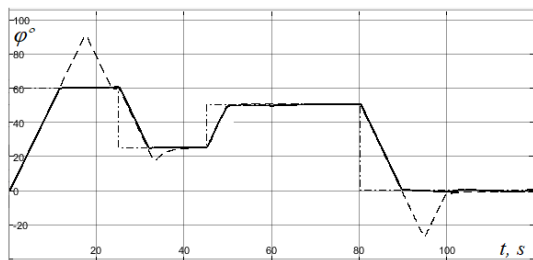


Рис. 9. Часові залежності $\varphi(t)$ при позиціонуванні ПН на кути 60° , 25° , 50° , та 0° при пропорційному РП (----) і АНПДРП (—), (---) – сигнал задання положення

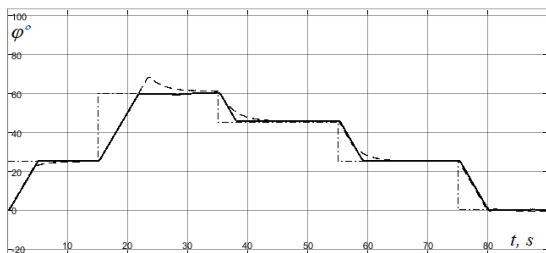


Рис. 10. Часові залежності $\varphi(t)$ при позиціонуванні ПН на кути 25° , 60° , 45° , 25° і 0° при пропорційному РП (----) і АНПДРП (—), (---) – сигнал задання положення

За першою програмою ПН почергово встановлювався на кути $\varphi_{ref} = 60^\circ$, 25° , 50° і 0° , (рис. 10), а за другою – $\varphi_{ref} = 25^\circ$, 60° , 45° , 25° і 0° (рис. 11). Ці часові залежності $\varphi(t)$ процесу позиціонування ПН отримані при їх завантаженні ракетами на 50 %.

Значення прийнятого показника якості (3) при роботі П-регулятора положення склало $4,15 \text{ град}^2\cdot\text{с}$, а при АНПДРП – $3,72 \text{ рад}^2\cdot\text{с}$ (рис. 9, перша програма) і $3,91 \text{ град}^2\cdot\text{с}$ та $3,69 \text{ град}^2\cdot\text{с}$ відповідно для другої програми (рис. 10). Покращання показника якості при використанні АНПДРП склало 10,4 % і 5,6 % для першої та другої програми зміни $\varphi_{ref}(t)$ відповідно.

Порівняльний аналіз отриманих часових залежностей $\varphi(t)$ для дискретного (одиночного) характеру зміни $\varphi_{ref}(t)$ показує покращення показників якості динаміки при функціонуванні запропонованого АНПДРП при позиціонуванні ПН на різні кути наведення незалежно від напрямку руху (піднімання чи опускання) до точки встановлення у порівнянні з використанням класичного П-регулятора в контурі положення ЕМС наведення ПН.

Для отримання повнішої оцінки динаміки синтезованої позиційної ЕМС надання руху ПН з АНПДРП, досліджено процеси наведення $\varphi(t)$ при синусоїдній зміні сигналу задання положення $\varphi_{ref}(t)$ (цей режим роботи не є типовим для механізму наведення ПН). Отримані залежності $\varphi(t)$ показано на рис. 11.

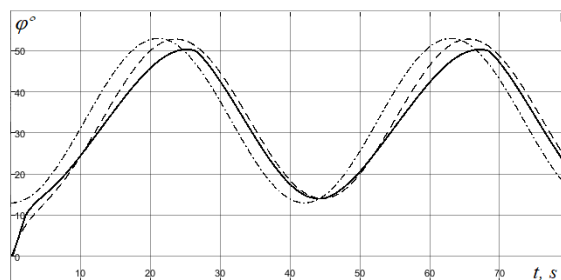


Рис. 11. Часові залежності $\varphi(t)$ відпрацювання синусоїдного сигналу задання $\varphi_{ref}(t)$ (---) при пропорційному РП (----) і АНПДРП (—)

Основними збурення, що впливають на динаміку руху ПН в запропонованій позиційній ЕМС наведення, є момент статичного навантаження та момент інерції механізму наведення ПН, які змінюються при різному їх завантаженні ракетами.

На рис. 12 показано отримані на моделі процеси $\varphi(t)$ при позиціонуванні ПН на кут 35° з наступним встановленням у початкове положення 0° при 50 % завантаженні (рис. 12,а) і при повному завантаженні (рис. 12,б) при функціонуванні пропорційного РП та запропонованого АНПДРП, які ілюструють параметричну чутливість ЕМС наведення ПН з цими РП.

Аналіз отриманих процесів позиціонування $\varphi(t)$ показує нижчу чутливість ЕМС з АНПДРП у порівнянні з класичним пропорційним РП.

Висновки.

1. Обґрунтовано доцільність використання нечітких моделей керування для покращення показників динаміки та статички процесу наведення ПН.

2. Розроблено структуру та виконано проектування нечіткого пропорційно-диференційного РП з адаптацією до сигналу задання положення.

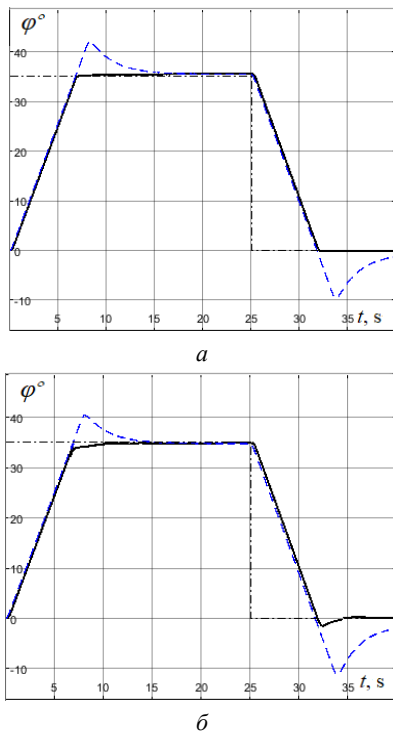


Рис. 12. Часові залежності $\varphi(t)$ при позиціонуванні ПН на кут 35° та 0° при пропорційному РП (----) та АНПДРП (—) для 50 % (а) та 100 % (б) завантаження ПН, (---) – сигнал задання положення

3. Створено структурну модель розробленої позиційної ЕМС наведення озброєння БМ-21 і виконано її реалізацію у додатку Simulink програми Matlab.

4. Виконано комп'ютерні дослідження показників динаміки руху ПН при встановленні озброєння на різні кути наведення, різному характері $\varphi_{ref}(t)$ та при різних завантаженнях пакета напрямних.

5. Отримані результати комп'ютерних досліджень показали, що при використанні спроектованого адаптивного нечіткого ПД-регулятора положення реалізуються оптимальні без перерегулювання та режимів дотягування і з максимальною швидкістю закони руху пакетів напрямних на повному діапазоні зміни кутів наведення і при різних завантаженнях ПН.

6. При використанні розроблених системотехнічних рішень для контуру регулювання положення ЕМС наведення озброєння БМ-21 досягається високий рівень робастності показників динаміки до зміни моменту статичного навантаження та моменту інерції механізму наведення пакета напрямних.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Крайник Л.В., Врубель М.Г., Яльніцький О.Д. Аналіз розвитку сучасних бойових машин. *Системи озброєння і військова техніка*, 2017, № 1 (49), с. 126-131. Режим доступу: <http://www.hups.mil.gov.ua/periodic-app/article/17585/eng> (Дата звернення: 25.12.2020).
2. Боевая машина БМ-21. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. М.: Воениздат, 1982. – 99 с.
3. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Kolomiets V.V., Bovdvi I.V. Improving of electromechanical servo systems accuracy. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 6, pp. 33-37. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.6.04>.

4. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdvi I.V., Kobilyanskiy B.B. Improving of electromechanical stabilization systems accuracy. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 2, pp. 21-27. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.2.04>.
5. Паранчук Я.С., Чумакевич В.О., Євдокімов П.М., Москалик В.О. Швидкодійна електромеханічна система наведення та стабілізації на основі широтно-імпульсного перетворювача з нечітким керуванням. *Матеріали МНТК «Проблеми підвищення ефективності електромеханічних перетворювачів в електроенергетичних системах»*, Севастополь, 2013, с. 71-72.
6. Paranchuk Y., Evdokimov P., Kuznyetsov O. Electromechanical positioning system with a neuro-fuzzy corrector. *Przeglad Elektrotechniczny*, 2020, no. 9, pp. 52-55. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2020.09.11>.
7. Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. *Теория автоматизированного электропривода*. М.: Энергия, 1979. – 616 с.
8. Лебедев Е.Д., Неймарк В.Е., Пистрак М.Я., Слежановский О.В. *Управление вентиляными электроприводами постоянного тока*. М.: Энергия, 1970. – 200 с.
9. De Azevedo H. R., Branodao S. F. M., Da Mota Alves J. V. A fuzzy logic controller for DC motor position control. *Proceedings of IEEE 2nd International Workshop on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA '93)*, 1993, pp. 18-27. doi: <https://doi.org/10.1109/etfa.1993.396433>.
10. Manikandan R., Arulmozhiyal R. Position control of DC servo drive using fuzzy logic controller. *2014 International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*, 2014, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/icaee.2014.6838474>.
11. Приймак Б.І., Бондаренко М.М., Холімовський О.М. Нечітке керування електромеханічними об'єктами. *Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода»*, 2007, с. 308-311.
12. Лукичев Д.В., Демидова Г.Л. Нечеткая система управления электроприводом опорно-поворотных устройств с нежесткими осями. *Вестник ИГЭУ*, 2013, № 6, с. 60-64. Режим доступу: http://vestnik.ispu.ru/sites/vestnik.ispu.ru/files/publications/str.60-64_0.pdf (Дата звернення: 25.12.2020).
13. Paranchuk Y., Matsyhin A. The system of arc lengths regulation of an electric arc furnace with a neuro-controller. *Przeglad Elektrotechniczny*, 2013, vol. 89, no. 3A, pp. 271-273. Режим доступу: <http://pe.org.pl/articles/2013/3a/58.pdf> (Дата звернення: 25.12.2020).
14. Ying H. *Fuzzy Control and Modeling: Analytical Foundations and Applications*, IEEE press, 2000. – 342 p. Режим доступу: <https://ieeexplore.ieee.org/book/5263877> (Дата звернення: 25.12.2020).
15. Lozynskyy O., Paranchuk Y., Paranchuk R. Fuzzy control law of electrode travel in arc steelmaking furnace. *2015 16th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*, 2015, pp. 103-106. doi: <https://doi.org/10.1109/cpee.2015.7333349>.
16. Mendel J. M., John R. I. B. Type-2 fuzzy sets made simple. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2002, vol. 10, no. 2, pp. 117-127. doi: <https://doi.org/10.1109/91.995115>.
17. Paranchuk Ya.S., Paranchuk R.Ya. Neural Network System for Continuous Voltage Monitoring in Electric Arc Furnace. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*, 2016, iss. 2, pp. 74-80. Режим доступу: <http://nvngu.in.ua/index.php/en/archive/on-divisions-of-science/electrical-engineering/3398-neutral-network-system-for-continuous-voltage-monitoring-in-electric-arc-furnace> (Дата звернення: 25.12.2020).
18. Paranchuk Y.S., Paranchuk R.Y. Research of arc furnace electrical mode with a fuzzy control model. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 30-36. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.05>.
19. Begian M.B., Melek W.W., Mendel J.M. Stability analysis of type-2 fuzzy systems. *2008 IEEE International Conference on Fuzzy*

Systems (IEEE World Congress on Computational Intelligence), 2008, pp. 947-953. doi: <https://doi.org/10.1109/fuzzy.2008.4630483>.

20. Lozynskyy O., Paranchuk Y., Kobylanskyi O. Simulink model of electric modes in electric arc furnace. 2017 IEEE International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF), 2017, pp. 54-57. doi: <https://doi.org/10.1109/ysf.2017.8126591>.

REFERENCES

1. Krainyk L.V., Hrubel M.H., Yalmytskyi O.D. Analysis of development of the modern fighting wheeled machines. *Systems of Arms and Military Equipment*, 2017, no. 1 (49), pp. 126-131. Available at: <http://www.hups.mil.gov.ua/periodic-app/article/17585/eng> (accessed 12 October 2020). (Ukr).
2. *BM-21 Combat Vehicle. Technical description and operating instructions*. Moscow, Voenizdat Publ., 1982. 99 p. (Rus).
3. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Kolomiets V.V., Bovdii I.V. Improving of electromechanical servo systems accuracy. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 6, pp. 33-37. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.6.04>.
4. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdii I.V., Kobylanskyi B.B. Improving of electromechanical stabilization systems accuracy. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 2, pp. 21-27. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.2.04>.
5. Paranchuk Ya.S., Chumakevych V.O., Evdokimov P.M., Moskalyk V.O. High-speed electromechanical guidance and stabilization system based on pulse-width converter with fuzzy control. *Proceedings of International Scientific and Technical Conference «Problems of Enhancing the Energy Efficiency of the Electromechanical Converters in Electrical Energy Systems»*, Sevastopol, Ukraine, 2013, pp. 71-72. (Ukr).
6. Paranchuk Y., Evdokimov P., Kuznyetsov O. Electromechanical positioning system with a neuro-fuzzy corrector. *Przeegląd Elektrotechniczny*, 2020, no. 9, pp. 52-55. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2020.09.11>.
7. Chilikin M.G., Klyuchev V.I., Sandler A.S. *Theory of Automated Electric Drives*. Moscow, Energiya Publ., 1979. 616 p. (Rus).
8. Lebedev Ye.D., Neimark V.Ye., Pistrak M.Ya., Slezhanovskiy O.V. *Control of DC Electric Drives with Semiconductor Converters*. Moscow, Energiya Publ., 1970. 200 p. (Rus).
9. De Azevedo H. R., Branodao S. F. M., Da Mota Alves J. B. A fuzzy logic controller for DC motor position control. *Proceedings of IEEE 2nd International Workshop on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA '93)*, 1993, pp. 18-27. doi: <https://doi.org/10.1109/etfa.1993.396433>.
10. Manikandan R., Arulmozhiyal R. Position control of DC servo drive using fuzzy logic controller. 2014 International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE), 2014, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/icaee.2014.6838474>.
11. Priymak B.I., Bondarenko M.M., Khalimovsky O.M. Fuzzy control of electromechanical objects. *Bulletin of Scientific Works of Dniprodzerzhynsk State Technical University. Special Issue «Problems of Automated Electric Drive»*, 2007, pp. 308-311. (Ukr).
12. Lukichev D.V., Demidova G.L. Fuzzy control system of positioning servo drives of elastic coupling rotary supports, *Vestnik IGEU*, 2013, no. 6, pp. 60-64. Available at: http://vestnik.ispu.ru/sites/vestnik.ispu.ru/files/publications/str.60-64_0.pdf (accessed 12 October 2020). (Rus).
13. Paranchuk Y., Matsyhin A. The system of arc lengths regulation of an electric arc furnace with a neuro-controller, *Przeegląd Elektrotechniczny*, 2013, vol. 89, no. 3A, pp. 271-273. Available at: <http://pe.org.pl/articles/2013/3a/58.pdf> (accessed 12 October 2020).
14. Ying H. *Fuzzy Control and Modeling: Analytical Foundations and Applications*, IEEE press, 2000. 342 p. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/book/5263877> (accessed 12 October 2020).
15. Lozynskyy O., Paranchuk Y., Paranchuk R. Fuzzy control law of electrode travel in arc steelmaking furnace. 2015 16th International Conference on Computational Problems of Elec-

- trical Engineering (CPEE), 2015, pp. 103-106. doi: <https://doi.org/10.1109/cpee.2015.7333349>.
16. Mendel J. M., John R. I. B. Type-2 fuzzy sets made simple. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2002, vol. 10, no. 2, pp. 117-127. doi: <https://doi.org/10.1109/91.995115>.
17. Paranchuk Ya.S., Paranchuk R.Ya. Neural Network System for Continuous Voltage Monitoring in Electric Arc Furnace. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*, 2016, iss. 2, pp. 74-80. Available at: <http://nvngu.in.ua/index.php/en/archive/on-divisions-of-science/electrical-engineering/3398-neutral-network-system-for-continuous-voltage-monitoring-in-electric-arc-furnace> (accessed 12 October 2020).
18. Paranchuk Y.S., Paranchuk R.Y. Research of arc furnace electrical mode with a fuzzy control model. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 30-36. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.05>.
19. Begian M.B., Melek W.W., Mendel J.M. Stability analysis of type-2 fuzzy systems. 2008 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (IEEE World Congress on Computational Intelligence), 2008, pp. 947-953. doi: <https://doi.org/10.1109/fuzzy.2008.4630483>.
20. Lozynskyy O., Paranchuk Y., Kobylanskyi O. Simulink model of electric modes in electric arc furnace. 2017 IEEE International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF), 2017, pp. 54-57. doi: <https://doi.org/10.1109/ysf.2017.8126591>.

Надійшла (Received) 05.04.2021

Прийнята (Accepted) 09.05.2021

Опублікована (Published) 25.06.2021

Паранчук Ярослав Степанович¹, д.т.н., проф.,
Шабатура Юрій Васильович², д.т.н., проф.,

Кузнєцов Олексій Олександрович², к.т.н., доц.,

¹ Національний університет «Львівська політехніка»,
79013, Львів, вул. С. Бандери, 12,
e-mail: uparanchuk@yahoo.com

² Національна академія сухопутних військ
імені гетьмана П. Сагайдачного,
79026, Львів, вул. Героїв Майдану, 32,
e-mail: shabaturayuriy@gmail.com,
oleksiy.kuznyetsov@ukr.net (Corresponding author)

Ya.S. Paranchuk¹, Y.V. Shabatura², O.O. Kuznyetsov²

¹ Lviv Polytechnic National University,
12, S. Bandera Str., Lviv, 79013, Ukraine.

² Hetman Petro Sahaidachnyi National Army Academy,
32, Heroes of Maidan Str., Lviv, 79026, Ukraine.

Electromechanical guidance system based on a fuzzy proportional-plus-differential position controller.

Purpose. The purpose is to develop solutions for the implementation of optimal laws of arms positioning, overshoot-free and requiring no post-adjustments. **Method.** The control model is based on the fuzzy set theory; and the structural modeling methodology is used to study the dynamics indices. **Results.** The structural scheme of the positional electromechanical system with a fuzzy proportional-plus-differential position controller and the method of control adaptation to the position reference signal change are obtained. **Scientific novelty.** A model of a fuzzy proportional-differential controller signal adaptation in the structure of a positional electromechanical system is proposed. **Practical value.** A solution is obtained for the implementation of optimal guidance process, non-overshooting and requiring no post-adjustments, also featuring the maximum weapons speed and minimal sensitivity to parametric disturbances. References 20, tables 1, figures 12.

Key words: fuzzy controller, positioning, adaptation, overshoot, speed.

С.А. Найда, Ю.О. Оникієнко, О.І. Дрозденко, О.І. Смоленська, В.С. Баран, Н.О. Якуніна

АНАЛІЗ ВПЛИВУ ІНДУКТИВНОСТІ НАВАНТАЖЕННЯ НА СПРИЧИНЕНІ «МЕРТВИМ ЧАСОМ» НЕЛІНІЙНІ СПОТВОРЕННЯ ПІДСИЛЮВАЧА КЛАСУ D

В роботі досліджено вплив індуктивності навантаження підсилювача класу D на значення коефіцієнту гармонічних спотворень (КГС) на виході для різних значень тривалості «мертвого часу» або вимкненого стану вихідних транзисторів. Оцінена адекватність існуючих математичних моделей для розрахунку КГС на виході підсилювача в залежності від тривалості «мертвого часу». Наведено результати комп'ютерного моделювання підсилювача класу D та досліджено значення КГС на виході в залежності від різних номіналів індуктивності вихідного дроселя. Виконано порівняння теоретично обчислених значень з результатами комп'ютерного моделювання. В результаті дослідження встановлено, що КГС, спричинений наявністю «мертвого часу» залежить від індуктивності навантаження. Отриманий у результаті моделювання КГС співпадає з розрахованим за формулою тільки для певних значень індуктивності навантаження. В моделі використано GaN транзистори, що дозволило дослідити роботу підсилювача у широкому діапазоні частот перемикання. Бібл. 10, табл. 2, рис. 8.

Ключові слова: GaN транзистори, підсилювачі класу D, нелінійні спотворення, «мертвий час», коефіцієнт гармонічних спотворень.

В работе исследовано влияние индуктивности нагрузки усилителя класса D на значение коэффициента гармонических искажений (КГИ) на выходе для различных значений продолжительности «мертвого времени» или выключенного состояния выходных транзисторов. Оценена адекватность существующих математических моделей для расчета КГИ на выходе усилителя в зависимости от продолжительности «мертвого времени». Приведены результаты компьютерного моделирования усилителя класса D и исследованы значения КГИ на выходе в зависимости от различных номиналов индуктивности дроселя. Выполнено сравнение теоретически вычисленных значений с результатами компьютерного моделирования. В результате исследования установлено, что КГИ, вызванный наличием «мертвого времени» зависит от индуктивности нагрузки. Полученный в результате моделирования КГИ совпадает с рассчитанным по формуле только для определенных значений индуктивности нагрузки. В модели использованы GaN транзисторы, что позволило исследовать работу усилителя в широком диапазоне частот переключения. Библ. 10, табл. 2, рис. 8.

Ключевые слова: GaN транзисторы, усилители класса D, нелинейные искажения, мертвое время, коэффициент гармонических искажений.

Вступ. Підсилювачі класу D широко використовуються в електроприводі, аудіоапаратурі та в інших сферах, де потрібно підсилити вхідний сигнал з максимальним ККД та мінімальними спотвореннями. Ключовий режим роботи забезпечує ККД теоретично до 100 %, а самі підсилювачі класу D мають невеликі габарити та масу у порівнянні з лінійними підсилювачами. Недоліком ключового режиму є електромагнітні завади. Для підсилювачів класу D, як і для інших типів підсилювачів, притаманні також нелінійні спотворення підсилюваного сигналу. Одним з різновидів нелінійних спотворень є спотворення спричинені так звані «мертвим часом» – часовим інтервалом, впродовж якого вихідні транзистори мають бути вимкненими для уникнення наскрізних струмів. Нелінійні спотворення вихідного сигналу внаслідок «мертвого часу» часто ігнорують, внаслідок їх порівняно невеликих значень. Однак при підсилюванні звукового сигналу такі спотворення добре помітні на слух і суттєво знижують якість сприйняття фонограм. Також небажані спотворення вихідної напруги для перетворювачів, які працюють у складі енергосистем (power grid).

Дослідження впливу «мертвого часу» на рівень нелінійних спотворень на виході підсилювача класу D достатньо описані в літературі. Аналіз спотворень, спричинених «мертвим часом», описано в [1], де проаналізовано відмінності між формами вхідного та вихідного сигналів для різних типів модуляції. В результаті отримані розрахункові спектри сигналу на

виході для заданих значень «мертвого часу». В статті [2] вихідний сигнал представлено як вхідний ШІМ сигнал з додаванням інтервалів «мертвого часу», наведені аналітичні вирази для обчислення значень гармонік вихідного сигналу.

В роботі [3] розглянуто механізми створення нелінійних спотворень, спричинених «мертвим часом» для перетворювача напруги. Проаналізовано вплив паразитних вихідних ємностей транзисторів та пульсацій струму вихідного дроселя на рівень спотворень, запропоновано спосіб їх компенсації. Однак не наведено відповідної методики для розрахунку коефіцієнта гармонічних спотворень (КГС). Експериментальне дослідження факторів, які впливають на КГС підсилювача класу D на GaN/SiC транзисторах виконано в [4]. Встановлено зростання КГС з ростом «мертвого часу» для активного навантаження. В роботі [5] виконано дослідження залежності КГС від струму навантаження для різних значень «мертвого часу», показано, що основний внесок дають непарні гармоніки.

Грунтовні дослідження впливу тривалості «мертвого часу» на КГС виконано Черчі (Chierchie) та ін. у [6-8]. Наведено теоретичні розрахунки, виконано комп'ютерне моделювання та експериментальні дослідження залежності КГС від значення «мертвого часу», надано практичні рекомендації по вибору його тривалості.

Однак у наведених вище роботах вплив величини індуктивності навантаження на КГС не оцінюється, хоча струм через вихідний дросель розглядається як якості одного з чинників нелінійних спотворень.

Параметри ШІМ сигналу

| | |
|---------------------|--------------------------------|
| Частоти перемикання | 1 кГц, 2 кГц, 100 кГц, 400 кГц |
| Частоти сигналу | 50 Гц |
| Глибина модуляції | 0,6 |

Таким чином є доцільним дослідити залежність процесів формування нелінійних спотворень на виході підсилювача впродовж інтервалу «мертвого часу» від індуктивності навантаження.

Метою роботи є аналіз впливу індуктивності навантаження підсилювача класу D на КГС, спричинених наявністю «мертвого часу» та оцінка адекватності існуючих математичних моделей для розрахунку КГС на виході підсилювача для різних значень тривалості «мертвого часу».

Для досягнення поставленої мети було необхідно вирішити такі завдання:

- проаналізувати за допомогою комп'ютерної моделі значення КГС на виході підсилювача класу D в залежності від різних номіналів індуктивності дроселя для активно-індуктивного навантаження;
- порівняти обчислений теоретично КГС з результатами комп'ютерного моделювання;
- дати пояснення отриманим результатам та визначити необхідність та подальші шляхи проведення досліджень.

Опис комп'ютерної моделі. Дослідження впливу «мертвого часу» на КГС виконано з використанням комп'ютерної моделі плати напівмостового перетворювача EPC9035 від компанії Efficient Power Conversion. Ця плата містить GaN транзистори EPC2022 eGaN®, відповідний драйвер управління та інші необхідні для роботи елементи. Використання GaN транзисторів дозволило дослідити роботу у широкому діапазоні часто перемикання, як для керування електродвигуном, так і для підсилення звукового сигналу. Основні параметри ШІМ сигналу при моделюванні вказано в табл. 1.

Для комп'ютерного моделювання використано модифіковану модель напівмостового перетворювача на GaN транзисторах, яка описана у роботі [9]. Особливістю даної моделі є те, що мікросхему драйвера вихідних транзисторів LM5113 замінено на віртуальні ключі S1, S2 та джерела напруги керування транзисторами V4, V5. Існуюча модель мікросхеми LM5113 не забезпечує точне відтворення процесів у часі, як описано в [10], крім того використання ключів і джерел напруги спрощує модель та зменшує час симуляції. В запропонованій моделі джерело живлення представлено двополярним для симетричного підсилення синусоїдального сигналу.

Комп'ютерну модель підсилювача на GaN транзисторах наведено на рис. 1. Елемент U1 є широтно-імпульсним модулятором з вбудованим генератором пилкоподібної напруги. Логічні елементи U2 і U3 є вхідними буферами. Елемент U2 також інвертує вхідний сигнал. Логічні елементи U4 і U5 є буферами кіл формування «мертвого часу». RC-коло R1, C1 і діод D1 формують час затримки вмикання («мертвий час») транзистора Q1, RC-коло R2, C2 і діод D2 формують час затримки вимкання транзистора Q2. На високих частотах перетворення RC-кола є єдиним способом формування «мертвого часу», коли його тривалість складає десятки наносекунд і менше. При достатньо низьких частотах перетворення формування мертвого часу можливо цифровими методами [3].

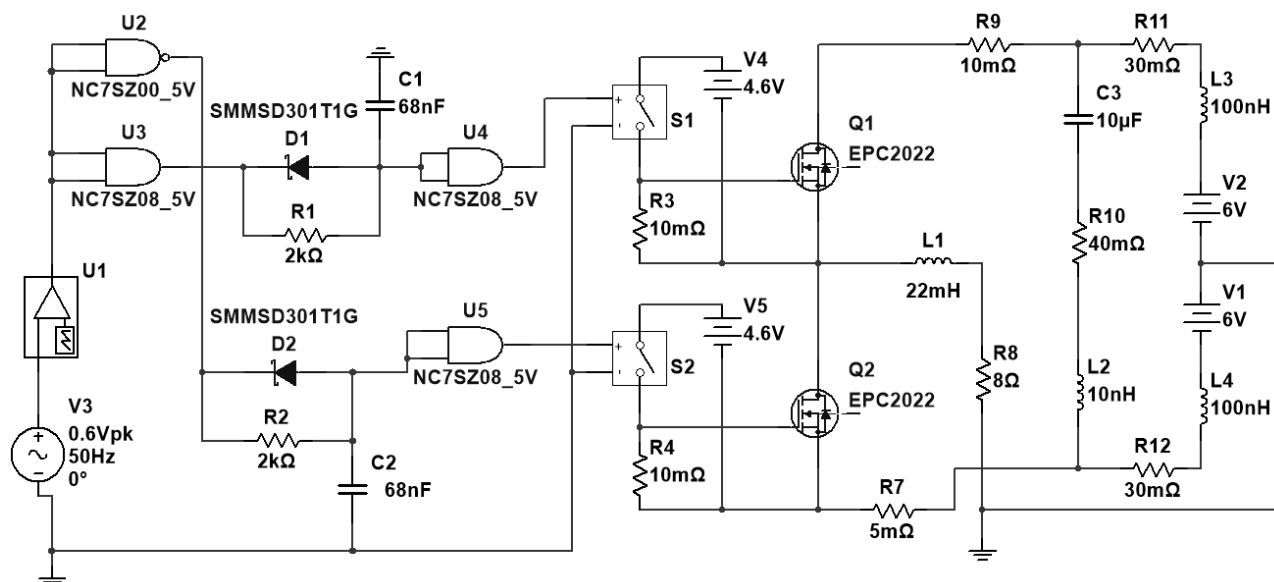


Рис. 1. Комп'ютерна модель напівмостового перетворювача для оцінки впливу тривалості «мертвого часу» на КГС

Ключі S1, S2, використано для формування керуючих напруг транзисторів Q1, Q2. При замиканні ключа S1 напруга джерела V4 прикладається між витком і затвором транзистора Q1. Струм заряду вхідної ємності транзистора Q1 обмежується внутрішнім опором ключа S1. Після розмикання цього ключа

розряд вхідної ємності відбувається через резистор R3. Аналогічні процеси відбуваються і при керуванні транзистором Q2. Навантаженням підсилювача є дросель L1 і резистор R8. Компоненти для моделювання втрат на друкованій платі це резистори R1, R10. Розв'язувальний конденсатор C3 подано на схемі

з паразитними параметрами: дроселем L2 (індуктивність виводів), та резистором R10 (внутрішній опір). Паразитні параметри дротів живлення подано дроселями L3, L4 і резисторами R11, R12. Джерело живлення 12 В для прискорення процесу моделювання розділено навпіл. Точка з'єднання джерел підключена до «землі», що дало можливість відмовитись від використання у схемі конденсаторного дільника, який необхідний при роботі напівмостового перетворювача при живленні від однополярного джерела.

Опис проблеми. На рис. 2 проілюстровано процес створення нелінійних спотворень внаслідок введення «мертвого часу». Вхідні ШІМ імпульси $U_{in}(t)$ позначено лінією з трикутниками, імпульси на виході підсилювача $U_o(t)$ – суцільною лінією, вихідний струм $I_o(t)$ – пунктирною, «мертвий час» – заштриховано. Як видно з рис. 2, тривалість вхідних і вихідних імпульсів не співпадає, коли знак вихідного струму є незмінний. У цьому випадку на виході підсилювача виникають нелінійні спотворення сигналу, що підсилюється, причому не залежно від способу реалізації ШІМ. Причиною є те, що на протязі обох інтервалів «мертвого часу» працює діод тільки одного з транзисторів і забезпечує протікання струму через дросель у інтервал «мертвого часу», затягуючи зміну знаку сигналу на виході, коли вхідний сигнал вже змінив знак.

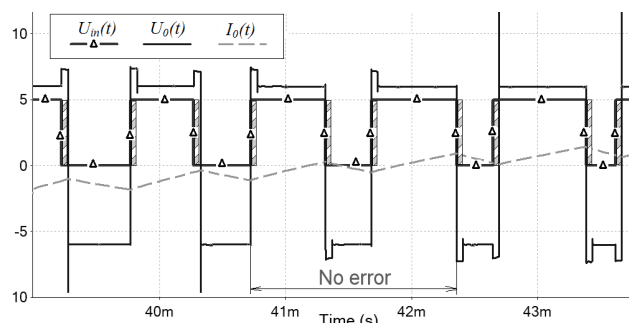


Рис. 2. Ілюстрація процесу створення нелінійних спотворень в наслідок введення «мертвого часу»

Якщо знак вихідного струму змінюється впродовж тривалості імпульсу, то струм через дросель в різні інтервали «мертвого часу» протікає через діоди різних транзисторів. Тривалість вхідних і вихідних імпульсів співпадає, і спотворення не виникають. Цей інтервал позначено на рис. 2 як «No error». Таким чином, при певних значеннях індуктивності на виході підсилювача та глибини модуляції затримка зміни знаку вихідної напруги зникає, а отже і загальне значення КГС зменшується. Тому доцільно дослідити вплив індуктивності дроселя на виході підсилювача на КГС, враховуючи те, що індуктивність навантаження, зокрема звукових підсилювачів класу D, може мати широкий діапазон значень.

Опис математичної моделі спектру вихідного сигналу для розрахунку залежності КГС від тривалості «мертвого часу». В роботі [6] автори запропонували метод розрахунку КГС, розділивши широтно-модульований сигнал на виході підсилювача на три складові: симетричний прямокутний сигнал з коефіцієнтом заповнення $0,5p_c(t)$; послідовність імпульсів,

тривалість яких залежить від модулюючого сигналу, $p_s(t)$ та сигналу похибки $e(t)$, спричиненої «мертвим часом». Вихідну напругу підсилювача обчислено за формулою, наведеною в [6]:

$$v_o(t) = p_c(t) + p_s(t) - e(t). \quad (1)$$

Відповідно, спектр вихідного сигналу є сумою спектрів складових. Повний спектр на виході підсилювача та амплітуди окремих гармонік C_n розраховано за наступними формулами [6]:

$$V_{o,p}(f) = P_{c,p}(f) + P_{s,p}(f) - E_p(f), \quad (2)$$

де

$$P_{c,p}(f) = jT \operatorname{sinc}\left(\frac{T}{2}f\right) \sin\left(\pi \frac{T}{2}f\right) \frac{\sin(\pi M T f)}{\sin(\pi T f)}, \quad (3)$$

$$P_{s,p}(f) = \sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{j\pi f} \left(e^{-j2\pi(k+1/2)Tf} - e^{-j2\pi(kT+\tau_k)f} \right); \quad (4)$$

$$E_p(f) = \left(\sum_{k=0}^{\frac{M-1}{2}} e^{-j2\pi(kT)} - \sum_{k=\frac{M}{2}}^{M-1} e^{-j2\pi(kT+\tau_k)} \right) \times \quad (5)$$

$$\times 2\Delta \frac{\sin(\Delta f)}{\Delta f} e^{-j\pi\Delta f};$$

$$\tau_k = \frac{T}{2} \left[1 + \frac{M}{\pi} \cot(\theta_k) + \frac{M}{2m\pi^2} \csc \theta_k (-2M + \right. \quad (6)$$

$$\left. + \sqrt{4M^2 + 6m_0^2\pi^2 - 2m\pi[4M \cos \theta_k + m\pi \cos(2\theta_k)]} \right];$$

$$\theta_k = 2\pi(k+0,5)/M; \quad (7)$$

$$C_n = \frac{1}{MT} V_{o,p}(f) \Big|_{f=\frac{n}{MT}}, \quad (8)$$

де $M = f_c/f_s$ – коефіцієнт відношення частоти перемикування f_c до частоти сигналу f_s , $T = 1/f_c$ – період перемикування, Δ – тривалість «мертвого часу» відносно періоду T , m – глибина модуляції, k – номер інтервалу перемикування.

КГС, який використовувався для порівняння з результатами комп'ютерного моделювання, розраховано за формулою в %, наведеною нижче [6]:

$$THD = \frac{100}{|C_1|^2} \sum_{n=2}^6 |C_n|^2, \quad (9)$$

де C_1 – амплітуда першої гармоніки сигналу.

Оцінювання впливу індуктивності навантаження на значення КГС, спричинених «мертвим часом». Обчислення КГС на виході підсилювача виконано за формулою

$$THD = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \dots + A_k^2}}{A_1}, \quad (10)$$

де A_1, A_2, \dots, A_k – гармоніки вихідного сигналу.

Для обчислення КГС взято 7 перших гармонік, за аналогією з формулою (9).

Комп'ютерна модель, що наведена на рис. 1, містить широтно-імпульсний модулятор U1, який збільшує нелінійні спотворення вихідного сигналу. Для того, щоб оцінити внесок нелінійних спотворень модулятора у загальний рівень, розраховано КГС на його виході для кожної з робочих частот підсилювача.

Результати розрахунків наведено в табл. 2.

Таблиця 2
КГС на виході елемента PWM для різних частот перетворення

| Параметри | КГС, % |
|-----------------|--------|
| $f_c = 1$ кГц | 0,033 |
| $f_c = 2$ кГц | 0,05 |
| $f_c = 100$ кГц | 0,012 |
| $f_c = 400$ кГц | 0,01 |

Як видно з табл. 2 значення КГС для різних частот перетворення змінюються у діапазоні 0,01–0,05 % і будуть враховані при подальшому порівнянні результатів. Варто зауважити, що особливістю ШІМ елемента U1 є зменшення КГС на високих частотах перетворення.

На рис. 3 наведено результати обчислення КГС на виході підсилювача в залежності від значення індуктивності вихідного дроселя. Моделювання виконано для частоти сигналу 50 Гц і частот перетворення 1 кГц, 2 кГц, 100 кГц та 400 кГц. Тривалість «мертвого часу» під час моделювання складала 10 %. Значення індуктивності змінювалися в діапазоні від 47 мкГн до 22 мГн. Значення резистора навантаження залишались незмінним – 8 Ом.

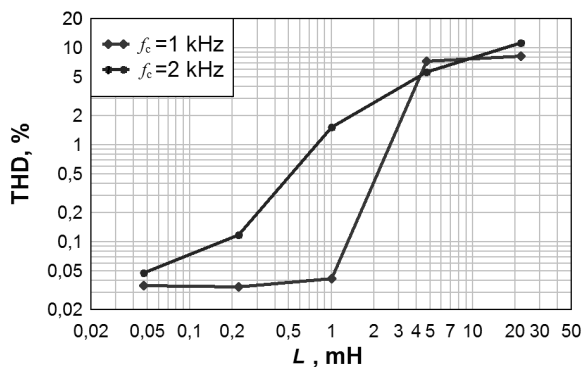


Рис. 3. Залежність КГС від значення індуктивності вихідного дроселя

Як видно з рис. 3, зі збільшенням індуктивності навантаження зростає КГС. При максимальному значенні індуктивності 22 мГн спостерігається максимальний КГС як для частоти перетворення 1 кГц, так і для частоти 2 кГц. Хоча залежність для частоти 2 кГц має більш пологий характер.

Схожі залежності спостерігаються і при підсиленні звукового сигналу, з частотами перетворення 100 кГц і 400 кГц (рис. 4). Зі збільшенням індуктивності дроселя збільшуються спотворення, спричинені «мертвим часом». Хоча для частоти 400 кГц після певного максимуму є зменшення КГС.

Таким чином можна стверджувати, що значення індуктивності на виході підсилювача впливає на рівень нелінійних спотворень, спричинених «мертвим часом», зміною співвідношення інтервалів коли знак струму не змінюється (вхідний і вихідний сигнали не співпадають по тривалості) і змінюється (тривалість імпульсів ШІМ сигналу на вході і виході співпадає). Зменшення постійної часу кола навантаження також зменшує КГС вихідного сигналу, що відзначено в роботі [5].

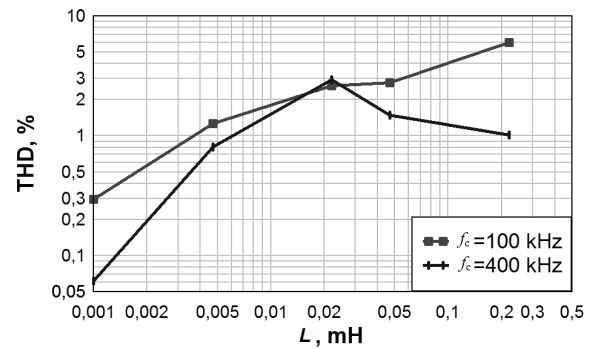


Рис. 4. Залежність КГС від значення індуктивності вихідного дроселя для частот перетворення 100 та 400 кГц

Додатковими чинниками, які впливають на КГС при низьких напругах живлення, можуть бути викиди напруги на діодах транзисторів в режимі, коли знак струму не змінюється впродовж періоду перемикавання. Збільшенню КГС може сприяти те, що обидва транзистори закриті, а струм дроселя двічі протікає через діод одного з транзисторів. Падіння напруги на діоді U_d додається до напруги живлення (рис. 5,а) і змінює амплітуду струму $I_o(t)$ через дросель. Зменшення тривалості «мертвого часу» зменшує вплив викидів вихідної напруги $U_o(t)$ на КГС. Вплив падіння напруги на діодах на КГС потребує подальших досліджень.

На рис. 5,б наведено форму вихідних імпульсів для частоти перемикавання 400 кГц (суцільна лінія), коли знак вихідного струму $I_o(t)$ не змінюється. При зміні вхідної напруги $U_{in}(t)$ до нуля спостерігається процес затягування спаду вихідної напруги $U_o(t)$ внаслідок заряду вихідної ємності транзистора на інтервалі «мертвого часу». На наступному інтервалі «мертвого часу» струм протікає через діод і створює затримку переключення вихідної напруги у порівнянні зі вхідним сигналом (лінія з трикутниками).

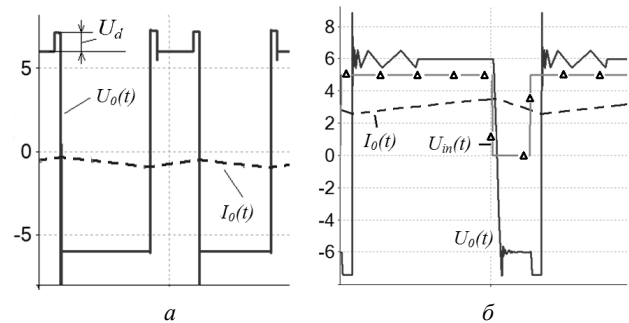


Рис. 5. Викиди вихідної напруги внаслідок падіння напруги на діодах (а) та вплив вихідної ємності транзистора на форму вихідних імпульсів (б)

Порівняння результатів математичного та комп'ютерного моделювань. Далі виконано порівняння КГС, розрахованого згідно з формулами, наведеними вище, з КГС, отриманим в результаті моделювання для різних значень індуктивності дроселя. На рис. 6 наведено залежності КГС від тривалості «мертвого часу» розраховані за формулою (1) і змодельовані для таких параметрів підсилювача: частота сигналу $f_s = 50$ Гц, частоти перетворення $f_c = 1$ кГц, 2 кГц, глибина модуляції $m = 0,6$.

З кривих видно, що залежність КГС від тривалості «мертвого часу» у результаті моделювання перевищує розрахунки за формулою (1) на 0,6% – 4%. Високі значення КГС можна пояснити тим, що індуктивність вихідного дроселя забезпечує знак струму незмінним практично впродовж всього періоду сигналу, який підсилюється, тому КГС зростає зі збільшенням Δ .

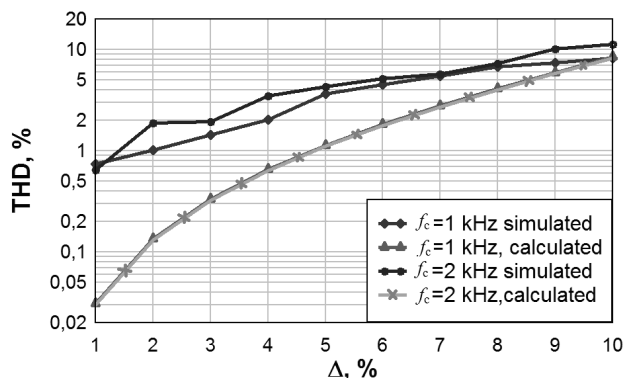


Рис. 6. Залежність КГС від значення Δ для індуктивності дроселя 22 мГн

На рис. 7 наведено криві залежності КГС від тривалості «мертвого часу» для випадку, коли вихідна індуктивність забезпечує зміну знаку струму двічі на період перемикання. У цьому випадку КГС значно не змінюється при зміні Δ від 1% до 10%, що відрізняється від значень КГС на виході підсилювача, розрахованих за формулою (9).

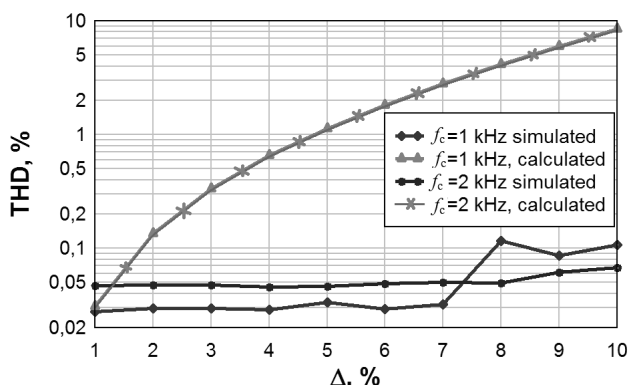


Рис. 7. Залежність КГС від значення Δ для індуктивності дроселя 470 мГн

Найбільший інтерес становить вплив індуктивності навантаження на КГС на частотах перемикання від 100 кГц, на яких працюють звукові підсилювачі класу D. Залежності КГС від тривалості «мертвого часу» наведено на рис. 8 для індуктивності 47 мГн. Використання GaN транзисторів у цьому випадку забезпечує частоту перемикання в 400 кГц і вище.

Якщо для частоти перемикання 100 кГц спостерігається ріст КГС зі збільшенням Δ від 0,5% до 3%, то для частоти перемикання 400 кГц рівень спотворень при значеннях $\Delta > 6%$ практично не зростає. При тому, що вплив індуктивності 47 мГн має бути більшим на частоті 100 кГц. Такий результат можна пояснити перезарядом вихідної ємності транзисторів, яка компенсує викиди напруги (див. рис. 3,б).

Таким чином, залежність КГС від тривалості «мертвого часу» у результаті моделювання відрізняється від розрахованої.

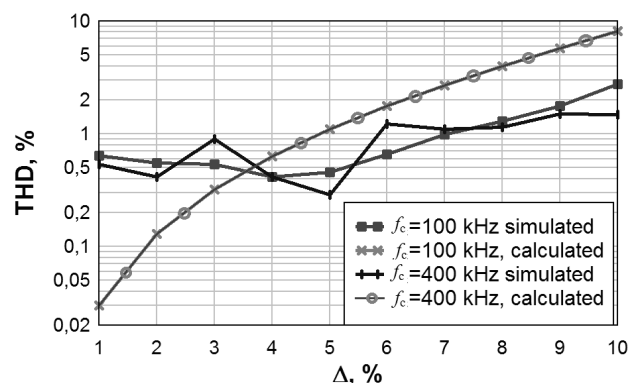


Рис. 8. Залежність КГС від значення Δ для індуктивності дроселя 47 мГн

Висновки.

В роботі оцінено вплив індуктивності навантаження на виході підсилювача класу D на рівень нелінійних спотворень, які спричинені «мертвим часом». В результаті встановлено, що зменшення у певних межах значення індуктивності знижує КГС. Це відбувається внаслідок зменшення кількості похибок між вхідним і вихідним сигналом, які мають місце при незмінному знаку струму індуктивності впродовж вихідного імпульсу. При зменшенні індуктивності збільшується кількість інтервалів, у яких похибка відсутня. Таким чином, зміна величини індуктивності навантаження призводить до зміни співвідношення інтервалів з похибкою і без неї, а отже і до зміни КГС.

На високих частотах перетворення викиди напруги, спричинені струмом через вбудовані діоди, впродовж «мертвого часу» частково компенсуються перезарядом вихідної ємності транзисторів, що також зменшує нелінійні спотворення.

Наступним етапом досліджень є створення математичної моделі ШІМ сигналу на виході підсилювача класу D, яка враховує вплив індуктивності навантаження на КГС, та її експериментальна перевірка.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Koeslag F., du T. Mouton H., Beukes H. J., Midya P. A detailed analysis of the effect of dead time on harmonic distortion in a class D audio amplifier. *AFRICON 2007*, 2007, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/afcon.2007.4401640>.
2. Wu C. M., Lau Wing-Hong, Shu-Hung Chung H. Analytical technique for calculating the output harmonics of an H-bridge inverter with dead time. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 1999, vol. 46, no. 5, pp. 617-627. doi: <https://doi.org/10.1109/81.762927>.
3. Li C., Gu Y., Li W., He X., Dong Z., Chen G., Ma C., Zhang L. Analysis and compensation of dead-time effect considering parasitic capacitance and ripple current. *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 1501-1506. doi: <https://doi.org/10.1109/apec.2015.7104546>.
4. Mauerer M., Tüysüz A., Kolar J. W. Distortion analysis of low-THD/high-bandwidth GaN/SiC class-D amplifier power stages. *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 2563-2571. doi: <https://doi.org/10.1109/ecce.2015.7310020>.

5. Mauerer M., Kolar J. W. Distortion minimization for ultra-low THD class-D power amplifiers. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 2018, vol. 3, no. 4, pp. 324-338. doi: <https://doi.org/10.24295/cpsstpea.2018.00032>.
6. Chierchie F., Paolini E. E. Analytical and numerical analysis of dead-time distortion in power inverters. *2010 Argentine School of Micro-Nanoelectronics, Technology and Applications (EAMTA)*, 2010, pp. 6-11. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5606373> (accessed 22 June 2020).
7. Chierchie F., Paolini E. E. Quasi-analytical spectrum of PWM signals with dead-time for multiple sinusoidal input. *2011 IEEE International Symposium of Circuits and Systems (ISCAS)*, 2011, pp. 1033-1036. doi: <https://doi.org/10.1109/iscas.2011.5937745>.
8. Chierchie F., Stefanazzi L., Paolini E. E., Oliva A. R. Frequency analysis of PWM inverters with dead-time for arbitrary modulating signals. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, vol. 29, no. 6, pp. 2850-2860. doi: <https://doi.org/10.1109/tpel.2013.2276098>.
9. Оникієнко Ю.О., Пілінський В.В., Попович П.В., Лазебний В.С., Смоленська О.І., Баран В.С. Моделювання режимів роботи та електромагнітних завад перетворювача на GaN транзисторах. *Електротехніка і електромеханіка*, 2020, № 3, С. 37-42. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.3.06>.
10. Gedz O., Lazebnyi V., Onikienko Y., Vlasjuk A. EMI simulation of GaN power stage for audio class D amplifiers. *2018 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, 2018, pp. 204-207. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset.2018.8336187>.

REFERENCES

1. Koeslag F., du T. Mouton H., Beukes H. J., Midya P. A detailed analysis of the effect of dead time on harmonic distortion in a class D audio amplifier. *AFRICON 2007*, 2007, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/afcon.2007.4401640>.
2. Wu C. M., Lau Wing-Hong, Shu-Hung Chung H. Analytical technique for calculating the output harmonics of an H-bridge inverter with dead time. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 1999, vol. 46, no. 5, pp. 617-627. doi: <https://doi.org/10.1109/81.762927>.
3. Li C., Gu Y., Li W., He X., Dong Z., Chen G., Ma C., Zhang L. Analysis and compensation of dead-time effect considering parasitic capacitance and ripple current. *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 1501-1506. doi: <https://doi.org/10.1109/apec.2015.7104546>.
4. Mauerer M., Tüysüz A., Kolar J. W. Distortion analysis of low-THD/high-bandwidth GaN/SiC class-D amplifier power stages. *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 2563-2571. doi: <https://doi.org/10.1109/ecce.2015.7310020>.
5. Mauerer M., Kolar J. W. Distortion minimization for ultra-low THD class-D power amplifiers. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 2018, vol. 3, no. 4, pp. 324-338. doi: <https://doi.org/10.24295/cpsstpea.2018.00032>.
6. Chierchie F., Paolini E. E. Analytical and numerical analysis of dead-time distortion in power inverters. *2010 Argentine School of Micro-Nanoelectronics, Technology and Applications (EAMTA)*, 2010, pp. 6-11. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5606373> (accessed 22 June 2020).
7. Chierchie F., Paolini E. E. Quasi-analytical spectrum of PWM signals with dead-time for multiple sinusoidal input. *2011 IEEE International Symposium of Circuits and Systems (ISCAS)*, 2011, pp. 1033-1036. doi: <https://doi.org/10.1109/iscas.2011.5937745>.
8. Chierchie F., Stefanazzi L., Paolini E. E., Oliva A. R. Frequency analysis of PWM inverters with dead-time for arbitrary modulating signals. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, vol. 29, no. 6, pp. 2850-2860. doi: <https://doi.org/10.1109/tpel.2013.2276098>.

9. Onikienko Y.O., Pilinsky V.V., Popovych P.V., Lazebnyi V.S., Smolenska O.I., Baran V.S. Modelling of operation modes and electromagnet interferences of GaN-transistor converters. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 37-42. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.3.06>.
10. Gedz O., Lazebnyi V., Onikienko Y., Vlasjuk A. EMI simulation of GaN power stage for audio class D amplifiers. *2018 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, 2018, pp. 204-207. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset.2018.8336187>.

Надійшла (Received) 03.04.2021
 Прийнята (Accepted) 10.05.2021
 Опублікована (Published) 25.06.2021

Найда Сергій Анатолійович¹, д.т.н., проф.,
 Оникієнко Юрій Олексійович¹, к.т.н., доц.,
 Дрозденко Олександр Іванович¹, к.т.н., доц.,
 Смоленська Олександра Ігорівна¹, аспірант,
 Баран Вадим Сергійович¹, аспірант,
 Якуніна Наталія Олександрівна¹, к.ф.-м.н., доц.,
¹ Національний технічний університет України
 «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
 03056, Київ, пр. Перемоги, 37,
 e-mail: yurionik@gmail.com (Corresponding author)

S.A. Naida¹, Y.O. Onykienko¹, O.I. Drozdenko¹,
 O.I. Smolenska¹, V.S. Baran¹, N.O. Iakunina¹
¹ National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv
 Polytechnic Institute»,
 37, Prospect Peremohy, Kyiv-56, 03056, Ukraine.

Analysis of the influence of load inductance on nonlinear distortions of a class D amplifier caused by «dead time».

Goal. Analysis of the effect of load inductance at the output of the class D amplifier for different values of the duration of «dead time» and assessment of the adequacy of existing mathematical models for calculating the THD at the output of the amplifier depending on the duration of «dead time». **Methodology.** The study of the effect of «dead time» on the THD was performed using a computer model of the half-bridge converter board EPC9035 from Efficient Power Conversion. This board contains GaN transistors EPC2022 eGaN®, the corresponding control driver and other necessary elements for operation. The use of GaN transistors has made it possible to investigate the operation in a wide range of frequent switching, both to control the motor and to amplify the audio signal. **Results.** It is established that the value of load inductance affects the level of nonlinear distortions caused by «dead time». At inductance values that provide a constant sign of the output current, a difference arises between the duration of the input and output pulses, which increases the THD. At inductance values, when the choke current changes sign during a pulse, there is no error between the duration of the input and output pulses. Changing the inductance changes the relationship between the error signal and the non-error signal. THD changes accordingly. At high conversion frequencies, the voltage spikes caused by the choke current through the built-in diodes during the dead time are partially compensated by overcharging the output capacitance of the transistors, which also reduces harmonic distortion. **Originality.** For the first time, the value of the THD at the outlets in the fallowness of the different indices of the inductance of the choke and the theoretical calculation of the value in the results of the computer model was obtained. **Practical significance.** The dependence of the THD values on the inductance of the choke for converters with a switching frequency range from 1 kHz to 400 kHz, which allows them to be used both to control the motor and to amplify the audio signal. References 10, tables 2, figures 8.

Key words: GaN transistors, class D amplifier, nonlinear distortion, dead time, THD.

K.V. Chunikhin, V.S. Grinchenko

NORMALIZATION OF DOUBLE-CIRCUIT OVERHEAD LINE MAGNETIC FIELD INSIDE KHRUSHCHEV BUILDING

This paper deals with the mitigation of 110 kV double-circuit overhead line magnetic field inside five-story Khrushchev buildings. We show that the magnetic field can exceed the reference level $0.5 \mu\text{T}$ in 90 % part of living space. To mitigate the magnetic field, we propose the inverted L-shaped grid shield with conductors on the wall and in the attic of the building. Using the analytical model of the grid shield and the numerical simulation, we determine the parameters of the L-shaped grid shield which provides the magnetic field normalization in 97 % part of living space. Further improvement of the grid shield profile, in particular, the placement of some conductors in the basement, allows to reduce the quantity of metal of the shield by 15 % while maintaining the shielding efficiency. Also we consider the magnetic field normalization for the overhead line with a rated current of 500 A. In this case, the quantity of metal of the grid shield increases 2.74 times. References 19, table 1, figures 5.

Key words: magnetic field, overhead line, grid shield, reference level, quantity of metal.

У роботі показано, що в п'ятиповерхових будинках хрущовської споруди, розташованих на границях охоронних зон двоколових повітряних ліній електропередачі 110 кВ, величина магнітного поля промислової частоти може перевищувати гранично допустимий рівень $0,5 \text{ мкТл}$ в 90 % житлового простору. Для зменшення магнітного поля запропоновано використовувати Г-подібний ґратчастий екран, проводи якого розташовуються на стіні та на горіщі будинку. Шляхом аналітичного та чисельного моделювання визначено параметри Г-подібного ґратчастого екрана, застосування якого дає змогу нормалізувати рівень магнітного поля в 97 % житлового простору. Подальше вдосконалення профілю ґратчастого екрана, зокрема, розміщення частини проводів у підвалі, дало змогу зменшити металоемність конструкції на 15 % при збереженні ефективності екранування. Також досліджено можливість нормалізації магнітного поля повітряної лінії з номінальним струмом 500 А. У цьому випадку металоемність ґратчастого екрана збільшується у 2,74 рази. Бібл. 19, рис. 5, табл. 1.

Ключові слова: магнітне поле, повітряна лінія електропередачі, ґратчастий екран, гранично допустимий рівень, металоемність.

В работе показано, что в пятиэтажных домах хрущевской постройки, расположенных на границах охранных зон двухколовых воздушных линий электропередачи 110 кВ, величина магнитного поля промышленной частоты может превышать предельно допустимый уровень $0,5 \text{ мкТл}$ в 90 % жилого пространства. Для уменьшения магнитного поля предложено использовать Г-образный решетчатый экран, провода которого располагаются на стене и чердаке дома. Путем аналитического и численного моделирования определены параметры Г-образного решетчатого экрана, применение которого позволяет нормализовать уровень магнитного поля в 97 % жилого пространства. Дальнейшее совершенствование профиля решетчатого экрана, в частности, размещение части проводов в подвале, позволило уменьшить металлоемкость конструкции на 15 % при сохранении эффективности экранирования. Также исследована возможность нормализации магнитного поля воздушной линии с номинальным током 500 А. В этом случае металлоемкость решетчатого экрана увеличивается в 2,74 раза. Библ. 19, рис. 5, табл. 1.

Ключевые слова: магнитное поле, воздушная линия электропередачи, решетчатый экран, предельно допустимый уровень, металлоемкость.

Introduction. The Khrushchev era is known for its housing campaign. A vast number of housing square meters were built in USSR in sixties [1]. Usually these were five-story buildings made of prefabricated concrete blocks. That time the urban residential districts covered with such buildings (so-called Khrushchev buildings) appeared in many Soviet cities, especially industrial ones.

The overhead lines at voltages of 10 to 110 kV are laid to supply both residential districts and adjacent industrial areas. The size of the right-of-way is set up in regulations. For example, in Ukraine the right-of-way is 20 m for 110 kV overhead lines [2]. This corresponds with former Soviet requirements. At the same time, the requirements about the maximum permissible level (so-called reference level) of the power frequency magnetic field have changed significantly. The modern studies, particularly the "The International EMF Project" by the World Health Organization, have identified a high risk of the power frequency magnetic field for human health. It causes the world trend on stricter sanitary standards. Thus, Ukraine has accepted the reference level in $0.5 \mu\text{T}$ for living spaces [3]. However, most residential buildings

found near 110 kV overhead lines do not meet this modern requirement. It is shown theoretically in [4, 5] and experimentally in [6], that the overhead line magnetic field exceeds the reference level. The degree of excess depends on the current flowing in conductors of the overhead line, the type of its tower, the distance from the overhead line to the building, and the height and the width of the building. Moreover, the power frequency magnetic field penetrates inside buildings with almost no attenuation [7, 8].

The purpose of this work is to find a way of the magnetic field normalization inside Khrushchev buildings found near 110 kV double-circuit overhead lines.

The most efficient way of the magnetic field normalization is to move away the source. But changes in overhead line routes are often impossible within the urban residential district. The reconstruction of the overhead line or its replacement by a high-voltage underground cable line requires significant costs. So, the most promising way of the magnetic field normalization inside residential buildings is shielding.

© K.V. Chunikhin, V.S. Grinchenko

The various shields are used to normalize the magnetic field inside buildings found near overhead lines, namely electromagnetic shields [9, 10], passive loops [11, 12], and active loops [13, 14]. The active loops provide the comparably high shielding efficiency, but their price and expenses for maintenance checkup are relatively high as well. Passive loops are free of both these disadvantages, but their shielding efficiency is several times lower. Electromagnetic shields installed on building walls are most widely used to mitigate the magnetic field inside. However, electromagnetic shields consist of aluminum plates and therefore cannot cover windows. As well the mounting plates to the wall can cause difficulties.

A new type of shield is represented in [15, 16]. So-called grid shields consist of aluminum conductors connected in parallel. The recent research shows that grid shields are efficient for the magnetic field normalization inside high-rise buildings. But the magnetic field normalization inside five-story Khrushchev buildings was not studied.

Overhead line magnetic field inside Khrushchev building. Various series of five-story buildings were used during the Khrushchev housing campaign. However, the height and the width of the building did not change significantly. We assume that the height of the building is 16 m, and the width is 12 m [17]. In figures below the contour of the building is marked by the dotted line.

Within this research we consider the double-circuit overhead line magnetic field. In [16] we analyzed towers and found that geometric sizes of P110-4V tower (transliterated from П110-4В) are close to average ones. So, we assume the following values for the distances a_k from the tower to conductors and for the heights h_k of conductors: $a_1=a_6=2.1$ m, $h_1=h_6=19$ m, $a_2=a_5=4.2$ m, $h_2=h_5=23$ m, $a_3=a_4=2.1$ m, $h_3=h_4=27$ m, where subscripts correspond to numbers of overhead line conductors (Fig. 1). As mentioned before, the distance between the conductor no. 2 and the building is 20 m [2].

The overhead line magnetic field strongly depends on the configuration of initial phases of conductor currents and the current amplitude. We consider the case when the magnetic field is the highest. So, the initial phases are the following: $\varphi_1=\varphi_6=-2\pi/3$, $\varphi_2=\varphi_5=0$, $\varphi_3=\varphi_4=2\pi/3$. The RMS value of current in conductors is 262 A, which corresponds to the 110 kV double-circuit overhead line with transmission capacity 100 MW.

To find the overhead line magnetic field distribution, we use traditional assumptions, that conductors are infinitely long, parallel to each other and to the ground. So, we consider the overhead line magnetic field in the plane-parallel approach. This allows applying analytical expressions from [16] to find the magnetic field distribution inside the Khrushchev building. As well we can use the calculation technique from [18]. Fig. 1 shows that the magnetic field exceeds the reference level $0.5 \mu\text{T}$ in most part of the building. For quantitative assessment we use the normalization index η . It is defined as a ratio of the space, in which the magnetic field does not exceed the reference level, to the entire living space. As the magnetic field is plane-parallel, the normalization index η is the ratio of corresponding cross-sections S and S_0 [16].

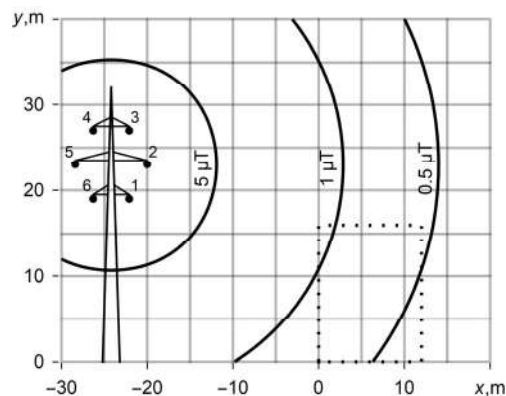


Fig. 1. Double-circuit overhead line magnetic field inside Khrushchev building (its contour is marked by dotted line)

According to [2], the areas closer than 0.5 m to walls are not considered. Also we do not consider the attic and the basement which are 1 m height. So, the cross-section of the building is $S_0=154 \text{ m}^2$. Fig. 1 shows that the cross-section of space with permissible magnetic field is $S=16.8 \text{ m}^2$. Correspondently, the normalization index $\eta=10.9\%$.

Normalization of overhead line magnetic field. It is shown in [15, 16] that U-shaped grid shields are efficient for magnetic field normalization in high-rise buildings. However, the inverted L-shape looks more suitable for the lower Khrushchev building.

In the first step we consider grid shields with conductors on the wall faced to the overhead line and in the attic. The electrical conductivity of the grid shield is equal to $3.5 \cdot 10^7 \text{ S/m}$. The distance between conductors is 0.5 m. The axe of the corner conductor has coordinates $x=0$, $y=16$ m. We vary the number of conductors on the wall up to 33. In the end case the conductors fill the whole wall and correspondently the extreme conductor has coordinates $x=0$, $y=0$. Also we vary the number of conductors in the attic up to 24. In this end case the extreme conductor has coordinates $x=12$ m, $y=16$ m. We use the following nomenclature when varying the cross-section of conductors: 5, 6, 8, 10, 16, 25, 35 and 50 mm^2 . To analyze shielding efficiency in each case, we use both the finite-element model from [15] and the semi-analytical model from [19].

As the result we obtain the inverted L-shaped grid shield made of conductors with the cross-section of 25 mm^2 . The total number of conductors is 53: the attic is covered by 24 conductors, and 29 conductors are on the wall. Correspondently the extreme conductor has coordinates $x=0$, $y=2$ m. The profile of conductor placement is shown in Fig. 2 by the solid line.

Fig. 2 shows that the shielded magnetic field exceeds the reference level $0.5 \mu\text{T}$ only in comparably small corner areas, and the normalization index η becomes 97.2%.

In the second step we use Wolfram Mathematica built-in functions of optimization to find the grid shield with the reduced quantity of metal while keeping the shielding efficiency. The obtained profile of the grid shield is shown in Fig. 3. The optimized grid shield consists of three sections connected in parallel.

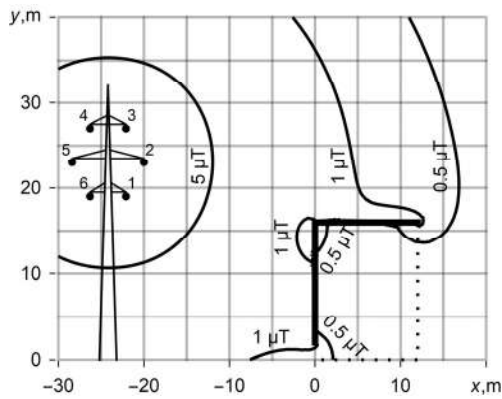


Fig. 2. Magnetic field distribution when using inverted L-shaped grid shield

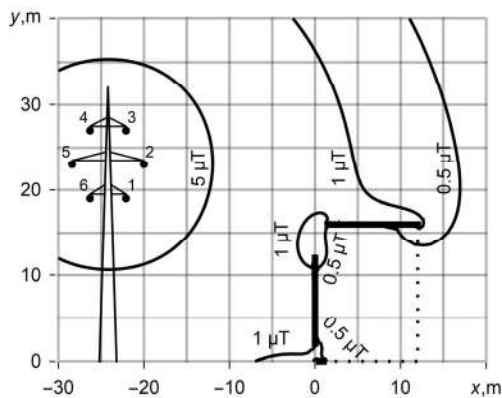


Fig. 3. Magnetic field distribution when using optimized grid shield

The section in the attic has 22 conductors arranged in the interval $1.5 \text{ m} \leq x \leq 12 \text{ m}$ when $y=16 \text{ m}$. The section on the wall has 21 conductors in the interval $2 \text{ m} \leq y \leq 12 \text{ m}$ when $x=0$. Also there are two conductors in the basement. Their coordinates are $x=0.5 \text{ m}$, $y=0$ and $x=1 \text{ m}$, $y=0$. The total number of conductors is 45. The cross-section of each conductor is 25 mm^2 . The quantity of metal of the optimized grid shield we appoint as V_1 . The analysis of the magnetic field distribution from Fig. 3 gives the normalization index $\eta=97.1\%$. So, the optimized grid shield allows reducing the quantity of metal by 15 percent in comparison with inverted L-shaped grid shield.

We study the efficiency of the optimized grid shield varying its quantity of metal (see column *a* in Table 1). Also we compare it with efficiencies of grid shields having the following profiles (as before the distance between conductors is 0.5 m):

- the inverted L-shaped grid shield (made of 45 conductors) with 16 m height vertical section and 6 m long upper horizontal section (see column *b* in Table 1);
- the inverted L-shaped grid shield (made of 57 conductors) with 16 m height vertical section and 12 m long upper horizontal section (see column *c*);
- the U-shaped grid shield (made of 69 conductors) with 16 m height vertical section, 12 m long upper horizontal section, and 6 m long bottom horizontal section (see column *d*);
- the U-shaped grid shield (made of 81 conductors) with 16 m height vertical section and 12 m long horizontal sections (see column *e*).

Table 1
Normalization index η for Khrushchev building found near double-circuit overhead line when using grid shield with quantity of metal equaled V

| V/V_1 | $\eta, \%$ | | | | |
|---------|------------|----------|----------|----------|----------|
| | <i>a</i> | <i>b</i> | <i>c</i> | <i>d</i> | <i>e</i> |
| 0.25 | 25.4 | 20.6 | 21.5 | 22.2 | 19.4 |
| 0.5 | 70.7 | 46.9 | 54.8 | 43.7 | 36.2 |
| 0.75 | 92.8 | 60.7 | 85.2 | 72.6 | 58.8 |
| 1 | 97.1 | 68.4 | 95.2 | 89.2 | 82.8 |
| 1.25 | 98.5 | 73.8 | 98.1 | 95.5 | 92.2 |

As grid shields *a-e* contain different number of conductors, we consider different conductor cross-sections to achieve the equality of total quantities of metal.

The obtained results show that efficiencies of the optimized shield and the grid shield type *c* are comparable. However, the practical implementation of the grid shield type *c* is difficult as it uses conductors with off-standard cross-section 19.7 mm^2 . So, the usage of the optimized grid shield is recommended. Table 1 shows that the increase or the decrease of its quantity of metal is impractical.

Overhead line with increased conductor current.

Additionally, we consider the overhead line magnetic field normalization when the conductor current is 500 A [5, 11]. In this case the magnetic field exceeds the reference level $0.5 \mu\text{T}$ in the whole building (Fig. 4). Moreover, the fourfold magnetic field mitigation is needed in apartments faced to the overhead line. To normalize the magnetic field, we develop the grid shield made of 62 conductors (Fig. 5). The cross-section of each conductor is 50 mm^2 . Correspondently the quantity of metal of the shield is $2.74 \cdot V_1$. The distance between conductors is the following:

- 27 conductors cover the wall faced to the overhead line (their coordinates lay within the interval $1 \text{ m} \leq y \leq 14 \text{ m}$ when $x=0$);
- 11 conductors are arranged on the back wall (within the interval $11 \text{ m} \leq y \leq 16 \text{ m}$ when $x=12 \text{ m}$);
- 22 conductors cover the attic (within the interval $0.5 \text{ m} \leq x \leq 11 \text{ m}$ when $y=16 \text{ m}$);
- 2 conductors lay in the basement (in $x=0.5 \text{ m}$, $y=0$ and $x=1 \text{ m}$, $y=0$).

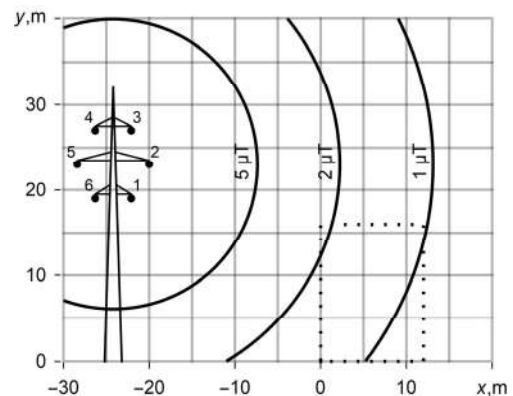


Fig. 4. Double-circuit overhead line magnetic field when conductor current is 500 A

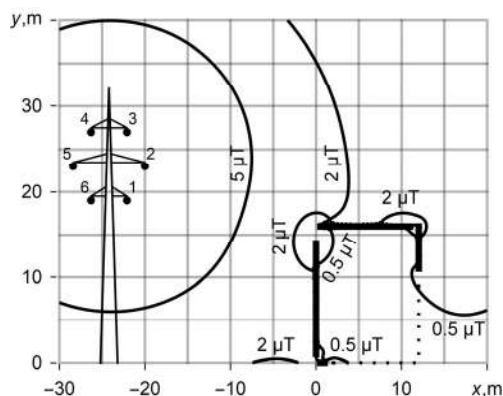


Fig. 5. Normalization of double-circuit overhead line magnetic field when conductor current is 500 A

The usage of this grid shield allows to achieve the normalization index $\eta=97.1\%$. Fig. 5 shows the distribution of the normalized magnetic field inside the Khrushchev building.

So, the obtained results show that grid shields are efficient in the magnetic field normalization inside Khrushchev buildings found near the overhead lines.

Conclusions.

1. Using the analytical model of the shield and the numerical simulation, we show that the inverted L-shaped grid shield made of aluminum conductors with a cross-section of 25 mm^2 and mounted on the wall and in the attic of the Khrushchev building normalizes inside it the magnetic field produced by the 110 kV double-circuit overhead line.

2. We propose the specific grid shield that provides the shielding efficiency of the L-shaped shield and consumes the quantity of metal reduced by 15 percent. This shield consists of three sections of conductors, namely two sections cover the wall and the attic of the Khrushchev building, and two extra conductors are placed in the basement.

3. To normalize the 110 kV double-circuit overhead line magnetic field with increased conductor current, we modify the arrangement of conductors on the wall faced to the line and in the attic, we add the extra section of conductors to the back wall and increase the cross-section of all conductors to 50 mm^2 .

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

REFERENCES

1. Reid S. Khrushchev Modern: Agency and modernization in the Soviet home. *Cahiers du monde russe*, 2006, no. 47, iss. 1, pp. 227-268. doi: <https://doi.org/10.4000/monderusse.3800>.
2. Decree of the Cabinet of Ministries of Ukraine dated March 4, 1997 No. 209 «About the statement of Rules of protection of electric networks», Edition on April 5, 2017. (Ukr).
3. Electrical installation regulations. Kharkiv, Fort Publ., 2017. 760 p. (Ukr).
4. Rozov V.Yu., Reutskyi S.Yu., Pelevin D.Ye., Pyliugina O.Yu. The magnetic field of power transmission lines and the methods of its mitigation to a safe level. *Technical Electrodynamics*, 2013, no. 2, pp. 3-9. (Rus).
5. Pelevin D.Ye. The methods of reducing of the magnetic fields of overhead power lines outside security zones. *Technical Electrodynamics*, 2014, no. 5, pp. 14-16. (Rus).
6. Krasnozhan A.V., Buinyi R.O., Dihtyaruk I.V., Kvytsynskyi A.O. The investigation of distribution of the magnetic flux density of operating two-circuit power line 110 kV «ChTPP-

Chernihiv-330» in the residential area and methods of its decreasing to a safe level. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 6, pp. 55-62. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.6.08>.

7. Pelevin D.Ye. Screening magnetic fields of the power frequency by the walls of houses. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 4, pp. 53-55. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.4.10>.

8. Rozov V., Grinchenko V. Simulation and analysis of power frequency electromagnetic field in buildings closed to overhead lines. *Proc. 2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering*, Kyiv, Ukraine, pp. 500-503. doi: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100538>.

9. Cardelli E., Faba A., Pirani A. Nonferromagnetic open shields at industrial frequency rate. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2010, vol. 46, no. 3, pp. 889-898. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2009.2031110>.

10. Bavastro D., Canova A., Freschi F., Giaccone L., Manca M. Magnetic field mitigation at power frequency: Design principles and case studies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, vol. 51, no. 3, pp. 2009-2016. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2014.2369813>.

11. Cruz P., et al. Magnetic field mitigation in power lines with passive and active loops. *Proc. CIGRE Session*, 2002, no. 36-107.

12. Budnik K., Machczynski W. Power line magnetic field mitigation using a passive loop conductor. *Poznan University of Technology Academic Journals. Electrical Engineering*, 2013, vol. 73, pp. 137-145.

13. Canova A., del-Pino-Lopez J.C., Giaccone L., Manca M. Active shielding system for ELF magnetic fields. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2015, vol. 51, iss. 3. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2014.2354515>.

14. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdvi I.V. High voltage power lines magnetic field system of active shielding with compensation coil different spatial arrangement. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 4, pp. 17-25. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.4.03>.

15. Grinchenko V., Pyrohova U. Mitigation of overhead line magnetic field by U-shaped grid shield. *Proc. 2019 IEEE Second Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering*, Lviv, Ukraine, pp. 345-348. doi: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2019.8879834>.

16. Grinchenko V.S., Chunikhin K.V. Magnetic field normalization in residential building located near overhead line by grid shield. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 5, pp. 38-43. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.5.06>.

17. Koporovskii G.I., et al. *Typical project 111-96-3. Residential buildings series 96*. Kyiv, KyivZNIIEP Publ. (Rus).

18. SOU-N EE 20.179:2008. *Calculation of electric and magnetic fields of power lines. Method (with changes)*. Kyiv, Minenergougillja Ukrainy Publ., 2016. 37 p. (Ukr).

19. Grinchenko V.S. Development of a semi-analytical model of a grid shield for the magnetic field mitigation of overhead lines. *Proc. VII All-Ukrainian Scientific Conf. of Young Scientists «Information Technologies – 2020»*, pp. 149-151. (Ukr).

Received 08.04.2021

Accepted 14.05.2021

Published 25.06.2021

K.V. Chunikhin¹, PhD,

V.S. Grinchenko¹, PhD,

¹State Institution "Institute of Technical Problems of Magnetism of the National Academy of Sciences of Ukraine",

19, Industrialna Str., Kharkiv, 61106, Ukraine,

e-mail: kvchunikhin@gmail.com,

vsginchenko@gmail.com (Corresponding author)

Л.А. Лютенко, В.М. Михайлов

РАСШИРЕНИЕ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ТРУБЧАТЫХ ЗАГОТОВОК НА ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЙ УСТАНОВКЕ С УПРАВЛЯЕМЫМ ВАКУУМНЫМ РАЗРЯДНИКОМ

Мета. Метою роботи є експериментальна перевірка існування зони параметрів ємнісного нагромаджувача енергії магнітно-імпульсної устатковини з керуванням вакуумним розрядником, в котрій з високою імовірністю відбувається «зріз» імпульсів розрядного струму та розширення циліндричних тонких трубчатих заготовок за допомогою зовнішнього індуктора. **Методика.** Використано високовольтну магнітно-імпульсну устатковину НТУ «ХПІ» з керуванням вакуумним розрядником та багатопитковий індуктор, усередині котрого було розміщено діелектричну матрицю і заготовку з алюмінієвого стопу. Змінювали ємність та зарядну напругу нагромаджувача енергії. Імпульси розрядного струму вимірювали за допомогою поясу Роговського та реєстрували осцилографом. **Результати.** Магнітно-імпульсним розширенням циліндричних заготовок за допомогою зовнішнього індуктора отримано деталі складної форми та здійснено зняття металевої деталі, що була напесована на діелектричний стрижень. **Наукова новизна.** Показано, що частоту імпульсу, що «зрізається», при котрій амплітуда від ємного тиску магнітного поля наближається до максимальної, а також зарядну напругу необхідно узгоджувати з параметрами ємнісного нагромаджувача енергії, при яких з високою імовірністю відбувається «зріз» імпульсу. **Практичне значення.** Результати та рекомендації, що отримано, можуть бути використано у магнітно-імпульсних технологіях на устатковинах з керуванням вакуумними розрядниками. Бібл. 17, табл. 2, рис. 5.

Ключові слова: високовольтна магнітно-імпульсна устатковина, ємнісний нагромаджувач енергії, керований вакуумний розрядник, «зріз» імпульсу струму, імовірність «зрізу», зовнішній індуктор, розширення циліндричної трубчатої заготовки, деталь складної форми.

Цель. Целью работы является экспериментальная проверка существования области значений параметров емкостного накопителя энергии магнитно-импульсной установки с управляемым вакуумным разрядником, в которой с высокой вероятностью происходит «срез» импульсов разрядного тока и расширение цилиндрических тонкостенных трубчатых заготовок при помощи внешнего индуктора. **Методика.** Эксперименты были проведены на высоковольтной магнитно-импульсной установке НТУ «ХПИ», оснащенной управляемым вакуумным разрядником. Использовали многопитковый индуктор, внутрь которого помещалась диэлектрическая матрица и заготовка из алюминиевого сплава. Изменяли емкость и зарядное напряжение накопителя энергии. Импульсы разрядного тока измеряли при помощи пояса Роговского и регистрировали на осциллографе. **Результаты.** Магнитно-импульсным расширением цилиндрических заготовок при помощи внешнего индуктора получены детали сложной формы и осуществлено снятие металлической детали, напесованной на диэлектрический стержень. **Научная новизна.** Показано, что частоту «срезаемого» импульса, при которой амплитуда отрицательного давления магнитного поля близка к максимальной, а также зарядное напряжение необходимо согласовывать с параметрами емкостного накопителя энергии, при которых с высокой вероятностью происходит «срез» импульса. **Практическое значение.** Получены рекомендации для использования в магнитно-импульсных технологиях, основанных на применении «срезанных» импульсов, установок с управляемыми вакуумными разрядниками. Библ. 17, табл. 2, рис. 5.

Ключевые слова: высоковольтная магнитно-импульсная установка, емкостной накопитель энергии, управляемый вакуумный разрядник, «срез» импульса тока, вероятность «среза», внешний индуктор, расширение цилиндрической трубчатой заготовки, деталь сложной формы.

Ведение. При выполнении на магнитно-импульсных установках (МИУ) различных технологических операций используют заготовки в виде тонкостенных цилиндрических труб из хорошо проводящих металлов [1-8]. В дальнейшем ограничимся операциями, основанными на расширении цилиндрических заготовок малого диаметра, а также недоступных изнутри. В таких случаях применение внутреннего индуктора вызывает значительные затруднения или невозможно.

В 1965 г. Г. Фюрз получил патент на устройства, которые позволяют осуществлять магнитно-импульсную обработку цилиндрических и плосколистовых заготовок силами притяжения к индуктору [9]. Принцип действия этих устройств основан на управлении «срезе» импульсов тока в разрядном контуре емкостного накопителя энергии (ЕНЭ). При этом в заготовке индуцируются вихревые токи, вызывающие её притяжение к индуктору. Для «среза» предложено использовать плавкий элемент или дополнительный емкостный накопитель, а для усиления эффекта – дополнительный проводник. «Срез» импульсов тока по-

зволяет расширять цилиндрические заготовки магнитным полем внешнего индуктора. В одной из первых работ [10] авторы регистрировали расширение заготовки при помощи внешнего индуктора. При этом использовали как колебательный, так и аперiodический разряд ЕНЭ [10, рис. 4], а сжатие заготовки предотвращали внутренней цилиндрической оправкой. В работах последних лет предложено применение системы двух индукторов, через которые пропускаются различные импульсы тока [6], а также воздействие двух импульсов различной длительности, пропускаемых через один индуктор [7].

При использовании в МИУ для коммутации ЕНЭ управляемых вакуумных разрядников (УВР) наблюдается естественный (без дополнительных устройств [9]) «срез» колебательных импульсов разрядного тока (рис. 1,а) [11, 12]. В экспериментах, которые были проведены в НТУ «ХПИ» [12], обращено внимание на вероятностный характер появления «срезанных» импульсов при одних и тех же условиях. В случае «среза» импульса отрицательная полуволна давления

© Л.А. Лютенко, В.М. Михайлов

магнитного поля расширяет заготовку 1 (поз. 1 на рис. 1,а), а при полном (не «срезанном») импульсе (рис. 1,б) после этого происходит её сжатие (поз. 2 на рис. 1,б). Поэтому определение параметров ЕНЭ, при которых УВР с высокой вероятностью «срезает» импульсы разрядного тока, является актуальной проблемой. Некоторые первые результаты наших исследований этого явления и соответствующие рекомендации относительно получения «срезанных» импульсов были изложены в работе [13].

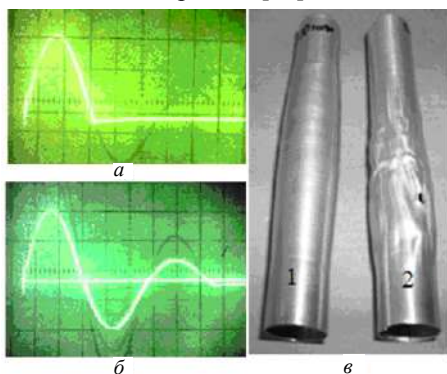


Рис. 1. «Срезанный» (а) и полный (б) импульсы разрядного тока (50 мкс/дел), а также деформированные ими заготовки 1 и 2 соответственно (в)

С другой стороны, параметры «срезаемого» импульса существенно влияют на амплитуду отрицательной полуволны давления магнитного поля, расширяющей заготовку [14-16]. Согласование параметров этого импульса с характеристиками материала и размерами заготовки недостаточно исследовано, а вероятностный характер «среза» не учитывался.

Целью данной работы является экспериментальная проверка существования области значений параметров ЕНЭ МИУ с УВР, в которой с высокой вероятностью происходит «срез» импульсов разрядного тока и расширения цилиндрических тонкостенных заготовок при помощи внешнего индуктора.

Оборудование, используемое в экспериментах. ЕНЭ МИУ конструкции НТУ «ХПИ» состоял из конденсаторов ИК6-150 и позволял изменять емкость $C = 600 \div 1200$ мкФ. Зарядное напряжение ЕНЭ $U_0 = 1,5 \div 6$ кВ. ЕНЭ через УВР типа РВУ-63-20-УХЛ4 производства Минусинского электротехнического института разряжался на индуктор (рис. 2). Обмотка ин-

дуктора 1, имеющая форму цилиндрической спирали из медной шины, присоединялась к МИУ при помощи выводов 2 и контактных узлов 3. Положение обрабатываемой металлической заготовки 4 внутри индуктора фиксировалось диэлектрической матрицей 5 и диэлектрическим стержнем 6, предотвращающим также сжатие заготовки. Трубочатые цилиндрические заготовки из алюминиевого сплава АМг2М с удельной электропроводностью $\gamma = 0,27 \cdot 10^8$ (См/м) имели внутренний радиус $R = 8$ мм и толщину $d = 0,5$ мм.

Импульсы разрядного тока измеряли при помощи пояса Роговского с RC – интегратором и регистрировали на осциллографе С8-13. Полные импульсы тока имели форму, близкую к экспоненциально затухающей синусоиде (рис. 1,б).

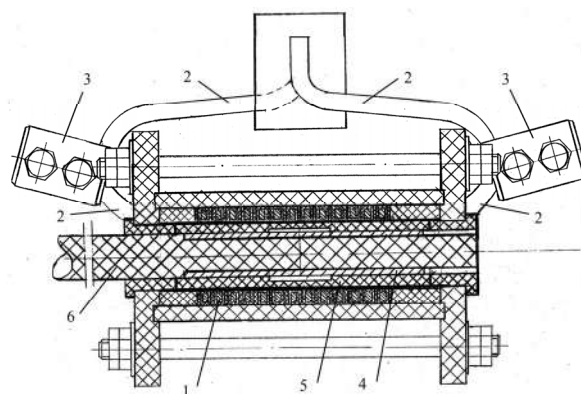


Рис. 2. Индуктор для магнитно-импульсного расширения цилиндрических трубочатых заготовок

Параметры ЕНЭ, обеспечивающие высокую вероятность «среза» импульсов тока. Для определения C , U_0 , при которых происходит «срез» импульсов разрядного тока, вместо матрицы 5 (рис. 2) использовали диэлектрическую втулку, предотвращающую расширение заготовки. Вероятность появления «срезанных» импульсов характеризовали вероятностной частотой N_c/N (N_c – число «срезанных» импульсов, N – общее число импульсов). В табл. 1 представлены более детальные, чем в работе [13], результаты испытаний УВР (I_{m1} – амплитудное значение тока). В дальнейшем эти данные использованы для определения параметров ЕНЭ при выполнении технологических операций.

Таблица 1

Амплитудные значения и вероятностная частота «среза» импульсов разрядного тока

| U_0 , кВ | C , мкФ | | | | | | | | | | | |
|------------|---------------|-----|---------|---------------|-----|---------|---------------|-----|---------|---------------|-----|---------|
| | 600 | | | 750 | | | 900 | | | 1200 | | |
| | I_{m1} , кА | N | N_c/N | I_{m1} , кА | N | N_c/N | I_{m1} , кА | N | N_c/N | I_{m1} , кА | N | N_c/N |
| 1,5 | 18 | 6 | 1 | 21 | 7 | 1 | 25 | 6 | 1 | 30 | 6 | 1 |
| 2 | 24 | 6 | 1 | 28 | 6 | 1 | 32 | 6 | 1 | 36 | 6 | 1 |
| 2,34 | 29 | 7 | 1 | 32 | 6 | 1 | 38 | 6 | 1 | 42 | 6 | 1 |
| 2,7 | 32 | 18 | 0,94 | 37 | 6 | 1 | 43 | 6 | 0,83 | 50 | 6 | 1 |
| 3,4 | 42 | 30 | 0,8 | 46 | 6 | 0,83 | 50 | 6 | 0,83 | 56 | 6 | 0,5 |
| 3,8 | 47 | 32 | 0,8 | 51 | 6 | 0,83 | 54 | 6 | 0,83 | 62 | 6 | 0 |
| 4,25 | 52 | 27 | 0,78 | 57 | 12 | 0,5 | 60 | 6 | 0,5 | 67 | 6 | 0 |
| 4,65 | 57 | 10 | 0,2 | 61 | 6 | 0 | 64 | 8 | 0 | – | – | – |

Определение частоты «срезаемого» импульса разрядного тока. Частоту «срезаемого» импульса,

которая может быть обеспечена МИУ, необходимо согласовать с электрофизическими характеристиками

и размерами заготовки. Для этого воспользуемся обобщенным критерием подобия $\tau^* = \omega \tau$ [15], где ω – круговая частота, τ – постоянная времени первого приближения, $\tau = \mu_0 \gamma R \cdot d/2$, μ_0 – магнитная постоянная. Обобщенный критерий τ^* комплексно учитывает электрофизические характеристики (μ_0, γ) и размеры (R, d) тонкой заготовки, а также заменяет два критерия $d^* = d/\Delta$ и $d_R^* = d/R$ (Δ – глубина проникновения электромагнитного поля [17]). В широком диапазоне значений коэффициента затухания экспоненциально затухающей синусоиды оптимальное значение обобщенного критерия τ^* , при котором амплитуда отрицательного давления P_{m2} , действующего на заготовку, максимальна, равно $\tau_0^* = 0,8$. При этом в области

$$0,5 \leq \tau^* \leq 1,4 \quad (1)$$

величина P_{m2} изменяется незначительно [15, рис. 4, кривые 5 – 8].

Условие (1) является универсальным и справедливо для тонких цилиндрических заготовок из немагнитных материалов. Для заготовок, используемых в описанных здесь экспериментах ($\tau = 67,858$ мкс), из условия (1) получаем соответствующие диапазоны рекомендуемых значений ω (1/с) и частоты f (кГц) «срезаемого» импульса

$$7368 \leq \omega \leq 20631, \quad (2)$$

$$1,173 \leq f \leq 3,284, \quad (3)$$

а также критерий d^*

$$0,1768 \leq d^* \leq 0,2958. \quad (4)$$

Значения ω, f, d^* , соответствующие τ_0^* , равны $\omega_0 = 11789$ 1/с, $f_0 = 1,876$ кГц, $d_0^* = 0,2236$.

В табл. 2 приведены значения длительности полупериода $T/2, \omega, f$, полученные из осциллограмм тока в разрядном контуре МИУ, а также критериев τ^* и d^* .

Таблица 2
Временные и частотные параметры «срезаемых» импульсов разрядного тока и значения критериев τ^* и d^*

| $C, \text{ мкФ}$ | $T/2, \text{ мкс}$ | $\omega/10^3, \text{ 1/с}$ | $f, \text{ кГц}$ | τ^* | d^* |
|------------------|--------------------|----------------------------|------------------|----------|-------|
| 600 | 130 | 24,17 | 3,846 | 1,638 | 0,32 |
| 750 | 150 | 20,94 | 3,333 | 1,44 | 0,30 |
| 900 | 160 | 19,63 | 3,124 | 1,346 | 0,29 |
| 1200 | 200 | 15,71 | 2,500 | 1,082 | 0,26 |

Анализ данных табл. 2 с учетом условий (2) – (4) позволяет сделать вывод, что МИУ с емкостью ЕНЭ $C = 900$ или 1200 мкФ обеспечивает рекомендуемые частоты «срезаемого» импульса, при которых амплитуда отрицательного давления импульсного магнитного поля, расширяющего заготовку при помощи внешнего индуктора, близка к максимальному значению.

Технологические операции, основанные на расширении трубчатых заготовок «срезанными» импульсами. При выполнении описанных технологических операций принято $C = 900$ мкФ, $U_0 = 3,2$ кВ. Значение U_0 подбиралось экспериментально из условия достижения достаточной деформации заготовки. Эти параметры ЕНЭ обеспечивают как высокую вероятность «среза» импульсов (табл. 1), так и рекомендуемую частоту «срезаемого» импульса (табл. 2, условия (2), (3)).

Изготовление деталей сложной формы. На рис. 3 показаны чертежи детали с одним цилиндрическим

выступом (а) и соответствующей разборной диэлектрической матрицы (б) (см. также поз. 5 на рис. 2), а на рис. 4, а детали, изготовленные из трубчатой заготовки при помощи «срезанных» импульсов. Деталь может иметь более сложную форму, которая определяется формой диэлектрической матрицы, например, иметь два цилиндрических выступа (рис. 4, б).

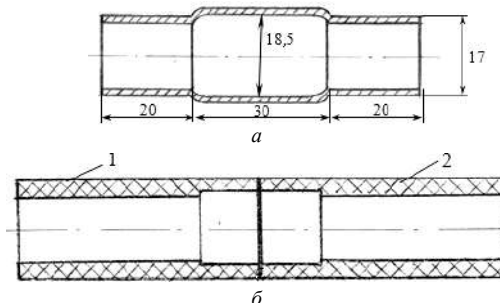


Рис. 3. Чертежи детали с одним цилиндрическим выступом (а) и разборной диэлектрической матрицы (б, где 1, 2 – симметричные части матрицы)

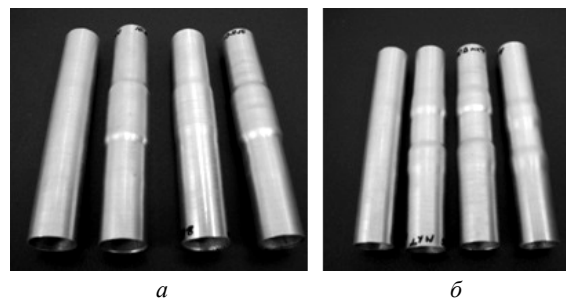


Рис. 4. Детали с одним (а) и двумя (б) цилиндрическими выступами, изготовленные при помощи «срезанных» импульсов

Снятие металлической трубчатой детали с диэлектрического стержня. На диэлектрический стержень круглого сечения при помощи предварительно проточенной канавки магнитно-импульсным сжатием была напрессована трубчатая деталь из алюминиевого сплава (рис. 5, а). Для снятия этой детали (с целью замены) использовали «срезанный» импульс разрядного тока, а вместо матрицы 5 (рис. 2) – диэлектрическую втулку, допускающую достаточное радиальное расширение снимаемой детали (~ 0,5 мм). На рис. 5, б показаны заготовка 1 до напрессовки на стержень и снятые описанным способом детали (2, 3).

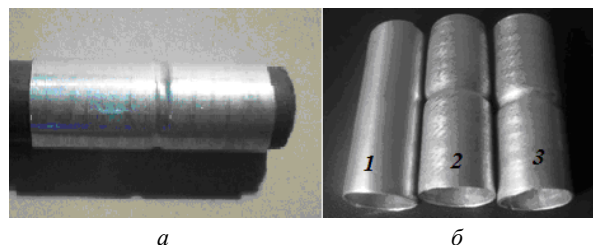


Рис. 5. Неразъемное соединение диэлектрического стержня и трубчатой металлической детали (а), заготовка и детали, снятые «срезанными» импульсами (б)

Необходимость снятия внешних технологических проводящих оболочек возникает после магнитно-импульсного прессования деталей из порошковых материалов. Если деталь имеет трубчатую форму и

доступна изнутри, то эта операция может быть осуществлена при помощи внутреннего индуктора. Изложенные в этой статье экспериментальные результаты подтверждают возможность снятия технологической оболочки с трубчатых и сплошных цилиндрических деталей из порошковых материалов при помощи внешнего индуктора и «срезанных» импульсов. Заметим, что в работе [16] отмечалась возможность выполнения такой операции в случае цилиндра из порошкового материала вторым импульсом магнитного поля.

Проведенные исследования показывают, что достаточно одного «срезанного» импульса: в этом случае при помощи первой, положительной, полуволны давления осуществляется прессование детали, а при помощи второй, отрицательной, – снятие технологической оболочки.

Выводы.

1. При помощи технологических операций, основанных на магнитно-импульсном расширении цилиндрических трубчатых заготовок внешним индуктором, подтверждено существование области значений параметров емкостного накопителя энергии установки с управляемым вакуумным разрядником, в которой с высокой вероятностью происходит «срез» импульсов разрядного тока.

2. Перед выполнением технологических операций, основанных на расширении заготовок при помощи внешнего индуктора, необходимо, прежде всего, провести испытания управляемого вакуумного разрядника и определить значения емкости и зарядного напряжения накопителя энергии, при которых относительная вероятность «среза» импульсов разрядного тока близка к единице.

3. Рекомендуемая частота «срезаемого» импульса разрядного тока, при которой достигается близкая к оптимальной амплитуда отрицательного давления, расширяющего заготовку, может быть определена из условий, полученных при помощи обобщенного критерия подобия.

4. Зарядное напряжение емкости накопителя подбирается экспериментально из условия достижения необходимой деформации заготовки и согласуется с данными испытаний управляемого вакуумного разрядника.

5. Магнитно-импульсное прессование трубчатых и сплошных цилиндрических деталей из порошковых материалов и снятие после этого технологической проводящей оболочки может быть осуществлено одним «срезанным» импульсом тока.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Белый И.В., Фертик С.М., Хименко Л.Т. Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. – Харьков: «Вища школа», 1977. – 168 с.
2. Psyk V., Risch D., Kinsey V.L., Tekkaya A.E., Kleiner M. Electromagnetic forming – A review. *Journal of Materials Processing Technology*, 2011, vol. 211, no. 5, pp. 787-829. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2010.12.012>.
3. Qiu L., Yu Y., Yang Y., Nie X., Xiao Y., Ning Y., Wang F., Cao C. Analysis of electromagnetic force and experiments in electromagnetic forming with local loading. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 2018, vol. 57, no. 1, pp. 29-37. doi: <https://doi.org/10.3233/jae-170038>.
4. Zhang X., Li C., Wang X., Zhao Y., Li L. Improvement of deformation behavior of tube in electromagnetic forming with a triple-coil system. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 2019, vol. 61, no. 2, pp. 263-272. doi: <https://doi.org/10.3233/jae-180122>.
5. Прокофьев А.Б., Беляева И.А., Глушечков В.А., Карпухин В.Ф., Черников Д.Г., Юсупов Р.Ю. *Магнитно-импульсная обработка материалов (МИОМ)* [Электронный ресурс] : монография. М-во науки и высш. образования Рос. Федерации, Самар. Федер. исслед. центр Рос. акад. наук (САНЦ РАН). – Самара : Изд-во СНЦ, 2019. 140 с. Режим доступа: <http://repo.ssau.ru/handle/Monografii/Magnitnoimpulsnyaya-obrabotka-materialov-MIOM-Elektronnyi-resurs-monografiya-81514> (Дата обращения 15.05.2020).
6. Li X., Cao Q., Lai Z., Ouyang S., Liu N., Li M., Han X., Li L. Bulging behavior of metallic tubes during the electromagnetic forming process in the presence of a background magnetic field. *Journal of Materials Processing Technology*, 2020, vol. 276, p. 116411. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2019.116411>.
7. Xiong Q., Yang M., Tang H., Huang H., Song X., Qiu L., Yu K., Cao Q. Flaring Forming of Small Tube Based on Electromagnetic Attraction. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 104753-104761. doi: <https://doi.org/10.1109/access.2020.2999125>.
8. Черников Д.Г., Глушечков В.А., Гусев Д.В., Пфетцер И.А., Алехина В.К. Оценка эффективности процесса магнитно-импульсной формовки трубчатых заготовок малого диаметра. – Известия Самарского научного центра Российской академии наук, 2020, т. 22, № 4, с. 21-28. doi: <https://doi.org/10.37313/1990-5378-2020-22-4-21-28>.
9. Furth Harold P. *Devices for metal-forming by magnetic tension*. Patent USA no. 3,196,649, July, 27, 1965.
10. Щеглов Б.А., Есин А.А. Раздача тонкостенных трубчатых заготовок силами притяжения импульсного магнитного поля. *Кузнечно-штамповочное производство. Обработка материалов давлением*, 1971, № 4, С. 15-17.
11. Юсупов Р.Ю. Магнитно-импульсные установки нового поколения для промышленных и учебно-научных целей. *Труды международной научно-технической конференции МИОМ-2007*, 2007, С. 251-259.
12. Бондина Н.Н., Коновалов О.Я., Легеза А.В., Макеев В.Г., Михайлов В.М., Шовкопляс А.В. Магнитно-импульсное расширение цилиндрической проводящей оболочки и создание заданного распределения поля с помощью внешнего индуктора. *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки»*, 2008, ч. 5, С. 84-89.
13. Лютенко Л.А., Михайлов В.М. Вероятность «среза» импульсов тока в контуре емкостного накопителя энергии с вакуумным разрядником. *Технічна електродинаміка*, 2012, № 3, С. 121-122.
14. Лютенко Л.А., Михайлов В.М. Влияние формы импульса внешнего магнитного поля на электродинамические усилия, деформирующие цилиндрическую оболочку. *Технічна електродинаміка*, 2007, № 6, С. 15-19.
15. Бондина Н.Н., Крамчанин Е.Г., Лютенко Л.А., Михайлов В.М. Электродинамические усилия, действующие на цилиндрическую оболочку при колебательном разряде магнитно-импульсной установки. *Електротехніка і електро-механіка*, 2007, № 5, С. 66-70.
16. Болтачев Г.Ш., Волков Н.Б., Паранин С.Н., Спиринов А.В. Динамика цилиндрических проводящих оболочек в продольном импульсном магнитном поле. *Журнал технической физики*, 2010, т. 80, вып. 6, С. 1-9.
17. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: Учебник для вузов в 2-х томах. Том 2. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 416 с.

REFERENCES

1. Bely I.V., Fertik S.M., Khimenko L.T. *Spravochnik po magnitno-impulsnoj obrabotke metallov* [Handbook on magnetic-pulse processing of metals]. Kharkiv, Vishcha shkola Publ., 1977, 168 p. (Rus).
2. Psyk V., Risch D., Kinsey B.L., Tekkaya A.E., Kleiner M. Electromagnetic forming – A review. *Journal of Materials Processing Technology*, 2011, vol. 211, no. 5, pp. 787-829. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2010.12.012>.
3. Qiu L., Yu Y., Yang Y., Nie X., Xiao Y., Ning Y., Wang F., Cao C. Analysis of electromagnetic force and experiments in electromagnetic forming with local loading. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 2018, vol. 57, no. 1, pp. 29-37. doi: <https://doi.org/10.3233/jae-170038>.
4. Zhang X., Li C., Wang X., Zhao Y., Li L. Improvement of deformation behavior of tube in electromagnetic forming with a triple-coil system. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 2019, vol. 61, no. 2, pp. 263-272. doi: <https://doi.org/10.3233/jae-180122>.
5. Prokofiev A.B., Beliaeva I.A., Glushchenkov V.A., Karpukhin V.F., Chernikov D.G., Iusupov R.Iu. *Magnitno-impul'snaia obrabotka materialov* [Magnetic-pulse processing of materials]. Samara, SNTs Publ., 2019. 140 p, Available at: <http://repo.ssau.ru/handle/Monografii/Magnitnoimpulsnaia-obrabotka-materialov-MIOM-Elektronnyi-resurs-monografiya-81514> (accessed 15 May 2020). (Rus).
6. Li X., Cao Q., Lai Z., Ouyang S., Liu N., Li M., Han X., Li L. Bulging behavior of metallic tubes during the electromagnetic forming process in the presence of a background magnetic field. *Journal of Materials Processing Technology*, 2020, vol. 276, p. 116411. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2019.116411>.
7. Xiong Q., Yang M., Tang H., Huang H., Song X., Qiu L., Yu K., Cao Q. Flaring Forming of Small Tube Based on Electromagnetic Attraction. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 104753-104761. doi: <https://doi.org/10.1109/access.2020.2999125>.
8. Chernikov D.G., Glushchenkov V.A., Gusev D.V., Pfetzer I.A., Alyokhina V.K. Evaluation of the efficiency of the process of electromagnetic forming of small-diameter tubes. *Izvestiya of Samara Scientific Center of the Russian Academy of Sciences*, 2020, vol. 22, no. 4, pp. 21-28. (Rus). doi: <https://doi.org/10.37313/1990-5378-2020-22-4-21-28>.
9. Furth Harold P. *Devices for metal-forming by magnetic tension*. Patent USA no. 3,196,649, July, 27, 1965.
10. Shcheglov B.A., Esin A.A. Distribution of thin-walled tubular workpieces by the forces of attraction of a pulsed magnetic field. *Forging and Stamping Production. Material Working by Pressure*, 1971, no. 4, pp. 15-17. (Rus).
11. Yusupov R.Yu. Magnetic-pulse installations of a new generation for industrial and educational-scientific purposes. *Proceedings of the International Scientific and Technical Conference MIOM-2007*, 2007, pp. 251-259. (Rus).
12. Bondina N.N., Kononov O. Ya., Legeza A.V., Makeev V.G., Mikhailov V.M., Shovkoplyas A.V. Magnetic-pulse expansion of a cylindrical conducting shell and creation of a given distribution fields using an external inductor. *Technical electrodynamics. Thematic issue «Problems of modern electrical engineering»*, 2008, chapter 5, pp. 84-89. (Rus).
13. Ljutenko L.A., Mikhailov V.M. The probability of interruption current pulses in circuit of capacitor bank with vacuum discharger. *Technical electrodynamics*, 2012, no. 3, pp. 121-122. (Rus).
14. Ljutenko L.A., Mikhailov V.M. Influence of the shape of an external magnetic field pulse on electrodynamic forces deforming a cylindrical shell. *Technical electrodynamics*, 2007, no. 6, pp. 15-19. (Rus).
15. Bondina N.N., Kramchanin E.G., Ljutenko L.A., Mikhailov V.M. Electrodynamic forces acting on a cylindrical shell under oscillating discharge of a magnetic pulse forming machine. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2007, no. 5, pp. 66-70. (Rus).
16. Boltachev G.Sh., Volkov N.B., Pararin S.N., Spirin A.V. Dynamics of cylindrical conducting shells in a pulsed longitudinal magnetic field. *Technical Physics*, 2010, vol. 55, no. 6, pp. 753-761. doi: <https://doi.org/10.1134/S1063784210060010>.
17. Neyman L.R., Demirchyan K.S. *Teoreticheskie osnovy elektrotehniki. V 2-h tomah. Tom 2* [Theoretical bases of the Electrical Engineering. In 2 vols. Vol. 2]. Leningrad, Energoizdat Publ., 1981. 416 p. (Rus).

Надійшла (Received) 15.04.2021
 Прийнята (Accepted) 24.05.2021
 Опублікована (Published) 25.06.2021

Лютенко Лариса Анатольевна¹,
 Михайлов Валерий Михайлович¹, д.т.н., проф.,
¹Национальный технический университет
 «Харьковский политехнический институт»,
 61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2,
 e-mail: lutenkola@gmail.com,
 valery.m.mikhailov@gmail.com (Corresponding author)

L.A. Ljutenko¹, V.M. Mikhailov¹
¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
 2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Expansion of cylindrical tubular workpieces on high-voltage magnetic-pulse installation with controlled vacuum discharger.

Purpose. An experimental verification of the existence of a range of values for the parameters of the capacitive energy storage of the magnetic-pulse installations with controlled vacuum discharger, in which, with a high probability, there is a «cut» of the discharge current pulses and the expansion of cylindrical thin-walled tubular workpieces using an external coil. **Methodology.** High voltage magnetic-pulse installation of NTU «KhPI» with controlled vacuum discharger, multiturn coil with inside dielectrical die and inside aluminum alloy workpiece are used. The capacitance and charge voltage of capacitive energy storage are changed. Discharge current pulses are measured by Rogowski coil and the oscillograph. **Results.** Parts of complicated shape are made by expansion of cylindrical tubular workpieces with help of external coil. Pressed metallic tubular part is removable from inner dielectric rod. **Originality.** The frequency of «cut» pulse is defined by negative magnetic field pressure amplitude. It is shown that we must coordinate this frequency and charge voltage with capacitive storage parameters by high probability of pulse «cut». **Practical value.** It is shown how to use installations with controlled vacuum dischargers in magnetic forming technology based on «cut» pulses. References 17, tables 2, figures 5.

Key words: high-voltage magnetic-pulse installations, capacitive energy storage, controlled vacuum discharger, current pulse «cut», probability of «cut», external coil, expansion of cylindrical tubular workpiece, part of complicated shape.

Г.В. Безпрозваних, І.О. Костюков

РОЗРАХУНКОВА МОДЕЛЬ ВИЗНАЧЕННЯ КОМПЛЕКСНОГО ОПОРУ СИЛОВИХ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ОДНОЖИЛЬНИХ КАБЕЛІВ З ПОЛІМЕРНОЮ ІЗОЛЯЦІЄЮ

Запропонована чисельна розрахункова модель визначення активного опору та індуктивності струмопровідної жили й металевого екрану силових одножильних кабелів коаксіальної конструкції з урахуванням поверхневого ефекту та ефекту близькості в широкому діапазоні частоти. Виконано в залежності від частоти порівняння коефіцієнтів нерівномірності розподілу струму по перетину струмопровідної жили кабелю. Показано, що збільшення товщини мідного екрану призводить до збільшення коефіцієнта нерівномірності розподілу струму по перерізу екрану та активного опору кабелю для частоти 100 кГц при незмінному перерізі струмопровідної жили. Розроблена модель є основою для визначення характеристичного імпедансу силових високовольтних одножильних кабелів в широкому діапазоні частоти, необхідного для встановлення адекватних критеріїв оцінки параметрів високочастотних впливів, критичних для зшитой поліетиленової ізоляції. Бібл. 16, табл. 1, рис. 7.

Ключові слова: силові кабелі, комплексний опір, магнітозв'язані контури, система лінійних алгебраїчних рівнянь, струмопровід, екран, коефіцієнт нерівності розподілу струму.

Предложена численная расчетная модель определения активного сопротивления и индуктивности токопроводящей жилы и экрана силовых одножильных кабелей коаксиальной конструкции с учетом поверхностного эффекта и эффекта близости в широком диапазоне частоты. Выполнено в зависимости от частоты сравнение коэффициентов неравномерности распределения тока по сечению токопровода. Показано, что увеличение толщины медного экрана приводит к увеличению коэффициента неравномерности распределения тока по сечению экрана и активного сопротивления кабеля для частоты 100 кГц при неизменном сечении токопроводящей жилы. Разработанная модель является основой для определения характеристического импеданса силовых высоковольтных одножильных кабелей в широком диапазоне частоты, необходимого для установления адекватных критериев оценки параметров высокочастотных воздействий, критичных для сшитой полиэтиленовой изоляции. Библ. 16, табл. 1, рис. 7.

Ключевые слова: силовые кабели, комплексное сопротивление, магнитосвязанные контуры, система линейных алгебраических уравнений, токопровод, экран, коэффициент неравномерности распределения тока.

Вступ. Високовольтні силові кабелі з термореактивною поліетиленовою ізоляцією є критично важливими компонентами електроенергетичних систем. В їх виробництво вкладається багато інвестицій для забезпечення надійної експлуатації [1-3]. Силовим високовольтним кабелям з ізоляцією на основі зшитого поліетилену напруги 6-500 кВ властиві підвищені значення електричної ємності та знижені значення хвильового опору (характеристичного імпедансу) в порівнянні з кабелями з паперово-просоченою ізоляцією [4-8]. В результаті цього в електричних мережах стає все більше об'єктів, для яких слід очікувати виникнення складних багаточастотних перехідних процесів, які супроводжуються небезпечними перенапруженнями та струмами [5-8]. Значення перенапруги та тривалість перехідного процесу визначаються довжиною кабельної лінії та хвильовим опором силового високовольтного кабелю. Тривалість перехідних процесів становить десятки і сотні мікросекунд, що відповідає частоті таких процесів від одиниць до десятків і сотень кілогерц [9]. Високочастотні складові струму та напруги прискорюють, зокрема, розвиток водних триінгтів в полімерній ізоляції та можуть стати причиною розвитку електричних триінгтів, тобто втрати електричної міцності ізоляції силових високовольтних кабелів [10, 11]. Розробка адекватних критеріїв оцінки параметрів високочастотних впливів, критичних для зшитой поліетиленової ізоляції високовольтних кабелів, ґрунтується на моніторингу стану електричної ізоляції в процесі експлуатації, в тому числі за результатами часової рефлектометрії, для якої необхідні дані щодо комплексного опору струмопровідної жили

та екрану для визначення характеристичного імпедансу силового кабелю [12].

В нормативно-технічній документації наводяться значення опору струмопровідної жили на постійному струмі при температурі 20 °С та індуктивності силового одножильного високовольтного кабелю коаксіальної конструкції в залежності від просторового розташування в трифазній кабельній лінії (трикутником або в плоскості) [2]. Для визначення активного опору жили при протіканні змінного електричного струму частоти 50 Гц наведено математичні вирази, які апроксимують залежність опору внаслідок прояву поверхневого ефекту та ефекту близькості рядом розташованих одножильних кабелів [2, 13].

В [14] представлена аналітична модель розрахунку повздовжнього комплексного опору з урахуванням ефекту близькості для струмопровідної жили та індуктивності жили й металевого екрану без врахування впливу частоти одножильного силового кабелю. В [15] визначена власна індуктивність металевого екрану в припущенні рівномірного розподілу індукованого струму в екрані одножильного силового кабелю.

Таким чином, отримання частотних залежностей активного опору та індуктивності струмопровідних жил й металевих екранів силових високовольтних одножильних кабелів з урахуванням скін-ефекту та ефекту близькості є важливою і актуальною проблемою, яка до останнього часу є недостатньо проробленою.

Мета дослідження полягає у розробці розрахункової моделі комплексного опору високовольтних одножильних силових кабелів коаксіальної конструкції

ції, необхідної для визначення частотних залежностей активного опору та індуктивності струмопровідної жили та металевого екрану з урахуванням поверхневого ефекту та ефекту близькості.

Чисельне визначення активного опору і індуктивності струмопроводу з урахуванням поверхневого ефекту та ефекту близькості. Розіб'ємо струмопровід на ряд паралельних гілок (рис. 1) – ниток струму. Кожна i -а гілка має активний опір R_i і індуктивність L_i , а завдяки магнітному полю пов'язана з j -ю гілкою. Взаємну індуктивність між i -ю та j -ю гілками позначимо як M_{ij} .

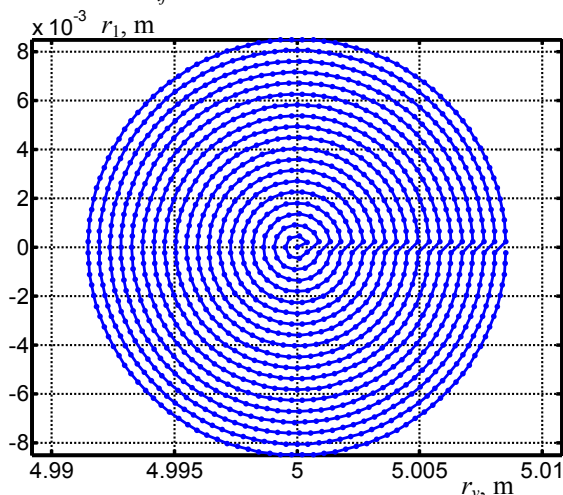


Рис. 1. Схема розташування вузлів по перетину струмопроводу. Перший вузол – в центрі струмопроводу, інші розташовуються радіально. Лінія, що з'єднує вузли, визначає порядок нумерації –проти годинникової стрілки

Припустимо, що в i -й гілці діє джерело змінної електрорушійної сили ЕРС E_i частоти f . Тоді для замкнутого контуру цієї гілки запишемо рівняння Кірхгофа:

$$(R_i + j\omega L_i) \cdot \dot{I}_i + \sum_{j \neq i}^{N_1} (j\omega M_{ij} \cdot \dot{I}_j) = \dot{E}_i, \quad (1)$$

де перший доданок $(R_i + j\omega L_i) \cdot \dot{I}_i$ визначає падіння напруги на активному опорі і власної індуктивності i -ї гілки, а всі інші складові $\sum_{j \neq i}^{N_1} (j\omega M_{ij} \cdot \dot{I}_j)$ – падіння напруги на взаємній індуктивності i -ї гілки з усіма іншими гілками.

У рівнянні (1) міститься N_1 доданків з невідомими струмами паралельних гілок: $I_1, I_2, \dots, I_b, \dots, I_j, \dots, I_N$. Для кожної з N_1 гілок запишемо рівняння, подібне (1). Отримаємо систему лінійних алгебраїчних рівнянь (СЛАР) Кірхгофа:

$$\begin{cases} (R_1 + j\omega L_1) \cdot \dot{I}_1 + \sum_{j \neq 1}^{N_1} (j\omega M_{1j} \cdot \dot{I}_j) = \dot{E}_1; \\ (R_2 + j\omega L_2) \cdot \dot{I}_2 + \sum_{j \neq 2}^{N_1} (j\omega M_{2j} \cdot \dot{I}_j) = \dot{E}_2; \\ \dots \\ (R_{N_1} + j\omega L_{N_1}) \cdot \dot{I}_{N_1} + \sum_{j \neq N_1}^{N_1} (j\omega M_{N_1j} \cdot \dot{I}_j) = \dot{E}_{N_1}. \end{cases} \quad (2)$$

Запишемо СЛАР (2) в матричній формі:

$$\begin{pmatrix} (R_1 + j\omega L_1) & j\omega M_{12} & \dots & j\omega M_{1,N} \\ j\omega M_{21} & (R_2 + j\omega L_2) & \dots & j\omega M_{2,N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ j\omega M_{N,1} & j\omega M_{N,2} & \dots & (R_N + j\omega L_N) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dots \\ \dot{I}_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{E}_1 \\ \dot{E}_2 \\ \dots \\ \dot{E}_N \end{pmatrix} \quad (3)$$

По діагоналі матриці коефіцієнтів СЛАР (3) розташовані власні опори гілок (активні і індуктивні), поза діагоналлю – опори взаємної індуктивності гілок.

В окремому випадку значення ЕРС, що діють в гілках струмопроводу, однакові – \dot{E}_s . Тоді СЛАР (3) набуває вигляду:

$$\begin{pmatrix} (R_1 + j\omega L_1) & j\omega M_{12} & \dots & j\omega M_{1,N} \\ j\omega M_{21} & (R_2 + j\omega L_2) & \dots & j\omega M_{2,N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ j\omega M_{N,1} & j\omega M_{N,2} & \dots & (R_N + j\omega L_N) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dots \\ \dot{I}_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{E}_s \\ \dot{E}_s \\ \dots \\ \dot{E}_s \end{pmatrix} \quad (4)$$

СЛАР (4) дозволяє визначити параметри комплексного опору струмопроводів з урахуванням скін-ефекту і ефекту близькості.

Взаємна індуктивність M_{12} між двома співвісними кільцевими контурами зі струмами розраховується на підставі аналітичної формули [16]:

$$M_{12} = 2\mu\mu_0 \sqrt{r_1 \cdot r_2} \cdot \frac{1}{k} \cdot \left[\left(1 - \frac{k^2}{2}\right) K(k) - E(k) \right], \quad (5)$$

де r_1, r_2 – радіуси струмопроводів (для однофазного силового кабелю коаксіальної конструкції r_1 – радіус струмопровідної жили; r_2 – внутрішній радіус по металевому екрану кабелю відповідно);

$k = \sqrt{\frac{4r_1 r_2}{(r_1 + r_2)^2 + G^2}}$; де G – відстань між площинами

струмопроводів уздовж вісі симетрії; $K(k)$ і $E(k)$ – функції повних еліптичних інтегралів першого та другого роду:

$$K(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\beta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \beta}}; \quad E(k) = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \beta} \cdot d\beta.$$

Власна індуктивність кругового провідника масивного перетину розраховується як взаємна індуктивність між двома ниткоподібними провідниками того ж радіуса, розташованими на відстані G один від іншого.

Для кругового перетину радіуса r середньгеометрична відстань площі кола від самої себе G дорівнює:

$$G = \frac{r}{\sqrt{e}}, \quad (6)$$

де $e = 2,71828\dots$ – основа натуральних логарифмів.

В результаті рішення (4) визначаються струми в гілках I_i і сумарний струм I_Σ всіх паралельних гілок струмопроводу.

Після знаходження сумарного струму всіх паралельних гілок визначаються повний комплексний опір, його активна R і реактивна X_L складові, еквівалентна індуктивність L струмопроводу:

$$\dot{Z} = \frac{\dot{E}_s}{I_\Sigma \cdot 2\pi r_v}, \quad R = \text{Re}(\dot{Z}), \quad X_L = \text{Im}(\dot{Z}), \quad L = \frac{X_L}{\omega}, \quad (7)$$

де r_v – радіус вигину струмопроводу.

Результати чисельного моделювання. Вісь симетрії кільцевого струмопроводу (рис. 1) знаходиться зліва на відстані Z від центру струмопроводу. Обхід вузлів в кожному шарі починається з зовнішнього боку кільцевого струмопроводу, потім проходить по внутрішній стороні і знову повертається на зовнішню. Струм прагне пройти по шляху найменшої довжини (по внутрішній стороні струмопроводу), через що його густина там вище (рис. 1).

На рис. 2 – 4 наведено вплив частоти на розподіл струмів I в гілках N (рис. 2), активний опір R_c (рис. 3), еквівалентну індуктивність L_c (рис. 4) мідної струмопровідної жили силового кабелю перетином 240 мм^2 (рис. 2,а; криві 1 на рис. 3 та рис. 4) і 800 мм^2 (рис. 2,б; криві 2 на рис. 3 та рис. 4) відповідно.

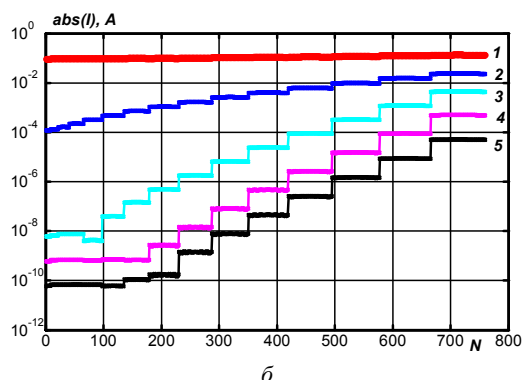
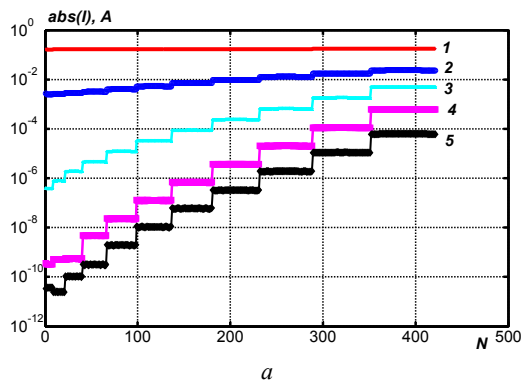


Рис. 2. Вплив частоти на розподіл струму по гілках N силового струмопроводу (крива 1 – частота 50 Гц, крива 2 – 1 кГц, крива 3 – 10 кГц, крива 4 – 100 кГц, крива 5 – 1 МГц)

Зі збільшенням частоти витіснення струму на поверхню струмопроводу зростає. В результаті ефективний опір струмопроводу збільшується (рис. 3).

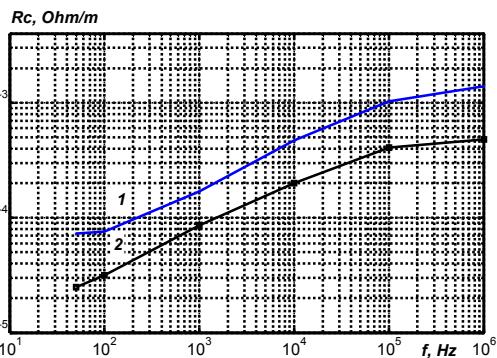


Рис. 3. Частотні залежності активного опору мідного силового струмопроводу

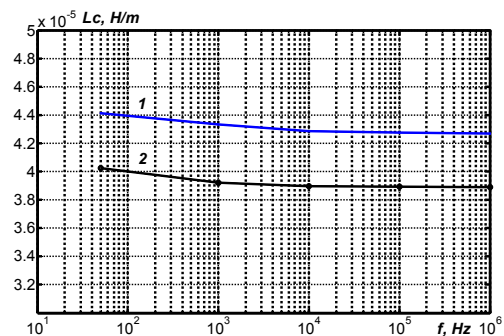


Рис. 4. Частотні залежності еквівалентної індуктивності мідного силового струмопроводу

На рис. 5 представлена схема розташування вузлів по перетину струмопровідної жили і екрану силового одножилкового кабелю коаксимальної конструкції. Результати чисельного розрахунку в залежності від частоти активного опору і індуктивності L силового кабелю напругою 110 кВ з перетином мідної струмопровідної жили 240 мм^2 і товщиною мідного екрану 1 мм наведені на рис. 6, 7 відповідно. Активний опір кабелю R складається з опору струмопровідної жили R_c та металевого екрану R_s : $R = R_c + R_s$. Еквівалентна індуктивність кабелю L включає еквівалентну індуктивність струмопровідної жили L_c , еквівалентну індуктивність екрану L_s та взаємну індуктивність між жилою та екраном.

Збільшення товщини мідного екрану в 3 рази (від 1 до 3 мм) призводить до збільшення коефіцієнта нерівномірності розподілу струму по перетину екрану в 1,25 і 4,48 рази при незмінному значенні коефіцієнта нерівномірності розподілу струму по перетину мідної жили для частоти 1 кГц і 100 кГц відповідно. Для частоти 1 кГц активний опір кабелю з екраном меншої товщини більше в 1,4 рази активного опору кабелю з екраном більшої товщини.

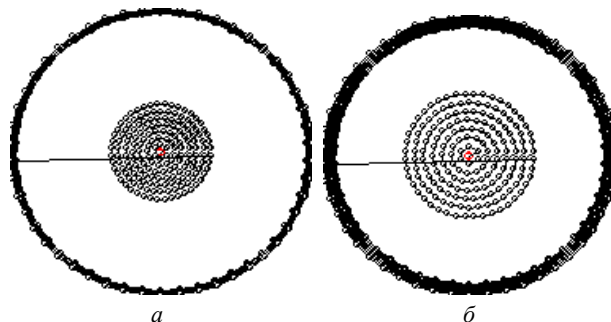


Рис. 5. Схема розташування вузлів по перетину струмопровідної жили і екрану товщиною 1 мм (а) і 3 мм (б)

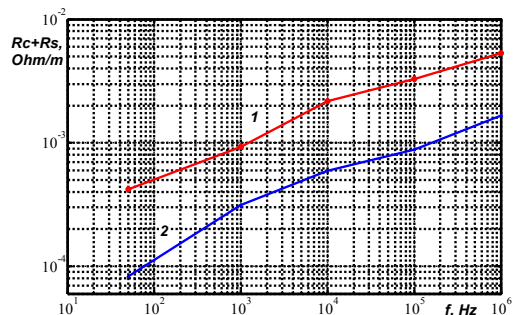


Рис. 6. Частотна залежність активного опору силового кабелю одножилкового виконання напруги 110 кВ

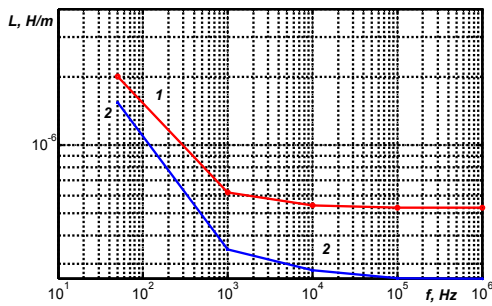


Рис. 7. Частотна залежність еквівалентної індуктивності силового кабелю одножильного виконання напруги 110 кВ

Перевірка достовірності результатів чисельних розрахунків виконана на підставі порівняння коефіцієнтів нерівномірності розподілу струму, обумовленого скін-ефектом і ефектом близькості, по перетину струмопроводу.

Перший коефіцієнт K_f обчислюється через ставлення потужностей тепловиділення при змінному та постійному струмі. Потужність тепловиділення при змінному струмі визначається сумарною потужністю тепловиділення паралельних гілок з урахуванням перерозподілу струму по перетину струмопровідної жили. Потужність тепловиділення при постійному струмі визначається рівномірним розподілом струму по перетину струмопровідної жили.

Другий коефіцієнт K_R обчислюється через ставлення опорів струмопроводу на змінному і постійному струмах.

У табл. 1 наведено порівняльний аналіз коефіцієнтів нерівномірності розподілу струму по перетину струмопровідних мідних жил. Результати розрахунків – ідентичні.

Таблиця 1
Порівняльний аналіз коефіцієнтів нерівномірності розподілу струму по перетину струмопроводу

| Частота, Гц | Переріз мідного струмопроводу 240 мм ² | | Переріз мідного струмопроводу 800 мм ² | |
|-------------|---|---------|---|---------|
| | K_f | K_R | K_f | K_R |
| 50 | 1,0156 | 1,0156 | 1,1546 | 1,1545 |
| 100 | 1,0605 | 1,0605 | 1,4598 | 1,4598 |
| 1000 | 2,3581 | 2,3581 | 3,9658 | 3,9655 |
| 10000 | 6,5865 | 6,5865 | 9,2692 | 9,2686 |
| 100000 | 14,3079 | 14,3079 | 19,4337 | 19,4337 |
| 1000000 | 19,4332 | 19,4332 | 22,2853 | 22,2836 |

Висновки.

Вперше запропоновано розрахункову чисельну модель для визначення комплексного опору високовольтних силових одножильних кабелів із полімерною ізоляцією, що дозволяє визначити активний опір і індуктивність як струмопровідної жили, так і мідного екрану, з урахуванням скін-ефекту і ефекту близькості.

Розроблена модель є основою для визначення характеристичного імпедансу силових високовольтних одножильних кабелів в широкому діапазоні частот, необхідного для встановлення адекватних критеріїв оцінки параметрів високочастотних впливів, критичних для зшитої поліетиленової ізоляції.

На основі запропонованої розрахункової чисельної моделі може бути розроблена відповідна методика

для визначення частотних залежностей активного опору і індуктивності силового одножильного кабелю коаксіальної конструкції, яка може бути основою для підвищення точності математичного моделювання перехідних процесів в кабельних лініях, що виникають при однофазних замиканнях на землю та інших комутаціях в електричних мережах при двосторонньому заземленні екрану.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией на сверхвысокие напряжения. – К.: Институт электродинамики НАНУ, 2013. – 552 с.
2. XLPE-insulated power cables for voltages from 45 kV up to 330 kV. PJSC Yuzhicable Works, Kharkiv. Режим доступу: <https://yuzhicable.com.ua/wp-content/uploads/2018/03/Catalogue-XLPE-cables-45-330-kV.pdf> (Дата звернення: 13.05.2020).
3. Bezprozvannykh G.V., Zolotaryov V.M., Antonets Y.A. High voltage cable systems with integrated optical fiber for monitoring cable lines. 2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), 2020, pp. 407-410. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250174>.
4. Wang H., Cao J., He Z., Yang J., Han Z., Chen G. Research on Overvoltage for XLPE Cable in a Modular Multilevel Converter HVDC Transmission System. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, vol. 31, no. 2, pp. 683-692. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2015.2469595>.
5. Li J., Xu L., Chen X., Zhao A., Liu J., Zhao X., Deng J., Zhang G. Analysis of statistical and frequency characteristics of transient overvoltage of hybrid cable-OHL lines. 2018 China International Conference on Electricity Distribution (CICED), 2018, pp. 2650-2654. doi: <https://doi.org/10.1109/CICED.2018.8592463>.
6. Olsen R.G. Propagation along overhead transmission lines with multiply grounded shield wires. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, vol. 32, no. 2, pp. 789-798. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2016.2561977>.
7. Zhao H., Zhang W., Wang Y. Characteristic Impedance Analysis of Medium-Voltage Underground Cables with Grounded Shields and Armors for Power Line Communication. Electronics, 2019, vol. 8, no. 5, p. 571. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics8050571>.
8. Meng J., Wang W., Tang X., Xu X. Zero-sequence voltage trajectory analysis for unbalanced distribution networks on single-line-to-ground fault condition. Electric Power Systems Research, 2018, vol. 161, pp. 17-25. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epr.2018.03.024>.
9. Varetsky Y. Overvoltages in MV industrial grid under ground faults. Energy Engineering and Control Systems, 2019, vol. 5, no. 2, pp. 75-80. doi: <https://doi.org/10.23939/jeecs2019.02.075>.
10. Беспрозванных А.В., Кессаев А.Г., Щерба М.А. Частотная зависимость тангенса угла диэлектрических потерь от степени увлажнения полиэтиленовой изоляции кабелей. Технічна електродинаміка, 2016, № 3, С. 18-24. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.018>.
11. Zhu G., Zhou K., Gong W., He M., Kong J., Li K. Inhibition of rejuvenation liquid on trees in XLPE cables under switching impulse voltages. Energies, 2019, vol. 12, no. 11, p. 2133. doi: <https://doi.org/10.3390/en12112133>.
12. Papazyan R. Concepts for market-based MV cable operations and maintenance using insulation parameters measurements. 2020 12th Electrical Engineering Faculty Conference (BulEF), 2020, pp. 1-5, doi: <https://doi.org/10.1109/BulEF51036.2020.9326055>.
13. IEC 60287-1-1. 2006. Electric cables – Calculation of the current rating - Part 1-1: Current rating equations (100 % load factor) and calculation of losses – General. – 65 p.

14. Aloui T., Amar F.B., Abdallah H.H. Fault prelocalization of underground single-phase cables: Modeling and simulation. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2019, vol. 44, no. 1, pp. 514-519. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2012.07.067>.

15. Розов В.Ю., Ткаченко О.О., Ерисов А.В., Гринченко В.С. Аналитический расчет магнитного поля трехфазных кабельных линий при двухстороннем замыкании собственных экранов кабелей. *Технічна електродинаміка*, 2017, № 2, С. 13-18. doi: <http://doi.org/10.15407/techned2017.02.013>.

16. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 487 с.

REFERENCES

1. Shidlovsky A.K., Shcherba A.A., Zolotarev V.M., Podoltsev A.D., Kucheryavaya I.N. *Kabeli s polimernoj izolatsiei na sverkhvysokie napriazheniia* [EHV cables with polymer insulation]. Kyiv, Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine Publ., 2013. 552 p. (Rus).

2. XLPE-insulated power cables for voltages from 45 kV up to 330 kV. PJSC Yuzhicable Works, Kharkiv. Available at: <https://yuzhcable.com.ua/wp-content/uploads/2018/03/Catalogue-XLPE-cables-45-330-kV.pdf> (accessed 13 May 2020).

3. Bezprozvannykh G.V., Zolotaryov V.M., Antonets Y.A. High voltage cable systems with integrated optical fiber for monitoring cable lines. *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2020, pp. 407-410. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250174>.

4. Wang H., Cao J., He Z., Yang J., Han Z., Chen G. Research on Overvoltage for XLPE Cable in a Modular Multilevel Converter HVDC Transmission System. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2016, vol. 31, no. 2, pp. 683-692. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2015.2469595>.

5. Li J., Xu L., Chen X., Zhao A., Liu J., Zhao X., Deng J., Zhang G. Analysis of statistical and frequency characteristics of transient overvoltage of hybrid cable-OHL lines. *2018 China International Conference on Electricity Distribution (CICED)*, 2018, pp. 2650-2654. doi: <https://doi.org/10.1109/CICED.2018.8592463>.

6. Olsen R.G. Propagation along overhead transmission lines with multiply grounded shield wires. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2017, vol. 32, no. 2, pp. 789-798. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2016.2561977>.

7. Zhao H., Zhang W., Wang Y. Characteristic Impedance Analysis of Medium-Voltage Underground Cables with Grounded Shields and Armors for Power Line Communication. *Electronics*, 2019, vol. 8, no. 5, p. 571. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics8050571>.

8. Meng J., Wang W., Tang X., Xu X. Zero-sequence voltage trajectory analysis for unbalanced distribution networks on single-line-to-ground fault condition. *Electric Power Systems Research*, 2018, vol. 161, pp. 17-25. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2018.03.024>.

9. Varetsky Y. Overvoltages in MV industrial grid under ground faults. *Energy Engineering and Control Systems*, 2019, vol. 5, no. 2, pp. 75-80. doi: <https://doi.org/10.23939/jeecs2019.02.075>.

10. Bezprozvannykh A.V., Kessaev A.G., Shcherba M.A. Frequency dependence of dielectric loss tangent on the degree of humidification of polyethylene cable insulation. *Technical Electrodynamics*, 2016, no. 3, pp. 18-24. (Rus). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.018>.

11. Zhu G., Zhou K., Gong W., He M., Kong J., Li K. Inhibition of rejuvenation liquid on trees in XLPE cables under switching impulse voltages. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 11, p. 2133. doi: <https://doi.org/10.3390/en12112133>.

12. Papazyan R. Concepts for market-based MV cable operations and maintenance using insulation parameters measurements. *2020 12th Electrical Engineering Faculty Conference (BulEF)*, 2020, pp. 1-5, doi: <https://doi.org/10.1109/BulEF51036.2020.9326055>.

13. IEC 60287-1-1. 2006. *Electric cables – Calculation of the current rating - Part 1-1: Current rating equations (100 % load factor) and calculation of losses – General*. – 65 p.

14. Aloui T., Amar F.B., Abdallah H.H. Fault prelocalization of underground single-phase cables: Modeling and simulation. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2019, vol. 44, no. 1, pp. 514-519. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2012.07.067>.

15. Rozov V.Y., Tkachenko O.O., Yerisov A.V., Grinchenko V.S. Analytical calculation of magnetic field of three-phase cable lines with two-point bonded shields. *Technical Electrodynamics*, 2017, no. 2, pp. 13-18. (Rus). doi: <http://doi.org/10.15407/techned2017.02.013>.

16. Kалантаров П.Л., Тсейтлин Л.А. *Raschet induktivnostei* [Inductance calculations]. Leningrad, Energoatomizdat Publ., 1986. 487 p. (Rus).

Надійшла (Received) 14.04.2021

Прийнята (Accepted) 22.05.2021

Опублікована (Published) 25.06.2021

Безprozvannykh Ганна Вікторівна¹, д.т.н., проф.,

Костюков Іван Олександрович¹, к.т.н., докторант,

¹ Національний технічний університет

«Харківський політехнічний інститут»,

61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,

e-mail: bezprozvannykh@kpi.kharkov.ua (Corresponding author),

iakostiukow@gmail.com

G.V. Bezprozvannykh¹, I.A. Kostukov¹

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

A calculation model for determination of impedance of power high voltage single-core cables with polymer insulation.

Introduction. The wave parameters of power cables with polymer insulation differ significantly from the parameters of overhead lines and power transformers. As a result, there are more and more objects in electrical networks for which the occurrence of complex multi frequency transients, accompanied by dangerous overvoltages, should be expected. **Purpose.** To develop a computational model of the complex impedance of high-voltage single-core power cables of coaxial design required to determine the frequency dependencies of the active resistance and inductance of the conductive core and metal shield, taking into account the surface effect and proximity effect. **Methodology.** The method is based on solving a system of linear algebraic Kirchhoff equations (SLAE) for magnetically coupled contours. SLAE can be used to calculate conductors taking into account the skin effect and proximity effect. **Practical value.** The developed model is the basis for determining the characteristic impedance of high-voltage single-core power cables in a wide range of frequencies required to establish adequate criteria for evaluating the parameters of high-frequency effects critical for cross linked polyethylene insulation. References 16, table 1, figures 7.

Key words: power cables, complex resistance, magnetically coupled circuits, system of linear algebraic equations, conductor, screen, coefficient of irregularity of current distribution.

N. Belbachir, M. Zellagui, S. Settoul, C. Z. El-Bayeh, B. Bekkouche

SIMULTANEOUS OPTIMAL INTEGRATION OF PHOTOVOLTAIC DISTRIBUTED GENERATION AND BATTERY ENERGY STORAGE SYSTEM IN ACTIVE DISTRIBUTION NETWORK USING CHAOTIC GREY WOLF OPTIMIZATION

Goal. The integration of photovoltaic distributed generations in the active distribution network has raised quickly due to their importance in delivering clean energy, hence, participating in solving various problems as climate change and pollution. Adding the battery energy storage systems would be considered as one of the best choices in giving solutions to the mentioned issues due to its characteristics of quick charging and discharging, managing the quality of power, and fulfilling the peak of energy demand. **The novelty** of the proposed work is the development of new multi-objective functions based on the sum of the three technical parameters of total active power loss, total voltage deviation, and total operation time of the overcurrent protection relay. **Purpose.** This paper is dedicated for solving the allocation problem of hybrid photovoltaic distributed generation and battery energy storage systems integration in the standard IEEE 33-bus and IEEE 69-bus active distribution networks. **Methodology.** The optimal integration of the hybrid systems is formulated as minimizing the proposed multi-objective functions by applying a newly developed metaheuristic technique based on various chaotic grey wolf optimization algorithms. The applied optimization algorithms are becoming increasingly popular due to their simplicity, lack of gradient information needed, ability to bypass local optima, and versatility in power system applications. **Results.** The simulation results of both test systems confirm the robustness and efficiency of the chaotic logistic grey wolf optimization algorithm compared to the rest of the algorithms in terms of convergence to the global optimal solution and in terms of providing the best and minimum multi-objective functions-based power losses, voltage deviation and relay operation time values. **Practical significance.** Recommendations have been developed for the use of optimal allocation of hybrid systems for practical industrial distribution power systems with the renewable energy sources presence. References 32, tables 4, figures 9.

Key words: photovoltaic distributed generation, battery energy storage system, active distribution network, optimal integration, multi-objective functions, chaotic grey wolf optimization algorithm.

Мета. Інтеграція фотоелектричної розподіленої генерації в активну розподільчу мережу швидко зростає завдяки її важливості для доставки чистої енергії, отже, участі у вирішенні різних проблем, таких як зміна клімату та забруднення. Додавання акумуляторних систем накопичення енергії може бути розглянуто як один з найкращих варіантів вирішення зазначених питань завдяки своїм характеристикам швидкої зарядки та розрядки, управління якістю енергії та задоволення піку енергетичних потреб. **Новизна** запропонованої роботи полягає у розробці нових багатокільових функцій на основі суми трьох технічних параметрів сумарних втрат активної потужності, загальних відхилень напруги та загального часу спрацьовування реле захисту від перевантаження по струму. **Мета.** Стаття присвячена вирішенню проблеми розподілу гібридних фотоелектричних розподілених систем генерації та інтеграції систем накопичення енергії в стандартні активні розподільчі мережі з 33-шинами IEEE та 69-шинами IEEE. **Методологія.** Оптимальна інтеграція гібридних систем сформульована як мінімізація запропонованих багатокільових функцій шляхом застосування нещодавно розробленої метаевристичної методики, заснованої на різних хаотичних алгоритмах оптимізації сірого вовка. Застосовані алгоритми оптимізації стають дедалі популярнішими завдяки своїй простоті, відсутності необхідної інформації щодо градієнту, можливості обходу локальних оптимумів та універсальності в застосуваннях щодо енергосистеми. **Результати.** Результати моделювання обох тестових систем підтверджують надійність та ефективність хаотичного логістичного алгоритму оптимізації сірого вовка в порівнянні з іншими алгоритмами з точки зору збіжності до глобального оптимального розв'язання та з точки зору забезпечення найкращих і мінімальних багатокільових функцій на основі втрат потужності, відхилень напруги та значень часу спрацьовування реле. **Практичне значення.** Розроблено рекомендації щодо використання оптимального розподілу гібридних систем для реальних промислових розподільчих енергосистем із наявністю відновлюваних джерел енергії. Бібл. 32, табл. 4, рис. 9.

Ключові слова: фотоелектрична розподілена генерація, акумуляторна система накопичення енергії, активна розподільна мережа, оптимальна інтеграція, багатокільові функції, хаотичний алгоритм оптимізації сірого вовка.

1. Introduction. In the last years, the penetration of Renewable Energy Sources (RES) in the Active Distribution Network (ADN) has rapidly increased to address the problems of climate change and pollution. Photovoltaic Distributed Generation (PVDG) often uses ADN to access many RESs for their benefits in pollution reduction, voltage profile enhancement, and power loss reduction. However, large-scale PVDG sources in the ADN variations, on the other hand, may cause voltage fluctuations in power supply systems, resulting in a loss of the quality of power and some other issues that have sparked widespread concern. Additionally, increasing PV penetration in the future could pose a serious threat to the utility ADN reliability and stability.

The Battery Energy Storage Systems (BESS) has emerged as one of most successful solutions for dealing

with these issues [1]. The BESS has become a popular method of smoothing active power variations of distribution grid connected PVDG sources at the common coupling point in recent years. The BESS enables quick charging and discharging, enhancing the versatility of ADN, especially those with multiple PVDG sources. In practice, the BESS provides ADN with a variety of services in several countries [2].

Recently, various researchers have been dedicated to develop an advanced solution that identifies the best locations and sizes for PVDGs and BESSs units to improve ADN operation and planning problems, as applying the Mixed Integer Linear Programming (MILP) to reduce the total cost of energy in ADN [3, 4], and MILP algorithm while considering the environmental and

© N. Belbachir, M. Zellagui, S. Settoul, C. Z. El-Bayeh, B. Bekkouche

economic aspects [5]. Stochastic Mixed Integer Linear Programming (SMILP) for overall network cost minimization with ADN reconfiguration [6], and the Mixed-Integer Second-Order Cone Program (MISOCP) to minimize real-time energy gap with uncertainties [7], and also using MISOCP to reduce the total cost's operation and BESS cost's investment considering soft open points of ADN [8]. Dynamic programming optimization algorithm to maximize the renewable DG consumption and BESS benefits [9]. Applying Genetic Algorithm (GA) for active power losses minimization [10], and applying GA for minimizing the BESS total cost, also the yearly cost of voltage-sag events [11], also GA for reducing the total net present value from BESS deployment over a specified planning horizon [12], and applied multi-player distributed optimization game algorithm to maximize the cost and benefits of BESS [13].

Applied Differential Evolutionary (DE) algorithm for minimizing the investment and maintenance costs considering time-varying load model [14]. Implantation of the Group Search Optimizer (GSO) algorithm to minimize the system stability index of ADN [15], Modified Bat Algorithm (MBA) for minimizing the system's total cost with various irradiances at different days [16], Hybrid Gravity Search Algorithm (HGSA) for reducing the BESS daily cost of maintenance and operation also its initial investment [17], used Teaching-Learning-Based Optimization (TLBO) algorithm for minimization of life cycle cost and gas emissions [18], Whale Optimization Algorithm (WOA) for reducing the ADN's power losses [19], Particle Swarm Optimization (PSO) algorithm for reducing the active power loss and the node voltages deviation indices with the dynamic hourly reconfiguration of ADN [20], Natural Aggregation Algorithm (NAA) for minimizing the investment and operation cost of the system, and the BESS's residual value [21], Harris Hawks Optimization (HHO) algorithm to minimize the sum of the bus voltage deviation and active power losses [22]. Recently in 2021, applied Simulated Annealing (SA) algorithm for utility profit maximization from energy arbitrage [23].

This paper has applied a new recent meta-heuristic which called the Grey Wolf Optimizer (GWO); an optimization algorithm inspired based on the hunting behavior of grey wolves that lives in wild nature [24]. The principal defies of GWO that it is easy to fall into the local optimum. Owing to the ergodicity of chaos, in this paper is included the theory of chaos into the GWO algorithm to strengthen its performance [25].

Practically, the operational objectives are conflicting in nature. Hence, the problem of allocating PVDG and BESS becomes a complex multi-objective function problem that optimizes multiple conflicting objectives. In this paper, an allocation problem of hybrid PVDG-BESS systems is formulated to minimize the Multi-Objective Functions (MOF) which can be solved by the various versions of Chaotic Grey Wolf Optimization (CGWO) algorithms.

2. Mathematical problem formulation.

2.1. Multi-objective functions. In this paper, aim to optimally locate and size the hybrid PVDG and BESS sources into ADN, by minimizing simultaneously the technical parameters of Total Active Power Loss (TAPL),

Total Voltage Deviation (TVD), and Total Operation Time (TOT) of Non-Standard Overcurrent Relay (NS-OCR), which is based on new time-current-voltage tripping characteristic

$$MOF = \text{Minimize} \sum_{i=1}^{N_{bus}} \sum_{j=2}^{N_{bus}} \sum_{i=1}^{N_R} [TAPL_{i,j} + TVD_j + TOT_i]. \quad (1)$$

Starting by, the TAPL of the distribution line, that can be expressed by [26, 27]

$$TAPL_{i,j} = \sum_{i=1}^{N_{bus}} \sum_{j=2}^{N_{bus}} APL_{i,j}, \quad (2)$$

$$APL_{i,j} = \alpha_{ij} (P_i P_j + Q_i Q_j) + \beta_{ij} (Q_i P_j + P_i Q_j), \quad (3)$$

$$\alpha_{ij} = \frac{R_{ij}}{V_i V_j} \cos(\delta_i - \delta_j), \quad (4)$$

$$\beta_{ij} = \frac{R_{ij}}{V_i V_j} \sin(\delta_i + \delta_j), \quad (5)$$

where R_{ij} is the line resistance; N_{bus} is the bus number; (δ_i, δ_j) and (V_i, V_j) are angles and voltages, respectively; (P_i, P_j) and (Q_i, Q_j) demonstrate active and reactive powers, respectively.

The second term is the TVD, which is defined as [28, 29]

$$TVD_j = \sum_{j=2}^{N_{bus}} |1 - V_j|. \quad (6)$$

The final term, the TOT of NS-OCR, which is defined as [30]

$$TOT_i = \sum_{i=1}^{N_R} T_i, \quad (7)$$

$$T_i = \left(\frac{1}{e^{(1-V_{FM})}} \right)^K TDS_i \left(\frac{A}{M_i^B - 1} \right), \quad (8)$$

$$M_i = \frac{I_F}{I_P}, \quad (9)$$

where T_i is the operation time of relay; TDS is the time dial setting; M is the multiple of pickup current and V_{FM} represent the fault voltage magnitude; I_F and I_P represent the fault and the pickup current, respectively; A , B , and K are the constants of relay, set to 0.14, 0.02, and 1.5, respectively; N_R is the number of overcurrent relays.

2.2. Equality constraints can be expressed by the balanced powers equations

$$P_G + P_{PVDG} + P_{BESS} = P_D + APL, \quad (10)$$

$$Q_G = Q_D + RPL, \quad (11)$$

where (Q_G, P_G) represent the total reactive and active power from the generator; (Q_D, P_D) represent the total reactive and active power of the load; (RPL, APL) are the reactive and active power loss, respectively; P_{PVDG} and P_{BESS} are the output powers generated from PVDG and BESS, respectively.

2.3. Distribution line constraints would be given as inequality constraints

$$V_{\min} \leq |V_i| \leq V_{\max}, \quad (12)$$

$$|1 - V_j| \leq \Delta V_{\max}, \quad (13)$$

$$|S_{ij}| \leq S_{\max}, \quad (14)$$

where V_{\min} , V_{\max} are minimum and maximum of bus voltage limits; ΔV_{\max} is the maximum of voltage drop limits; S_{ij} is the apparent power in the distribution line and S_{\max} is the maximum of apparent power.

2.4. PVDG-BESS units constraints can be expressed as follow

$$P_{PVDG}^{\min} \leq P_{PVDG} \leq P_{PVDG}^{\max}, \quad (15)$$

$$P_{BESS}^{\min} \leq P_{BESS} \leq P_{BESS}^{\max}, \quad (16)$$

$$\sum_{i=1}^{N_{PVDG}} P_{PVDG}(i) \leq \sum_{i=1}^{N_{bus}} P_D(i), \quad (17)$$

$$\sum_{i=1}^{N_{BESS}} P_{BESS}(i) \leq \sum_{i=1}^{N_{bus}} P_D(i), \quad (18)$$

$$2 \leq PVDG_{Position} \leq N_{bus}, \quad (19)$$

$$2 \leq BESS_{Position} \leq N_{bus}, \quad (20)$$

$$N_{PVDG} \leq N_{PVDG,max}, \quad (21)$$

$$N_{BESS} \leq N_{BESS,max}, \quad (22)$$

$$n_{PVDG,i} / Location \leq 1, \quad (23)$$

$$n_{BESS,i} / Location \leq 1, \quad (24)$$

where P_{PVDG}^{\min} , P_{BESS}^{\min} are the minimum of output power injected by PVDG and BESS, respectively; P_{PVDG}^{\max} , P_{BESS}^{\max} are the maximum of output power injected by PVDG, and BESS, respectively; N_{PVDG} , N_{BESS} are the PVDG and BESS units' number, respectively; n_{BESS} , n_{PVDG} are the locations of PVDG and BESS units at bus i .

3. Chaotic grey wolf optimization. As long as the GWO algorithm could not always perform that well in identifying global optimal results, CGWO algorithm was developed basing on introducing chaos (chaotic maps) in GWO algorithm itself in order to improve its efficiency by generating random numbers.

3.1. Grey wolf optimizer. The GWO is an algorithm evolved by Mirjalili [24], basing on the inspiration from the leadership hierarchy behaviours and the grey wolves hunt mechanism in wild nature, where it begins the process of optimization by initiating a plant of candidate solutions randomly.

The three best candidate solutions in each iteration, are assumed as alpha, beta, and delta wolves, who take the lead toward to promising search space regions. The rest of grey wolves are considered as omega and need to encircle alpha, beta, and delta to find better solutions. The mathematical formulation of omega wolves is expressed as [24, 31].

Encircling prey: grey wolves encircle prey during the hunt. The mathematical model expressed as follows:

$$\vec{D} = |\vec{C} \cdot \vec{X}_p(t) - \vec{X}(t)|, \quad (25)$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}_p(t) - \vec{A} \cdot \vec{D}, \quad (26)$$

where \vec{A} and \vec{C} designate the coefficient vectors; t designates the current iteration; \vec{X}_p is the best solution's position vector obtained so far; \vec{X} is the vector of position.

The vectors \vec{A} and \vec{C} can be calculated using these equations

$$\vec{A} = 2 \cdot \vec{a} \cdot \vec{r} - \vec{a}, \quad (27)$$

$$\vec{C} = 2 \cdot \vec{r}, \quad (28)$$

where a is the decreased linearly from 2 to 0 over the iterations course (in exploration and exploitation phases); \vec{r} is the vector randomly initiated with uniform distribution between 0 and 1.

Hunting: in GWO, it is supposed that alpha (α), beta (β), and gamma (δ) have better knowledge about the prey's potential location, the three best solutions obtained firstly so far are saved and obligate the other search agents (including the omegas) to update their positions according to the best search agent's position

$$\vec{D}_\alpha = |\vec{C}_1 \cdot \vec{X}_\alpha - \vec{X}|, \quad (29)$$

$$\vec{D}_\beta = |\vec{C}_2 \cdot \vec{X}_\beta - \vec{X}|, \quad (30)$$

$$\vec{D}_\delta = |\vec{C}_3 \cdot \vec{X}_\delta - \vec{X}|, \quad (31)$$

$$\vec{X}_1 = \vec{X}_\alpha - \vec{A}_1 \cdot (\vec{D}_\alpha), \quad (32)$$

$$\vec{X}_2 = \vec{X}_\beta - \vec{A}_2 \cdot (\vec{D}_\beta), \quad (33)$$

$$\vec{X}_3 = \vec{X}_\delta - \vec{A}_3 \cdot (\vec{D}_\delta), \quad (34)$$

$$\vec{X}(t+1) = \frac{\vec{X}_1 + \vec{X}_2 + \vec{X}_3}{3}. \quad (35)$$

3.2. Chaotic maps. The various chaotic maps [32] used are represented by their mathematical equations:

a. *Chaotic Gauss:*

$$x_{k+1} = \begin{cases} 1 & x_k = 0 \\ \frac{1}{\text{mod}(x_k, 1)} & \text{otherwise} \end{cases}. \quad (36)$$

b. *Chaotic Singer:*

$$x_{k+1} = 1.07(7.86x_k - 23.31x_k^2 + 28.75x_k^3 - 13.302875x_k^4). \quad (37)$$

c. *Chaotic Tent:*

$$x_{k+1} = \begin{cases} \frac{x_k}{0.7} & , x_k < 0.7 \\ \frac{10}{3}(1-x_k) & , x_k \geq 0.7 \end{cases}. \quad (38)$$

d. *Chaotic Sine:*

$$x_{k+1} = \frac{a}{4} \sin(\pi x_k), \quad a = 4. \quad (39)$$

e. *Chaotic Logistic:*

$$x_{k+1} = ax_k(1-x_k), \quad a = 4. \quad (40)$$

4. Simulation and analysis results. The various algorithms were tested on the standards test system IEEE 33-bus and 69-bus ADNs represented in Fig. 1, which comprised active and reactive powers of 3715 kW and 2300 kVar for the first system, 3790 kW and 2690 kVar for the second system. Also, under a nominal voltage equal to 12.66 kV for both systems. Where every one of systems' buses, would be protected by a NS-OCR. In general, it is calculated 32 NS-OCRs for the first system and 68 NS-OCRs for the second system.

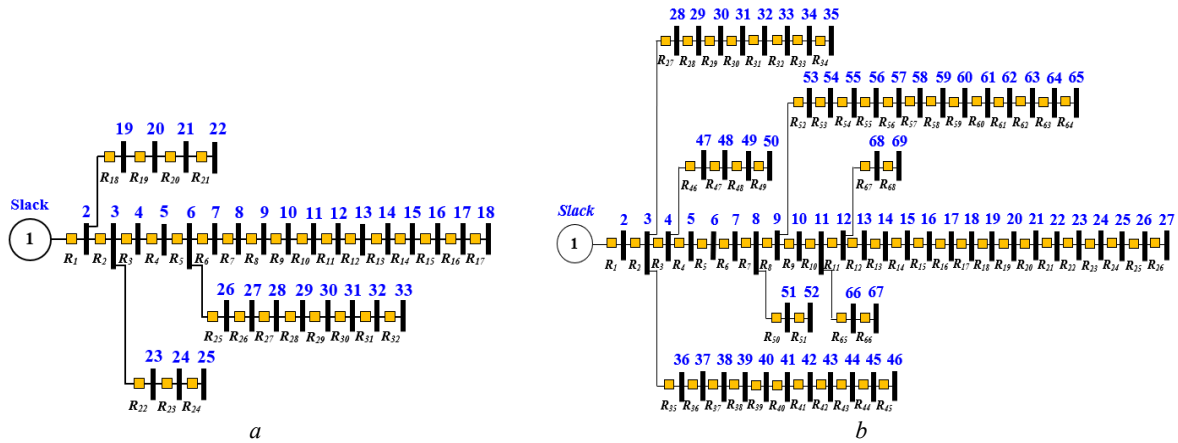


Fig. 1. Single diagram of test systems: *a* – IEEE 33-bus; *b* – IEEE 69-bus

Figures 2, 3 demonstrate the curves of convergence of the applied CGWO algorithms for both cases of

optimal PVDG and hybrid PVDG-BESS installation in both test systems ADNs.

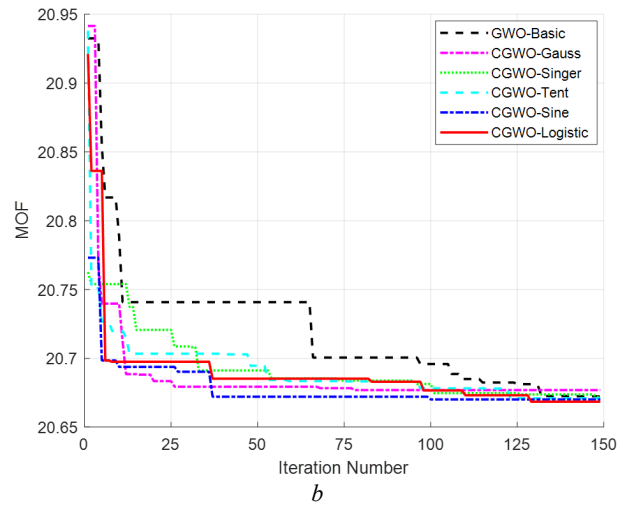
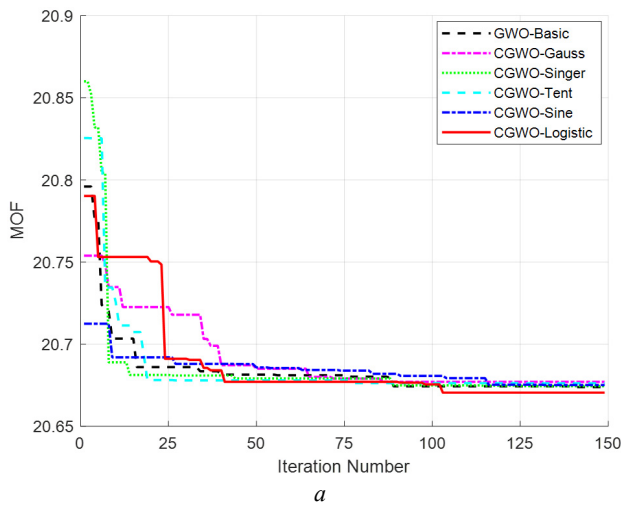


Fig. 2. Convergence curves of different CGWO algorithms for the IEEE 33-bus: *a* – PVDG; *b* – PVDG-BESS

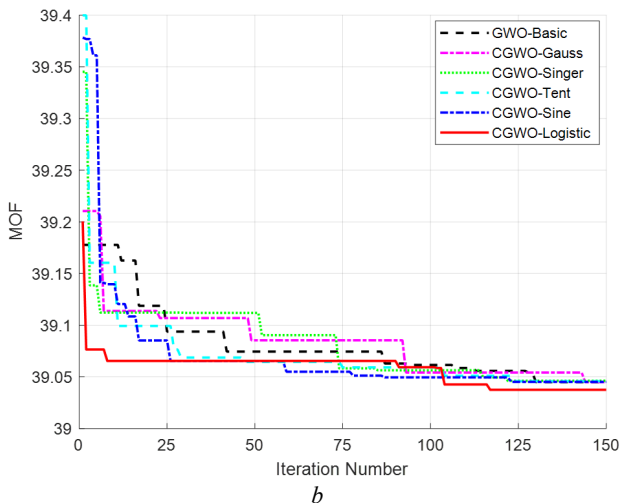
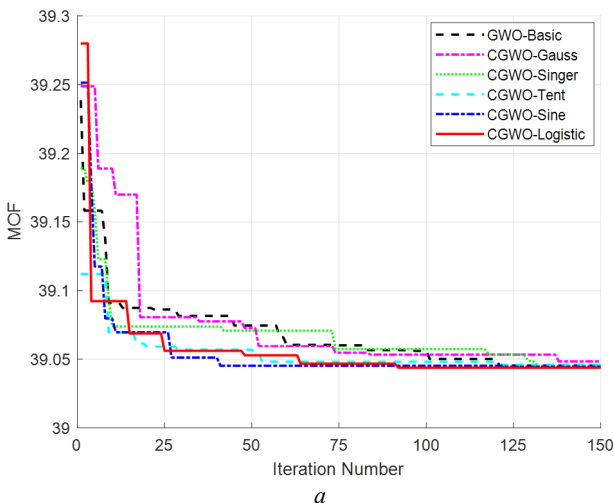


Fig. 3. Convergence curves of different CGWO algorithms for the IEEE 69-bus: *a* – PVDG; *b* – PVDG-BESS

By doing the analysis of both convergence curves, also for a maximum iterations' number equal to 150, it can be noted that the CGWO_Logistic delivered the best minimization of MOF results for both cases of PVDG and hybrid PVDG-BESS presence in both test system ADNs,

comparing to the other algorithms.

For the case of only PVDG integration, the MOF got minimized by the CGWO_Logistic algorithm until 20.670 for the first test system ADN, and until 39.043 for the second system ADN.

For the case of hybrid PVDG-BESS, the MOF got minimized by the CGWO_Logistic algorithm until 20.668 for the first system, while for the second system it got minimized until 39.037, with noticing a late convergence characteristic in both cases studies for the two test systems which were in general, more than 100 iterations for all cases studies, except for the case of PVDG integration in second test system, where the

CGWO_Logistic algorithm converges around 85 iterations to attain the best solution.

Figures 4, 5 illustrate the MOF boxplot results of the different applied CGWO algorithms after 20 runs in each of them, for both cases studies of optimal PVDG and hybrid PVDG-BESS integration, respectively in the two test systems ADNs.

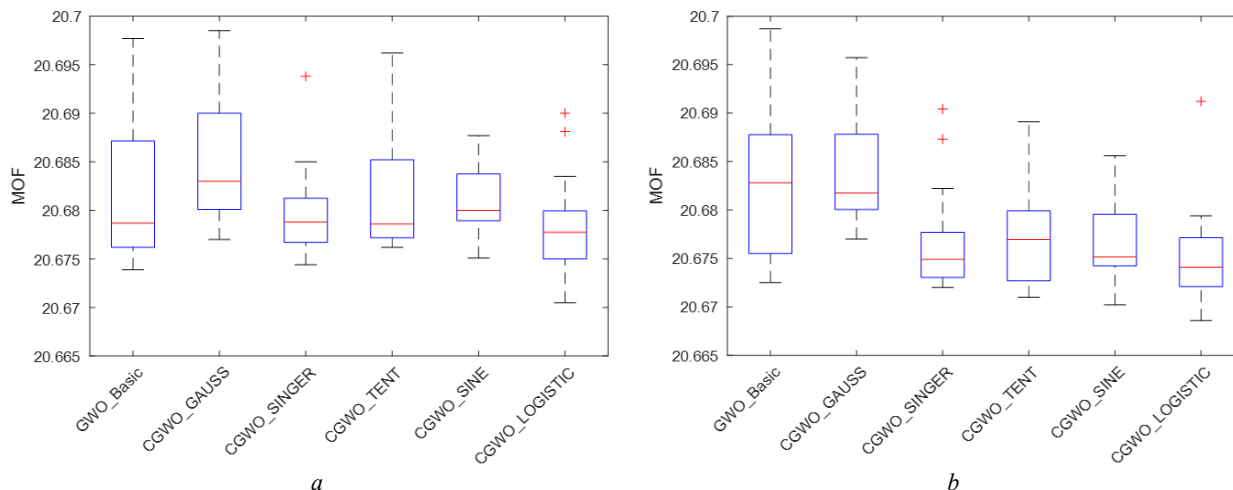


Fig. 4. Boxplot of CGWO algorithms for the IEEE 33-bus: *a* – PVDG; *b* – PVDG-BESS

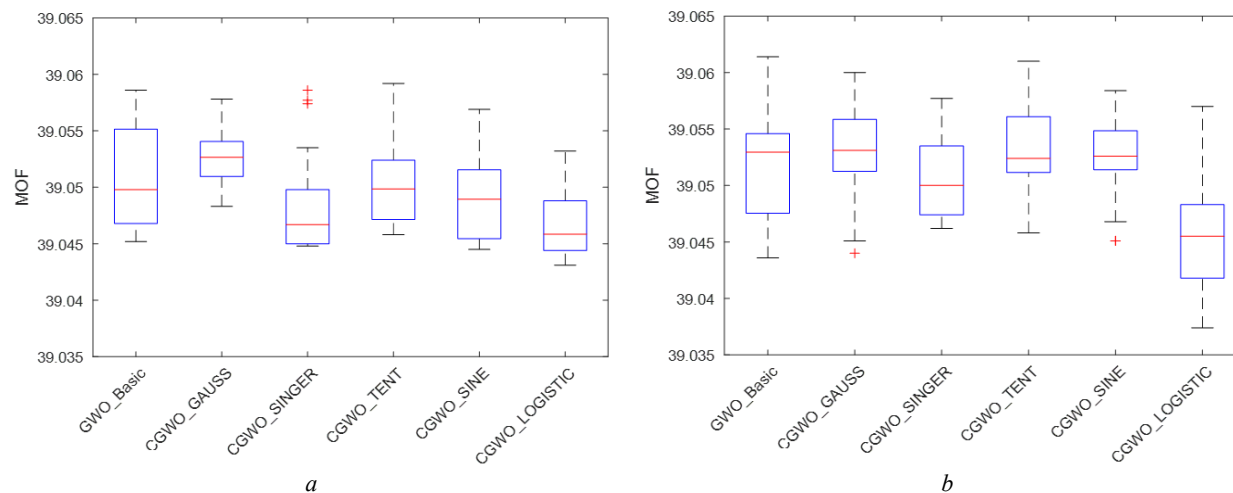


Fig. 5. Boxplot of CGWO algorithms for the IEEE 69-bus: *a* – PVDG; *b* – PVDG-BESS

For the purpose of improving the comparison and better evaluating of the utilized CGWO algorithms, a boxplot is presented as shown in Fig. 4, 5. The results were obtained while taking into account 20 runs for each applied algorithm. It can be noted for all the CGWO algorithms that the results are too close to their best and minimum MOF for all cases studies of optimal PVDG and hybrid PVDG-BESS integration in both test systems ADNs.

Besides, it is clear that the CGWO_Logistic algorithm showed efficiency and reliability when providing the lowest median and delivering the best and the minimum value of MOF in the two test systems for all cases studies.

Tables 1 and 3 show the optimal locations and sizes of both case studies (PVDG and hybrid PVDG-BESS) when applying the various CGWO algorithms on the two

test systems ADNs.

Tables 2, 4 show the optimized parameters and the results obtained when optimally locate and size all cases studies (PVDG and hybrid PVDG-BESS) by various CGWO algorithms in both test systems ADNs.

From Tables 1–4 also when based on the comparison, it is clear among all the applied CGWO algorithms, that the best results and the minimum of MOF, was obtained by the CGWO_Logistic algorithm which provided the best values for the first test system ADN until 20.670 for the case of PVDG and until 20.668 for the case of hybrid PVDG-BESS. Meanwhile, for the IEEE 69-bus ADN the CGWO_Logistic algorithm provided the best MOF value of 39.043 for the case of PVDG and a value until 39.037 for the case of hybrid PVDG-BESS.

Table 1
Optimal location and sizing of all cases for the IEEE 33-bus

| Algorithms applied | Cases | Optimal buses | Sizes (kW) |
|--------------------|-----------|---------------------|--|
| GWO Basic | PVDG | 5-16-30 | 1446, 388.2, 405.4 |
| | PVDG BESS | 5-14-24 20-21-31 | 327.8, 492.4, 1001 -498.1, 516.8, 570.1 |
| CGWO Gauss | PVDG | 5-15-33 | 1242, 430.7, 408.7 |
| | PVDG BESS | 5-13-27 13-21-31 | 2091, 300.0, 458.1 5.7, 58.8, 477.6 |
| CGWO Singer | PVDG | 5-14-32 | 1579, 401.6, 421.8 |
| | PVDG BESS | 3-5-33 13-21-22 | 1140, 859.9, 480.7 457.7, -190.7, 239.7 |
| CGWO Tent | PVDG | 4-13-32 | 1935, 470.4, 406.1 |
| | PVDG BESS | 13-24-30 2-5-10 | 585.0, 761.7, 601.8 196.7, 5.5, 4.3 |
| CGWO Sine | PVDG | 5-15-33 | 1605, 392.6, 350.1 |
| | PVDG BESS | 3-25-33 5-16-25 | 361.2, 300.0, 405.4 1300.3, 372.2, 319.8 |
| CGWO Logistic | PVDG | 5-16-30 | 1503, 370.4, 400.2 |
| | PVDG BESS | 5-24-30 3-15-26 | 1346, 882.3, 488.9 -270, 477.5, -353.6 |

Table 2
Optimal results of all cases integration for the IEEE 33-bus

| Algorithms applied | Cases | TAPL (kW) | TVD (p.u.) | TOT (sec) | MOF |
|--------------------|-----------|-----------|------------|-----------|--------|
| Basic Case | | 210.987 | 1.812 | 20.574 | - |
| GWO Basic | PVDG | 95.612 | 1.088 | 19.495 | 20.674 |
| | PVDG BESS | 83.020 | 1.077 | 19.516 | 20.673 |
| CGWO Gauss | PVDG | 128.474 | 1.364 | 19.257 | 20.677 |
| | PVDG BESS | 104.813 | 1.079 | 19.524 | 20.677 |
| CGWO Singer | PVDG | 92.112 | 1.062 | 19.523 | 20.674 |
| | PVDG BESS | 87.252 | 1.046 | 19.541 | 20.672 |
| CGWO Tent | PVDG | 93.014 | 1.060 | 19.525 | 20.676 |
| | PVDG BESS | 87.510 | 1.103 | 19.491 | 20.671 |
| CGWO Sine | PVDG | 124.961 | 1.318 | 19.293 | 20.675 |
| | PVDG BESS | 86.372 | 1.058 | 19.525 | 20.670 |
| CGWO Logistic | PVDG | 96.115 | 1.090 | 19.493 | 20.670 |
| | PVDG BESS | 87.397 | 1.066 | 19.521 | 20.668 |

The rest of the applied algorithms also reveal a good efficiency in delivering the best results, but in terms of each parameter on its own, where, as example for the IEEE 33-bus ADN, the CGWO_Singer algorithm delivered the minimum TAPL's value of 92.112 kW, while the CGWO_Tent algorithm delivered the minimum TVD's value of 1.060 p.u. for the case of PVDG, also the GWO_Basic algorithm delivered the minimum TAPL's value of 83.020 kW for the case of hybrid PVDG-BESS. Meanwhile, for the second test system ADN, as example, the GWO_Tent provided the minimum TAPL's value of 100.252 kW and the GWO_Basic algorithm provided the minimum TOT's value of 37.647 seconds for the case of PVDG, while the GWO_Gauss algorithm delivered the minimum TOT's value of 37.620 seconds for the case of hybrid PVDG-BESS.

Figure 6 demonstrates the comparison of active power losses between the basic case and both cases of

Table 3
Optimal location and sizing of all cases for the IEEE 69-bus

| Algorithms applied | Cases | Optimal buses | Sizes (kW) |
|--------------------|-----------|----------------------|---|
| GWO Basic | PVDG | 47-63-69 | 448.8, 946.4, 389.2 |
| | PVDG BESS | 4-12-61 13-64-68 | 1755, 581.5, 691.5 -143.0, 225.6, 151.0 |
| CGWO Gauss | PVDG | 4-60-69 | 1410, 1073, 459.7 |
| | PVDG BESS | 5-63-69 3-5-62 | 670.5, 433.5, 300.0 272.1, -1301, 540.2 |
| CGWO Singer | PVDG | 12-38-62 | 388.8, 408.6, 974.4 |
| | PVDG BESS | 14-49-61 4-8-56 | 315.3, 477.4, 1192 241.5, 69.8, -444.3 |
| CGWO Tent | PVDG | 57-61-69 | 349.4, 772.7, 381.9 |
| | PVDG BESS | 12-56-69 2-52-61 | 453.0, 444.8, 326.9 -550.1, -1200, 959.6 |
| CGWO Sine | PVDG | 5-61-69 | 443.2, 982.9, 355.6 |
| | PVDG BESS | 49-61-69 8-53-69 | 434.1, 1097, 326.9 2.7, -690.6, 704.7 |
| CGWO Logistic | PVDG | 4-61-69 | 707.2, 996.8, 348.9 |
| | PVDG BESS | 16-50-61 10-36-59 | 320.5, 349.3, 1256 -147.0, 228.8, 280.4 |

Table 4
Optimal results of all cases integration for the IEEE 69-bus

| Algorithms applied | Cases | TAPL (kW) | TVD (p.u.) | TOT (sec) | MOF |
|--------------------|-----------|-----------|------------|-----------|--------|
| Basic case | | 224.945 | 1.870 | 38.772 | --- |
| GWO Basic | PVDG | 104.063 | 1.304 | 37.647 | 39.045 |
| | PVDG BESS | 100.870 | 1.263 | 37.690 | 39.044 |
| CGWO Gauss | PVDG | 102.901 | 1.257 | 37.697 | 39.048 |
| | PVDG BESS | 104.972 | 1.330 | 37.620 | 39.045 |
| CGWO Singer | PVDG | 101.424 | 1.296 | 37.657 | 39.045 |
| | PVDG BESS | 98.993 | 1.280 | 37.667 | 39.047 |
| CGWO Tent | PVDG | 100.252 | 1.274 | 37.681 | 39.046 |
| | PVDG BESS | 108.550 | 1.271 | 37.675 | 39.046 |
| CGWO Sine | PVDG | 101.633 | 1.304 | 37.648 | 39.045 |
| | PVDG BESS | 102.082 | 1.264 | 37.678 | 39.045 |
| CGWO Logistic | PVDG | 101.078 | 1.303 | 37.649 | 39.043 |
| | PVDG BESS | 78.497 | 1.137 | 37.821 | 39.037 |

optimal PVDG and hybrid PVDG-BESS presence in both test systems ADNs.

From Fig. 6, and the previous results, it is noted that the optimal allocation of PVDG and hybrid PVDG-BESS using the CGWO_Logistic algorithm in the two test systems, contributed excellently and directly to the minimizing of the active power losses in almost all branches of both ADNs, especially in branches which situated near to the optimally located buses of both cases integration in the two test systems, with superior and much better results for the second case study with the integration of hybrid PVDG-BESS.

Also, this comparison could be improved when basing on the TAPL value, where it is reduced at the first system IEEE 33-bus ADN, from value of 210.987 kW at the basic case to 96.115 kW for the case of PVDG, and until 87.397 kW for the case of hybrid PVDG-BESS.

For the second system ADN, the TAPL got reduced from 224.947 kW to 101.078 kW for the case of PVDG

and reduced until 78.497 kW for the case of hybrid PVDG-BESS installation.

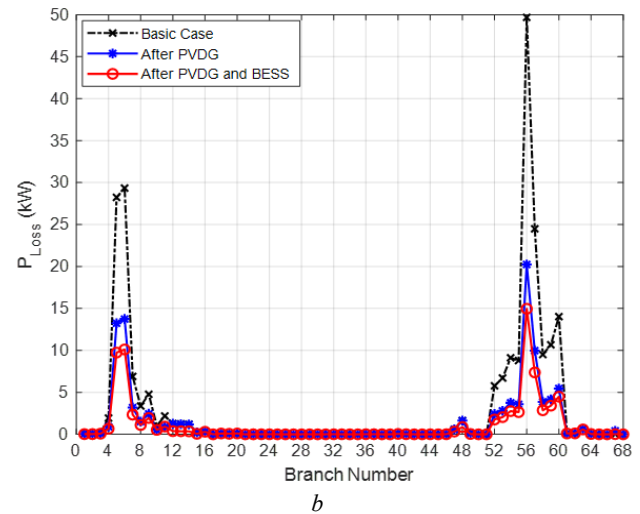
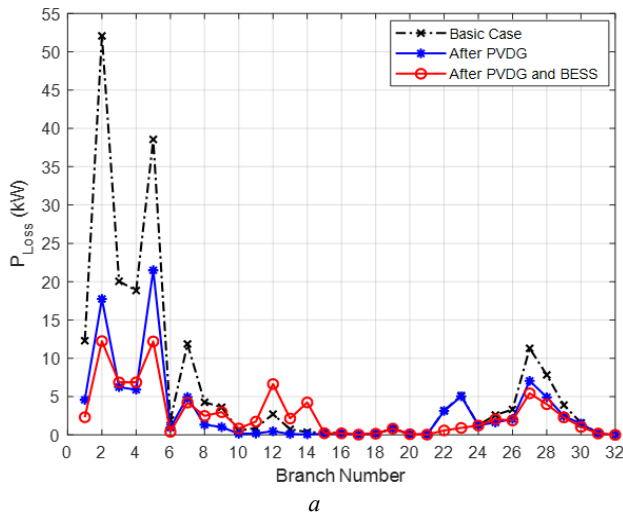


Fig. 6. Active power losses in branches:
a – IEEE 33-bus; b – IEEE 69-bus

Figure 7 represents the voltage deviation for all cases studies of the optimal integration of PVDG and

hybrid PVDG-BESS units in the two standards test systems ADNs.

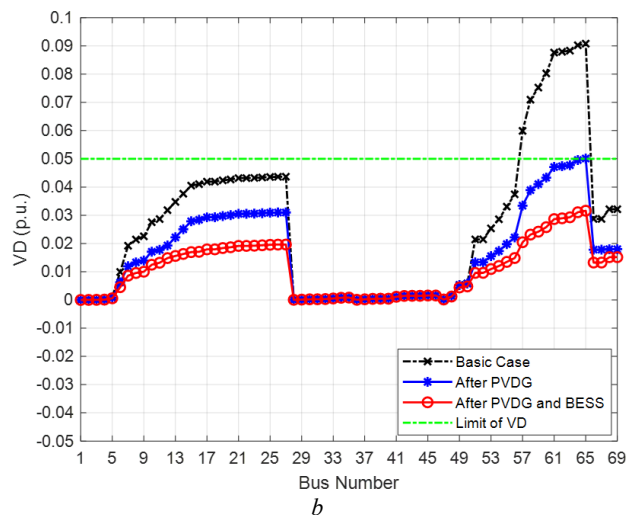
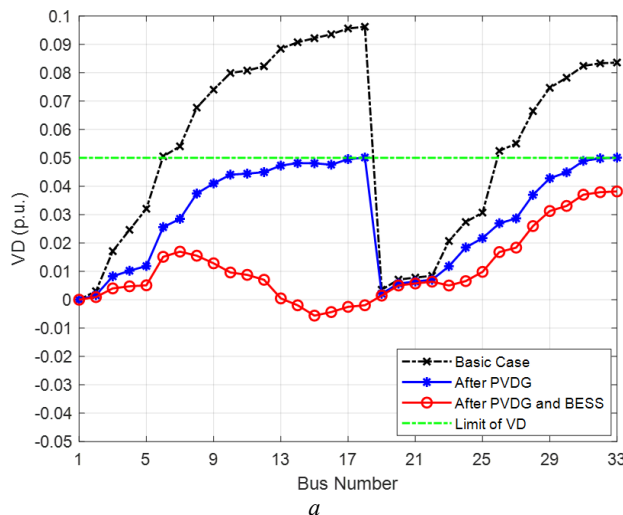


Fig. 7. Bus voltage deviation:
a – IEEE 33-bus; b – IEEE 69-bus

When analyzing Fig. 7, it may be noticed that the voltage deviation at the basic case was above the limited value of 0.05 p.u. in most buses of the two test systems ADNs. Moreover, it may be observed after the optimal integration of PVDG and the hybrid PVDG-BESS into ADNs by the CGWO_Logistic algorithm, that the voltage deviation got minimized under the allowed range in all test systems' buses with superior and better results provided by the second case with the integration of hybrid PVDG-BESS systems.

Also, by checking the value of TVD, it is seen for the first system, the TVD minimized from 1.812 p.u. to 1.090 p.u. for the case of PVDG and until 1.066 p.u. for the case of hybrid PVDG-BESS. For the second system, TVD reduced from 1.870 p.u. to 1.303 p.u. for the case of PVDG and until 1.137 p.u. for the case of hybrid PVDG-BESS.

Figure 8 represents the bus voltage profiles for all cases studies of the optimal integration of PVDG and

hybrid PVDG-BESS units in the two standard test systems ADNs.

From Fig. 8, it may note that the voltage profiles have improved in all buses of both standards test systems ADNs after the optimal integration of both cases studies of PVDG and hybrid PVDG-BESS units, with much better and superior results for the second case of hybrid PVDG-BESS. Also, this voltage profiles' ameliorating was especially in the buses which situated close to the optimally located buses of both cases studies integration into test systems ADNs.

As mentioned previously in Fig. 7, the minimization of the voltage deviation, consequently led to the enhancement of the voltage profiles, due to the fact that the voltage deviation is represented as the difference between the nominal voltage of 1 p.u., and the voltage value at the basic case.

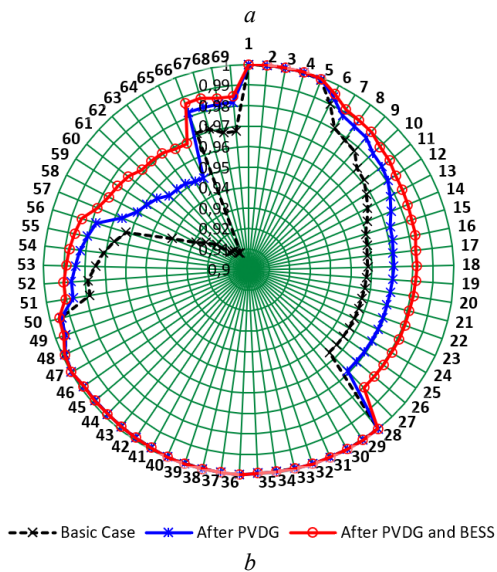
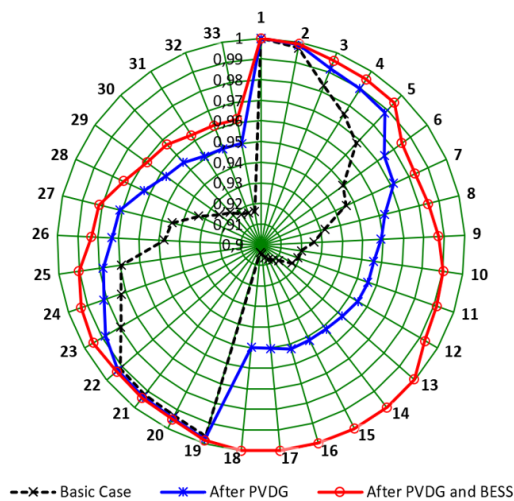


Fig. 8. Voltage profiles of buses:
a – IEEE 33-bus; *b* – IEEE 69-bus

Figure 9 illustrates the primary overcurrent relays' operation time with two different zones of zoom for the basic case and after all cases studies integration of PVDG and hybrid PVDG-BESS into both standards test systems ADNs.

When comparing to the basic case, it is clear that the operation time in most of the primary NS-OCRs had considerably minimized after the optimal integration of PVDG and hybrid PVDG-BESS into both test systems ADNs by the CGWO Logistic algorithm. Besides, the TOT was decreased at the first system IEEE 33-bus ADN from 20.574 seconds to 19.493 seconds for the case of PVDG and until 19.521 seconds for the case of hybrid PVDG-BESS. Also, it is mentioned a clear impact of operation time's minimization in both zones of zoom in Fig. 9,*a*, between NS-OCRs from 12 to 14 and from 23 to 25, for both cases studies.

For the IEEE 69-bus ADN, the TOT decreased from 38.772 seconds to 37.649 seconds for the case of PVDG and until 37.821 seconds for the case of hybrid PVDG-BESS, where that impact of operation time's minimization is obvious in both zones of zoom in Fig. 9,*b* between NS-OCRs from 10 to 13 and from 50 to 54, for both cases studies. Hence, according to equation (8), this

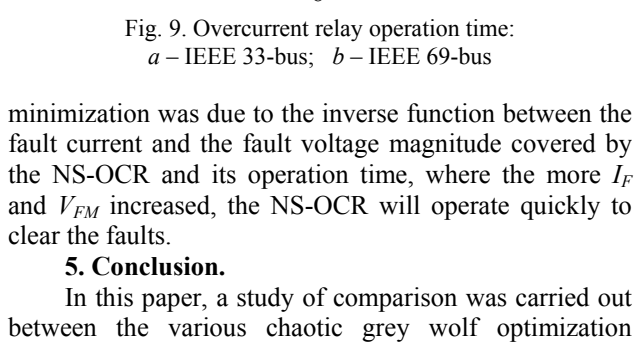
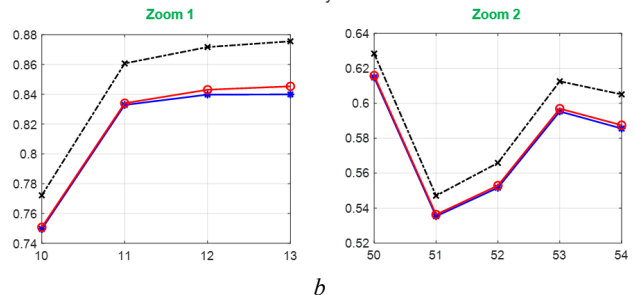
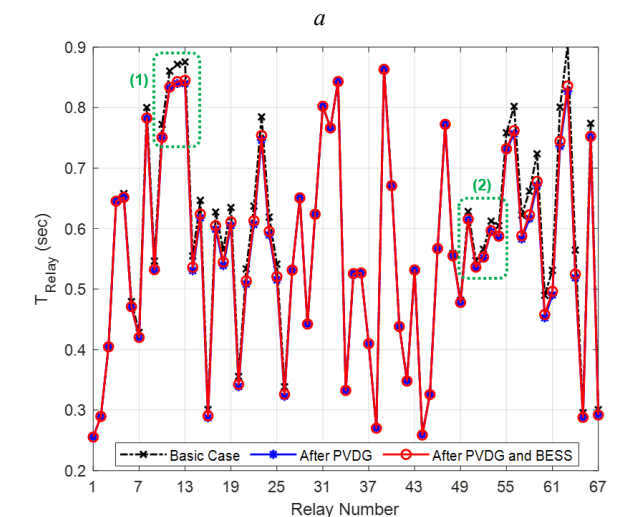
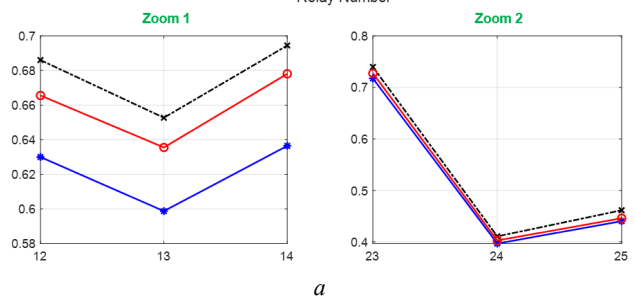
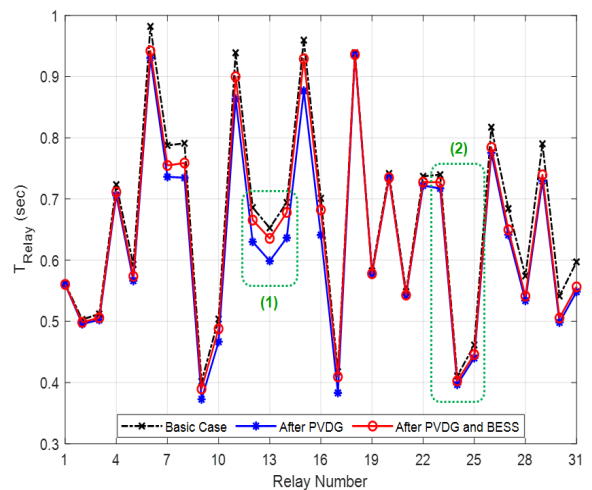


Fig. 9. Overcurrent relay operation time:
a – IEEE 33-bus; *b* – IEEE 69-bus

minimization was due to the inverse function between the fault current and the fault voltage magnitude covered by the NS-OCR and its operation time, where the more I_F and V_{FM} increased, the NS-OCR will operate quickly to clear the faults.

5. Conclusion.

In this paper, a study of comparison was carried out between the various chaotic grey wolf optimization

algorithms to identify the optimal allocation of multiple photovoltaic distributed generation and hybrid photovoltaic distributed generation and battery energy storage systems, into the active distribution networks based on solving the multi-objective function which represented as reducing simultaneously the three technically parameters: total voltage deviation, total active power losses and the overcurrent relays' total operation time.

The simulation results confirm the robustness and efficiency of the chaotic logistic grey wolf optimization algorithm, compared to the rest of the applied algorithms, in terms of providing the best and minimum multi-objective functions-based power losses, voltage deviation, and overcurrent relay operation time's values, but including a late convergence characteristic. The comparison between the attained results of simulation for various cases studied led toward the conclusion that best results were achieved when the photovoltaic distributed generation and battery energy storage systems were simultaneously optimally allocated, which drove to a significant minimization of power losses, ameliorating of the voltage profiles, and improvement of the overcurrent protection system in the active distribution networks studies.

Based on the previous discussion, the future work will focus on implementing the Distributed Static Var Compensator in addition to the battery energy storage systems to improve the performance of the studies systems, while considering new technical indices, also the distributed generation power outputs and the load demand variation at the different sessions of the year.

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

REFERENCES

- Lai C.S., Jia Y., Lai L.L. A comprehensive review on large-scale photovoltaic system with applications of electrical energy storage. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, vol. 78, pp. 439-451. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.04.078>.
- Wong L.A., Ramachandramurthy V.K., Taylor P., Ekanayake J.B., Walker S.L., Padmanaban S. Review on the optimal placement, sizing and control of an energy storage system in the distribution network. *Journal of Energy Storage*, 2019, vol. 21, pp. 489-504. doi: <https://doi.org/10.1016/j.est.2018.12.015>.
- Macedo L.H., Franco J.F., Rider M.J., Romero R. Optimal operation of distribution networks considering energy storage devices. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2015, vol. 6, no. 6, pp. 2825-2836. doi: <https://doi.org/10.1109/tsg.2015.2419134>.
- Hemmati R. Mobile model for distributed generations and battery energy storage systems in radial grids. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 2019, vol. 11, no. 2, p. 025301. doi: <https://doi.org/10.1063/1.5079698>.
- Home-Ortiz J.M., Pourakbari-Kasmaei M., Lehtonen M., Sanches Mantovani J.R. Optimal location-allocation of storage devices and renewable-based DG in distribution systems. *Electric Power Systems Research*, 2019, vol. 172, pp. 11-21. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epr.2019.02.013>.
- Santos S.F., Fitiwi D.Z., Cruz M.R.M., Cabrita C.M.P., Catalão J.P.S. Impacts of optimal energy storage deployment and network reconfiguration on renewable integration level in distribution systems. *Applied Energy*, 2017, vol. 185, pp. 44-55. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2016.10.053>.
- Zafar R., Ravishankar J., Fletcher J.E., Pota H.R. Multi-timescale model predictive control of battery energy storage system using conic relaxation in smart distribution grids. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2018, vol. 33, no. 6, pp. 7152-7161. doi: <https://doi.org/10.1109/tpwrs.2018.2847400>.
- Bai L., Jiang T., Li F., Chen H., Li X. Distributed energy storage planning in soft open point based active distribution networks incorporating network reconfiguration and DG reactive power capability. *Applied Energy*, 2018, vol. 210, pp. 1082-1091. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2017.07.004>.
- Lei J., Gong Q. Operating strategy and optimal allocation of large-scale VRB energy storage system in active distribution networks for solar/wind power applications. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2017, vol. 11, no. 9, pp. 2403-2411. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2016.2076>.
- Alharthi H., Alzahrani A., Shafiq S., Khalid M. Optimal allocation of batteries to facilitate high solar photovoltaic penetration. *9th International Conference on Power and Energy Systems (ICPES 2019)*, Perth, Australia, 2019. doi: <https://doi.org/10.1109/icpes47639.2019.9105479>.
- Ahmed H.M.A., Awad A.S.A., Ahmed M.H., Salama M.M.A. Mitigating voltage-sag and voltage-deviation problems in distribution networks using battery energy storage systems. *Electric Power Systems Research*, 2020, vol. 184, art. no. 106294. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epr.2020.106294>.
- Sardi J., Mithulanathan N., Gallagher M., Hung D.Q. Multiple community energy storage planning in distribution networks using a cost-benefit analysis. *Applied Energy*, 2017, vol. 190, pp. 453-463. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2016.12.144>.
- Zheng Y., Hill D.J., Dong Z.Y. Multi-agent optimal allocation of energy storage systems in distribution systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2017, vol. 8, no. 4, pp. 1715-1725. doi: <https://doi.org/10.1109/tste.2017.2705838>.
- Zhang Y., Xu Y., Yang H., Dong Z.Y. Voltage regulation-oriented co-planning of distributed generation and battery storage in active distribution networks. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 2019, vol. 105, pp. 79-88. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2018.07.036>.
- Gao J., Chen J.-J., Cai Y., Zeng S.-Q., Peng K. A two-stage Microgrid cost optimization considering distribution network loss and voltage deviation. *Energy Reports*, 2020, vol. 6, no. 2, pp. 263-267. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2019.11.072>.
- Luo L., Abdulkareem S.S., Rezvani A., Miveh M.R., Samad S., Aljojo N., Pazhoohesh M. Optimal scheduling of a renewable based microgrid considering photovoltaic system and battery energy storage under uncertainty. *Journal of Energy Storage*, 2020, vol. 28, art. no. 101306. doi: <https://doi.org/10.1016/j.est.2020.101306>.
- Chen J., Jiang X., Li J., Wu Q., Zhang Y., Song G., Lin D. Multi-stage dynamic optimal allocation for battery energy storage system in distribution networks with photovoltaic system. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2020, vol. 30, no. 12, art. no. e12644. doi: <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12644>.
- Khalid M., Akram U., Shafiq S. Optimal planning of multiple distributed generating units and storage in active distribution networks. *IEEE Access*, 2018, vol. 6, pp. 55234-55244. doi: <https://doi.org/10.1109/access.2018.2872788>.
- Wong L.A., Ramachandramurthy V.K., Walker S.L., Taylor P., Sanjari M.J. Optimal placement and sizing of battery energy storage system for losses reduction using whale optimization algorithm. *Journal of Energy Storage*, 2019, vol. 26, art. no. 100892. doi: <https://doi.org/10.1016/j.est.2019.100892>.
- Mukhopadhyay B., Das D. Multi-objective dynamic and static reconfiguration with optimized allocation of PV-DG and battery energy storage system. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2020, vol. 124, art. no. 109777. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2020.109777>.
- Qian X., Zhang S., Liu J., Zheng Y., Liu W. Hierarchical optimal planning of battery energy storage systems in radial distribution networks. *3rd IEEE Conference on Energy Internet*

- and Energy System Integration (EI2 2019), Changsha, China 2019. doi: <https://doi.org/10.1109/EI247390.2019.9061757>.
22. Ahmadi B., Ceylan O., Ozdemir A. Voltage profile improving and peak shaving using multi-type distributed generators and battery energy storage systems in distribution networks. *55th International Universities Power Engineering Conference (UPEC 2020)*, Italy, 2020. doi: <https://doi.org/10.1109/upec49904.2020.9209880>.
23. Valencia A., Hincapie R.A., Gallego R.A. Optimal location, selection, and operation of battery energy storage systems and renewable distributed generation in medium-low voltage distribution networks. *Journal of Energy Storage*, 2021, vol. 34, art. no. 102158. doi: <https://doi.org/10.1016/j.est.2020.102158>.
24. Mirjalili S., Mirjalili S.M., Lewis A. Grey wolf optimizer. *Advances in Engineering Software*, 2014, vol. 69, pp. 46-61. doi: <https://doi.org/10.1016/j.advengsoft.2013.12.007>.
25. Lu C., Gao L., Li X., Hu C., Yan X., Gong W. Chaotic-based grey wolf optimizer for numerical and engineering optimization problems. *Memetic Computing*, 2020, vol. 12, no. 4, pp. 371-398. doi: <https://doi.org/10.1007/s12293-020-00313-6>.
26. Settoul S., Chenni R., Hassan H.A., Zellagui M., Kraimia M.N. MFO Algorithm for optimal location and sizing of multiple photovoltaic distributed generations units for loss reduction in distribution systems. *7th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC 2019)*. Morocco, 2019. doi: <https://doi.org/10.1109/irsec48032.2019.9078241>.
27. Zellagui M., Settoul S., Lasmari A., El-Bayeh C.Z., Chenni R., Hassan H.A. Optimal allocation of renewable energy source integrated-smart distribution systems based on technical-economic analysis considering load demand and DG uncertainties. *Lecture Notes in Networks and Systems*. 2021, vol. 174, pp. 391-404. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-63846-7_37.
28. Belbachir N., Zellagui M., Lasmari A., El-Bayeh C.Z., Bekkouche B. Optimal PV sources integration in distribution system and its impacts on overcurrent relay based time-current-voltage tripping characteristic. *12th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE 2021)*, Romania, 2021. doi: <https://doi.org/10.1109/atee52255.2021.9425155>.
29. Lasmari A., Zellagui M., Hassan H.A., Settoul S., Abdelaziz A.Y., Chenni R. Optimal energy-efficient integration of photovoltaic DG in radial distribution systems for various load models. *11th International Renewable Energy Congress, (IREC 2020)*, Tunisia, 2020. doi: <https://doi.org/10.1109/irec48820.2020.9310429>.
30. Saleh K.A., Zeineldin H.H., Al-Hinai A., El-Saadany E.F. Optimal coordination of directional overcurrent relays using a new time-current-voltage characteristic. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2015, vol. 30, pp. 537-544. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2014.2341666>.
31. Saremi S., Mirjalili S.Z., Mirjalili S.M. Evolutionary population dynamics and grey wolf optimizer. *Neural Computing and Applications*, 2015, vol. 26, no. 5, pp. 1257-1263. doi: <https://doi.org/10.1007/s00521-014-1806-7>.
32. Saremi S., Mirjalili S., Lewis A. Biogeography-based optimization with chaos. *Neural Computing and Applications*, 2014, vol. 25, no. 5, pp. 1077-1097. doi: <https://doi.org/10.1007/s00521-014-1597-x>.

Received 12.05.2021

Accepted 14.06.2021

Published 25.06.2021

Nasreddine Belbachir¹, PhD Student,
 Mohamed Zellagui², PhD, Associate Professor,
 Samir Settoul³, PhD Student,
 Claude Ziad El-Bayeh⁴, PhD, Postdoctoral Research,
 Benaissa Bekkouche¹, PhD, Professor,
¹ Department of Electrical Engineering,
 University of Mostaganem, Mostaganem, 27000, Algeria,
 e-mail: n.belbachir@ieeee.org (Corresponding author),
 benaissa.bekkouche@univ-mosta.dz
² Department of Electrical Engineering,
 University of Batna 2, Fesdis, Batna, 05078, Algeria,
 e-mail: m.zellagui@ieeee.org, m.zellagui@univ-batna2.dz
³ Department of Electrotechnic,
 Mentouri University of Constantine 1,
 Constantine, 25000, Algeria,
 e-mail: samir.settoul@umc.edu.dz
⁴ Canada Excellence Research Chairs Team,
 Concordia University,
 Montreal, Quebec, H3G 1M8, Canada,
 e-mail: c.bayeh@hotmail.com

В.В. Височин, В.Р. Нікульшин, А.Є. Денисова

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ОРІЄНТАЦІЇ ДВОСТОРОННІХ СОНЯЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ НА ЇХНЮ ЕЛЕКТРИЧНУ ПОТУЖНІСТЬ

Розроблений метод аналітичного визначення опромінення, температурного режиму, а також вироблення електроенергії двосторонніх сонячних елементів при різній орієнтації панелей. Створено інтегральну математичну модель для оцінки енергетичного режиму роботи сонячних елементів при змінних кліматичних умовах і просторових настановних характеристик. Проведені аналітичні дослідження роботи сонячних елементів. Показані особливості опромінення передньої й тильної сторін сонячних панелей, умови формування температурного режиму роботи і його впливу на вироблення електроенергії. Розглянуто можливості формування раціональних умов просторової орієнтації панелей за фактором електричної продуктивності. Використання запропонованої методики й результатів аналізу, проведених на її основі, дозволяє вибрати раціональну архітектуру сонячної електростанції високої ефективності. Бібл. 13, рис. 5.

Ключові слова: двосторонні сонячні фотопанелі, опромінення сонячних панелей, орієнтація сонячних елементів, виробництво електроенергії.

Разработан метод аналитического определения облучения, температурного режима, а также выработки электроэнергии двухсторонних солнечных элементов при различной ориентации панелей. Создана интегральная математическая модель для оценки энергетического режима работы солнечных элементов при переменных климатических условиях и пространственных установочных характеристиках. Проведены аналитические исследования работы солнечных элементов. Показаны особенности облучения передней и тыльной сторон солнечных панелей, условия формирования температурного режима работы и его влияния на выработку электроэнергии. Рассмотрены возможности формирования рациональных условий пространственной ориентации панелей по фактору электрической производительности. Использование предложенной методики и результатов анализа, проведенных на ее основе, позволяет выбрать рациональную архитектуру солнечной электростанции высокой эффективности. Библ. 13, рис. 5.

Ключевые слова: двухсторонние солнечные фотопанели, облучение солнечных панелей, ориентация солнечных элементов, производство электроэнергии.

Вступ. Двосторонні сонячні елементи (СЕ) з'явилися в результаті пошуку методів найбільш ефективного використання коштовного напівпровідникового шару, що абсорбує для електрогенерації сонячне випромінювання [1-4]. Їхня перевага полягає в додатковому опроміненні абсорбера з тильної сторони СЕ, що у звичайних однобічних пристроях не здійснюється. Очевидно, що опромінення пов'язане з орієнтацією СЕ щодо його джерела випромінювання. Двостороннє опромінення впливає на енергетичний баланс, змінюючи експлуатаційні параметри СЕ: робочу температуру й електрогенерацію, які, як відомо, взаємозалежні [4, 5].

Стимулювання інтенсивності опромінення призводить до зміни енергетичного балансу – не завжди убик підвищення ефективності. Ця обставина накладає обмеження на застосовність таких пристроїв, викликаючи необхідність у додаткових заходах щодо зміни способу організації роботи СЕ.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Значну увагу приділено дослідженню температурних умов роботи сонячних елементів [3-7]. Існуючі моделі по визначенню енергетичних показників сонячних елементів базуються на поданні про однобічне фронтальне опромінення пристрою. Однак тильна сторона, сприймаючи променисту енергію, вносить відповідний вплив в загальний баланс енергії [3, 4]. Серед різних факторів впливу на опромінення важливим, з погляду керування режимом роботи, є геометричний, тобто просторове розміщення сонячного елемента. Для вибору орієнтації двосторонніх сонячних батарей пропонуються різні варіанти [8, 9], однак вони не мають достатнього обґрунтування, зокрема не враховується вплив радіаційної компоненти на тильну сторо-

ну панелі. Тому для аналізу реальних умов роботи сонячного елемента необхідна модель, що описує особливості опромінення абсорбера й вплив орієнтації СЕ на енергетичні процеси.

Математичні моделі, що використовуються для досліджень, у якості зовнішніх умов включають радіаційну [3, 4, 7, 10, 11] та конвективну складові. Останню, як правило, пов'язують з вітровою взаємодією [5, 8]. Обидві складові мають залежність від орієнтації панелі. Опис впливу радіаційної компоненти на фронтальну поверхню може базуватись на достатньо надійних модельних уявленнях [6-8, 11-13].

Для тильної сторони в [4] були проведені дослідження впливу відбивальної здатності різних поверхонь. В [3] запропонована динамічна трислойна модель сонячного елемента, у яку включено радіаційну складову взаємодії з тильною стороною. Результати робіт показали підвищення температури в двосторонніх панелях з урахуванням опромінювання. Але вплив опромінення у динаміці денної і сезонної зміни орієнтації щодо джерела не показаний.

Для аналітичного опису опромінення поверхні може бути використаний метод [10], розроблений для умов України. Відповідно до нього інтенсивність радіаційного потоку визначається для горизонтальної поверхні як функція від географічних параметрів, сезонності й часу доби. Поправка R , яка конкретизує нахил і орієнтацію поверхні, що представлена у вигляді відношення потоку прямої сонячної радіації, яке надходить по нормалі на нахилену поверхню, до потоку радіації на горизонтальну поверхню, визначають у вигляді:

$$R = \left(1 - \frac{H_d}{H}\right) R_b + \frac{H_d}{H} \cdot \frac{1 + \cos \beta}{2} + \frac{1 - \cos \beta}{2} \cdot \rho, \quad (1)$$

де H_d – прихід дифузійної радіації на горизонтальну поверхню, як частина від інтегральної радіації на горизонтальну поверхню H ; R_b – відношення приходів прямої сонячної радіації на нахилу й горизонтальну поверхні; β – кут нахилу поверхні; ρ – відбивна здатність ґрунту.

Ця залежність може бути застосована для поверхні, що перебуває на південній стороні. Вона враховує пряму сонячну радіацію (перший член), розсіяну в атмосфері (другий член, що показує, яка частина небозводу видна з поверхні) і відбиту від поверхні землі (третій член, що показує частку відбитої сумарної радіації). Для тильної сторони поверхні подібних методичних положень не має.

Мета роботи полягає у розробці методу визначення опромінення та енергетичних показників двосторонніх сонячних елементів; створення на його основі інтегрованої математичної моделі щодо вивчення енергетичного режиму роботи СЕ в різних кліматичних і установчих умовах експлуатації; дослідження енергетичних режимів роботи СЕ.

Математична модель. Для формалізації завдання щодо розташування сонячної панелі використана наступна термінологія. Орієнтація за віссю «південь-північ» (S-N) реалізується, коли нормаль до лицьової (аверсної) поверхні сонячної панелі спрямована на південь із азимутом 0 градусів. Орієнтація «схід-захід» (E-W) завдає напрямком нормалі аверсної поверхні на схід.

Для тильної сторони приймача, орієнтованого за віссю S-N, пряма складова відсутня, відповідно, складова відбитого випромінювання для зворотної сторони не має включати пряме випромінювання. Таким чином, для тильної сторони поверхні, орієнтованої за віссю S-N, відношення потоків радіації R_r визначиться у вигляді

$$R_r = \frac{H_d}{H} \left(\frac{1 - \cos \beta}{2} + \frac{1 + \cos \beta}{2} \rho \right). \quad (2)$$

Для поверхонь, орієнтованих за віссю E-W, метод розрахунку такий самий, однак для орієнтації поверхні «на схід» кут азимута $\gamma = +90^\circ$, «на захід» $\gamma = -90^\circ$. Пряма складова для задньої сторони з'являється після полуденного часу при зенітному куті $\theta_z \geq 90 - \beta$.

Енергетичний баланс двостороннього СЕ має свої особливості. Опромінення зовнішніх поверхонь відбувається так само, як і для однобічної батареї. Промениста енергія поглинається як лицьовою, так і тильною сторонами СЕ. Однак в однобічному СЕ активна променепоглинаюча поверхня (абсорбер) опромінюється тільки з однієї сторони – передньої. Енергія, що надходить на зворотну сторону, у процесі виробництва електроенергії не бере участь, – вона витрачається на нагрівання пристрою, у тому числі абсорбера. У двосторонньому СЕ абсорбер опромінюється з двох сторін. Але опромінення абсорбера з тильної сторони характеризується особливостями, пов'язаними з тим, що ця сторона має спеціальне

напівпрозоре покриття для зниження електронно-діркової рекомбінації носіїв заряду. Тому променепропускання з тильної сторони менше, ніж з лицьової. Відповідно, оптичні характеристики ($\tau\alpha$), що визначають пропускання прозорим покриттям і поглинання абсорбера, для лицьової й тильної сторін будуть різними.

Рівняння енергетичного балансу для двостороннього СЕ можна представити у вигляді

$$[H \cdot R \cdot (\tau\alpha) \cdot (1 - \eta_{ph})]_a + [H \cdot R \cdot (\tau\alpha) \cdot (1 - \eta_{ph})]_r = U \cdot (T_{ab} - T_a), \quad (3)$$

де η_{ph} – коефіцієнт ефективності перетворення сонячної енергії в електричну (ККД); U – коефіцієнт втрат тепла; T_{ab} – температура абсорбера; T_a – температура зовнішнього повітря; індекси: a – аверсна сторона СЕ; r – реверсна сторона СЕ.

Величину ККД η_{ph} шляхом регулювання зазвичай намагаються витримувати на максимальному рівні $\eta_{ph} = \eta_{ph,max}$. Коефіцієнт $\eta_{ph,max}$ залежить від різних факторів і, зокрема, від температури. Залежність $\eta_{ph,max}$ від температури в області додатних температур може бути описана в такому виді [12]

$$\eta_{ph,max} = \eta_{maxST} \cdot [1 + \alpha_p \cdot (T_{ab} - T_{ST})], \quad (4)$$

де η_{maxST} – ККД сонячного елемента в точці максимальної потужності при стандартних умовах; α_p – температурний коефіцієнт потужності СЕ, K^{-1} ; T_{ST} – температура сонячного елемента при стандартних умовах.

Під стандартними умовами розуміють наступне: густина потоку сонячного випромінювання $H_{ST} = 1 \text{ кВт/м}^2$, температура поверхні СЕ $T_{ST} = 25^\circ \text{C}$.

Для двостороннього елемента ККД визначають для кожної зі сторін при однакових умовах опромінення. При однобічному опроміненні абсорбера рівняння енергетичного балансу буде відрізнятися відсутністю для реверсної сторони фактора перетворення сонячної енергії в електричну: $(1 - \eta_{ph})_r$.

Рішення рівняння енергії з урахуванням наданих залежностей щодо температури абсорбера двостороннього опромінення має вигляд

$$T_{ab} = \frac{[H \cdot R \cdot (\tau\alpha)]_a + [H \cdot R \cdot (\tau\alpha)]_r - (1 - \alpha_p T_{ST}) \cdot \{K\} + U \cdot T_a}{U + \alpha_p \cdot \{K\}}, \quad (5)$$

$$\text{де } \{K\} = \sum_{a,r} [H \cdot R \cdot (\tau\alpha) \cdot \eta_{maxST}]_i.$$

Електричну потужність СЕ слід знаходити з урахуванням його температури [12]

$$P = P_{rat} \cdot k_{r,e} \frac{H}{H_{ST}} [1 + \alpha_p \cdot (T_{ab} - T_{ST})], \quad (6)$$

де P_{rat} – номінальна потужність СЕ при стандартних умовах; $k_{r,e}$ – коефіцієнт зниження ефективності СЕ.

При однобічному опроміненні абсорбера $H = H_a$. При двосторонньому опроміненні виробництво електроенергії не є лінійною функцією спільного опромінення лицьової й тильної сторін [13]. Цей фактор враховується коефіцієнтом двосторонньої ефективності η_e . Тому ефективне опромінення може бути представлена як

$$H = H_a + H_r \cdot \eta_e = H \cdot R_a + H \cdot R_r \cdot \eta_e. \quad (7)$$

Аналіз енергетичного режиму при різних способах орієнтації. Дослідження проводились для умов України на широті 46° .

Особливості виробництва електроенергії обумовлені двома факторами. Перший – інтенсивність опромінення панелі. Інтенсивність добре корелюється з виробництвом електроенергії. Тому такий фактор може вважатися основним. Другий фактор – температура нагрівання абсорбера, ріст якої зменшує ККД батареї й знижує термін служби.

Для нагрівання абсорбера характерним є істотно змінний характер залежності температури від часу доби (рис. 1). При орієнтації S-N температура плавно зростає в першій половині дня та зменшується у другій. Вид кривих залежності протягом усього року й для різних кутів нахилу є симетричним щодо полуденного часу. Температура абсорбера влітку, як і продуктивність, у значній мірі залежить від кута нахилу, а взимку такого впливу практично немає.

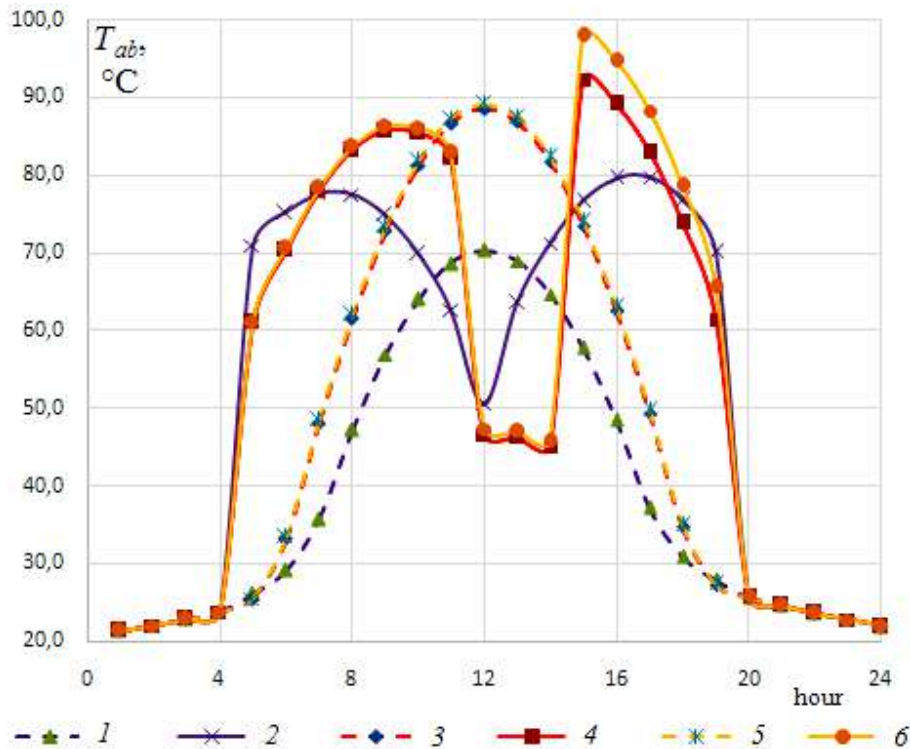


Рис. 1. Денна термограма абсорбера в літній період для різних орієнтацій, кутів нахилу й типів СЕ (односторонній - 1s, двосторонній -2s): 1 – S-N, 90° , 2s; 2 – E-W, 90° , 2s; 3 – S-N, 45° , 2s; 4 – E-W, 45° , 2s; 5 – S-N, 45° , 1s; 6 – E-W, 45° , 1s

При орієнтації E-W зміна температури протягом дня більш складна. Симетрія щодо полуденного часу спостерігається тільки влітку – для вертикального розташування панелі. Вид температурних кривих відрізняється значно більшим інтегральним заповнюванням графічного поля в ранковий і вечірній періоди та наявністю провалу в полуденний час, у порівнянні з орієнтацією S-N. Це пов'язане з особливостями опромінення панелі.

Загальною тенденцією, що відзначена за результатами аналізу, є зростання температури при зменшенні кута нахилу. У літній період, коли температура абсорбера найбільша, її рівень перевищує той, що рекомендується звичайно для СЕ (45 - 50°C), і досягає великого значення (у нашому прикладі 94°C).

Порівняння температурних режимів двосторонніх і односторонніх панелей показує (рис. 1), що рівні нагрівання абсорбера в найбільш теплонапружений період (літній) в обох варіантах практично збігаються. Однак при орієнтації E-W у післяполуденні години односторонній СЕ нагрівається сильніше. Це є наслідком наявності надлишкової теплоти при обмеженості використання сонячної енергії для вироблення електрики.

Близькі температури нагрівання абсорбера в розглянутих варіантах пояснюються невеликою часткою опромінення сторони СЕ, що перебуває в тіні (рис. 2). Тому передня поверхня є визначальною при формуванні температури абсорбера, як для одно-, так і для двосторонньої панелей. Закономірності зміни опромінення схожі для кутів нахилу 90° і 45° , однак максимальне значення в останньому випадку більше, при тому, що інтенсивність опромінення задньої панелі менше.

Опромінення східної сторони при орієнтації E-W на початку дня, з 4 до 12 години, різко змінюється: відбувається зростання і наступне падіння зі значним темпом (рис. 3). Після 12 години темп падіння знижується. У цій частині дня опромінення реверсної сторони значно менше. Картина зміни опромінення сторін при орієнтації E-W є дзеркальною щодо полуденного часу. У післяполуденні години якийсь час сонячне випромінювання не попадає на зворотну сторону нахиленої панелі, тому загальне опромінення її в цей період менше. Коли зенітний кут досягає значення $\theta_z \geq 90 - \beta$, з'являється пряма складова. Для вертикальної панелі $\theta_z = 0$ і такий перехід відбувається практично непомітно.

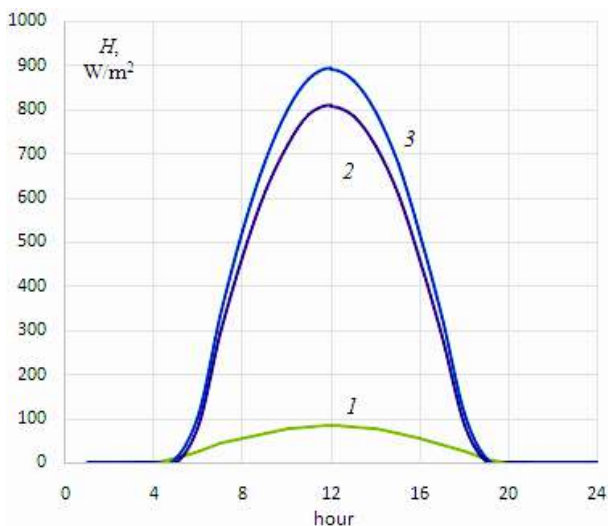


Рис. 2. Густина потоку випромінювання на СЕ при орієнтації S-N і куті нахилу 45° (спрямованість сторін: 1 – північна; 2 – південна; 3 – сумарна)

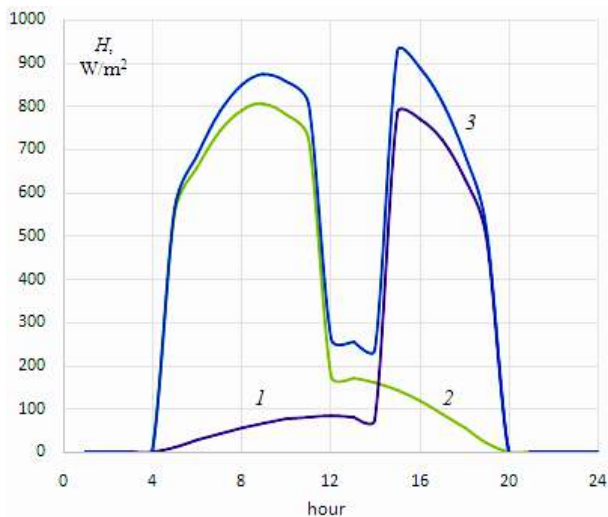


Рис. 3. Густина потоку випромінювання на СЕ при орієнтації E-W і куті нахилу 45° (спрямованість сторін: 1 – східна; 2 – західна; 3 – сумарна)

Таким чином, у першій половині дня превалує інтенсивність випромінювання на аверсній стороні, у другій – на реверсній, що й визначає переважний вплив однієї зі сторін на нагрівання. Сумарне опромінення, на відміну від того, що падає на кожен сторону, виявляється більшою мірою згладженим, хоча й зі спадом у полуденні години.

На рис. 4 представлені дані по добовому розгорненню продуктивності панелі при двох розглянутих орієнтаціях в літній період. При напрямку за віссю S-N основний час виробництва електроенергії – це середина дня, для E-W – початок і кінець дня. Такі ж залежності характерні й для інших періодів року. Інтегральна кількість електрогенерації, що може бути вироблена за світловий день при орієнтації S-N, є меншою, ніж при E-W. Щодо даних на рис. 4, то у липні її рівень складає 1534 Вт·год/м² і 1864 Вт·год/м² відповідно.

Характер кривих зміни потужності електричної генерації СЕ протягом світлового дня корелюється з опроміненням і температурою панелі (рис. 2 – рис. 4).

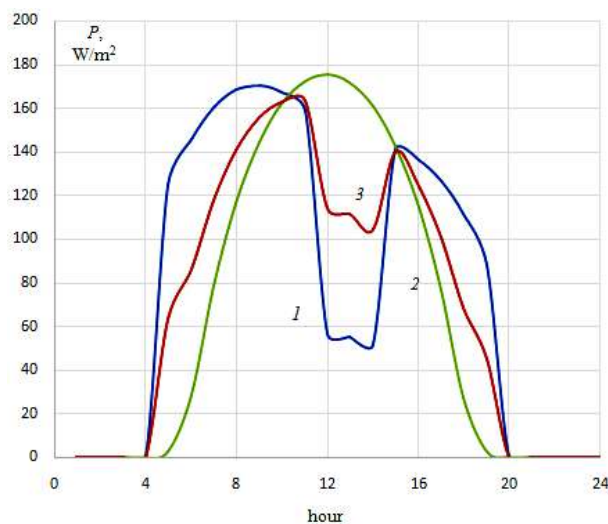


Рис. 4. Потужність електричної генерації СЕ в розгорненні доби для літнього періоду при куті нахилу 45° і орієнтації: 1 – S-N; 2 – E-W; 3 – (S-N) + (E-W)

Відзначені особливості на практиці можуть мати кон'юнктуру привабливості, і для певних споживачів така ситуація може бути сприятливою. Разом з тим, представлені на рис. 4 дані дозволяють зробити важливий для практичного застосування висновок. Зі суміщення кривих 1 і 2 видно, що одночасна робота панелей з різною орієнтацією вирівнює продуктивність станції протягом світлового дня. Сукупне виробництво електроенергії панелями різної орієнтації (крива 3) характеризується підвищеною рівномірністю та керованим інтегральним заповнюванням денного графіка. Так, кількість денного сукупного виробництва електроенергії при однаковому співвідношенні розмірів різноспрямованих панелей для даних на рис. 4 становить 1699 Вт·год/м². Зміна співвідношення кількості панелей з різною орієнтацією дозволяє підвищувати або знижувати денну продуктивність в інтервалі рівнів складових орієнтацій і керувати полуденним спадом виробництва. Таким чином можна підлаштувати графіки виробництва і споживання енергії.

З аналізу впливу орієнтації СЕ на продуктивність випливає, що гірші умови генерації електроенергії спостерігаються при спрямованості за віссю S-N і куті нахилу 90°. Орієнтація E-W є кращою при різних кутах нахилу. Вплив нахилу на продуктивність у літній період проявляється в значній мірі тільки для установки СЕ за віссю S-N. Електрична продуктивність зростає зі зменшенням нахилу. У період з вересня по квітень ефективність роботи СЕ мало залежить від кута установки. У цей період основний вплив має орієнтація СЕ.

З огляду на різний ступінь залежності продуктивності СЕ від основних параметрів і сезонність визначальних зв'язків, найбільш інформативним є розгляд продуктивності СЕ за сумарним загальнорічним показником.

На рис. 5 представлені дані щодо вироблення електроенергії протягом року для розглянутих чотирьох варіантів установки СЕ. Як бачимо, найкращим є варіант із орієнтацією за віссю E-W, найгіршим – за віссю S-N. Варіанти з орієнтаціями за віссю E-W, кут

нахилу 90° , і за віссю S-N, кут нахилу 45° є близькими за ефективністю.

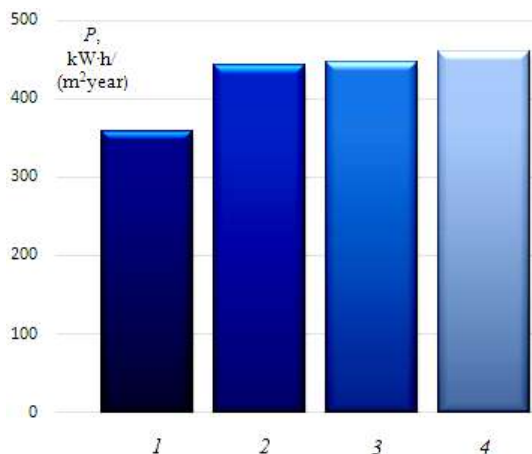


Рис. 5. Річне виробництво електроенергії залежно від орієнтації й кута нахилу СЕ:

1 – S-N, 90° ; 2 – E-W, 90° ; 3 – S-N, 45° ; 4 – E-W, 45°

Висновки.

Розроблено метод визначення двостороннього опромінювання сонячних елементів, за допомогою якого створено інтегровану математичну модель енергетичного режиму роботи СЕ в залежності від його просторового розміщення. Модель дозволяє проводити більш точний, в порівнянні з існуючими методами, аналіз ефективності роботи СЕ при різних способах орієнтації і створювати раціональну архітектуру електричної станції.

За результатами аналітичного дослідження показано:

1. У літній період температура СЕ майже вдвічі перевищує ту, що звичайно рекомендується ($45\text{--}50^\circ\text{C}$). Рівні нагрівання абсорбера двосторонніх і односторонніх панелей практично збігаються. Однак при орієнтації E-W у післяполуденні години односторонній СЕ нагрівається сильніше. Це є наслідком наявності надлишкової теплоти при обмеженості використання сонячної енергії для вироблення електрики.

2. Застосування двосторонньої фотопанелі для всіх способів орієнтації є додатним за електричною продуктивністю. Найбільший ефект від двостороннього опромінення сонячної панелі може бути отриманий при спрямуванні за віссю E-W. Зі зменшенням кута нахилу, починаючи від рівня 90° , сумарне опромінення панелі зростає. Залежність річного виробництва електрики від кута нахилу найбільше проявляється для орієнтації S-N, і для кутів 90° і 45° різниця досягає 26 %. Різниця річного виробництва між орієнтаціями E-W і S-N при куті нахилу 45° мала і становить близько 3 %.

При куті 90° і напрямку E-W річне виробництво на 24 % більше, ніж при S-N. Між тим, при орієнтації E-W продуктивність вертикальної панелі є гіршою тільки на 2,6 % в порівнянні з панелями, нахиленими під кутом 45° . Тому, таке розташування виправдане за умови застосування, наприклад, для огорожі або облицюванні фасаду.

3. Комбінування фотопанелей з різним способом просторового розміщення дозволяє керувати рівнем

виробництва електроенергії протягом світлового дня, підлаштовуючи графіки виробництва і споживання енергії. Зміна співвідношення кількості панелей з різною орієнтацією дозволяє підвищувати або знижувати денну продуктивність в інтервалі рівнів складових орієнтацій і керувати рівнем полуденного спаду виробництва електроенергії.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- Gu W., Ma T., Ahmed S., Zhang Y., Peng J. A comprehensive review and outlook of bifacial photovoltaic (bPV) technology. *Energy Conversion and Management*, 2020, vol. 223, art. no. 113283. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2020.113283>.
- Guerrero-Lemus R., Vega R., Kim T., Kimm A., Shephard L.E. Bifacial solar photovoltaics – A technology review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016, vol. 60, pp. 1533-1549. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.03.041>.
- Tina G.M., Scavo F.B., Gagliano A. Multilayer thermal model for evaluating the performances of monofacial and bifacial photovoltaic modules. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2020, vol. 10, no. 4, pp. 1035-1043. doi: <https://doi.org/10.1109/jphotov.2020.2982117>.
- Zhang Z., Wu M., Lu Y., Xu C., Wang L., Hu Y., Zhang F. The mathematical and experimental analysis on the steady-state operating temperature of bifacial photovoltaic modules. *Renewable Energy*, 2020, vol. 155, pp. 658-668. doi: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2020.03.121>.
- Jaszczur M., Hassan Q., Teneta J., Majewska E., Zych M. An analysis of temperature distribution in solar photovoltaic module under various environmental conditions. *MATEC Web of Conferences, 2018, 11th International Conference on Computational Heat, Mass and Momentum Transfer (ICCHMT 2018)*, vol. 240, art. no. 04004. doi: <https://doi.org/10.1051/mateconf/201824004004>.
- Bryan J.L., Silverman T.J., Deceglie M.G., Holman Z.C. Thermal model to quantify the impact of sub-bandgap reflectance on operating temperature of fielded PV modules. *Solar Energy*, 2021, vol. 220, pp. 246-250. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2021.03.045>.
- Zhou J., Zhang Z., Ke H. PV module temperature distribution with a novel segmented solar cell absorbance model. *Renewable Energy*, 2019, vol. 134, pp. 1071-1080. doi: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2018.09.014>.
- Wu S.-Y., Guo H.-T., Xiao L., Chen Z.-L. Experimental investigation on thermal characteristics and output performance of PV panel under linear light source and windy conditions. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 2021, vol. 43, art. no. 100918. doi: <https://doi.org/10.1016/j.seta.2020.100918>.
- Ruzaimi A., Shafie S., Hassan W.Z.W., Azis N., Effendy Ya'acob M., Elianddy E. Temperature distribution analysis of monocrystalline photovoltaic-thermoelectric generator (PV-TEG) hybrid application. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 2020, vol. 17, no. 2, pp. 858-876. doi: <http://doi.org/10.11591/ijeecs.v17.i2.pp858-867>.
- Высочин В. Математическая модель гелиосистемы с сезонным аккумулятором тепла. *Праці Одеського політехнічного університету*, 2011, вип. 2(36), С. 125-129. Режим доступу: <https://pratsi.opu.ua/articles/show/695> (Дата звернення: 21.06.2020).
- Gong Y., Wang Z., Lai Z., Jiang M. TVACPSO-assisted analysis of the effects of temperature and irradiance on the PV module performances. *Energy*, 2021, vol. 227, art. no. 120390. doi: <https://doi.org/10.1016/j.energy.2021.120390>.
- Wysochin V., Verstak N. Efficiency of use of a hybrid solar collector. *Праці Одеського політехнічного університету*, 2018, вип. 2(55), с. 66-71. doi: <https://doi.org/10.15276/opu.2.55.2018.07>.

13. Pan A.C., Del Canizo C., Luque A. Effect of thickness on bifacial silicon solar cells. *2007 Spanish Conference on Electron Devices*, 2007, pp. 234-237. doi: <https://doi.org/10.1109/sced.2007.384035>.

REFERENCES

1. Gu W., Ma T., Ahmed S., Zhang Y., Peng J. A comprehensive review and outlook of bifacial photovoltaic (bPV) technology. *Energy Conversion and Management*, 2020, vol. 223, art. no. 113283. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2020.113283>.
2. Guerrero-Lemus R., Vega R., Kim T., Kimm A., Shephard L.E. Bifacial solar photovoltaics – A technology review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016, vol. 60, pp. 1533-1549. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.03.041>.
3. Tina G.M., Scavo F.B., Gagliano A. Multilayer thermal model for evaluating the performances of monofacial and bifacial photovoltaic modules. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2020, vol. 10, no. 4, pp. 1035-1043. doi: <https://doi.org/10.1109/jphotov.2020.2982117>.
4. Zhang Z., Wu M., Lu Y., Xu C., Wang L., Hu Y., Zhang F. The mathematical and experimental analysis on the steady-state operating temperature of bifacial photovoltaic modules. *Renewable Energy*, 2020, vol. 155, pp. 658-668. doi: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2020.03.121>.
5. Jaszczur M., Hassan Q., Teneta J., Majewska E., Zych M. An analysis of temperature distribution in solar photovoltaic module under various environmental conditions. *MATEC Web of Conferences*, 2018, *11th International Conference on Computational Heat, Mass and Momentum Transfer (ICCHMT 2018)*, vol. 240, art. no. 04004. doi: <https://doi.org/10.1051/mateconf/201824004004>.
6. Bryan J.L., Silverman T.J., Deceglie M.G., Holman Z.C. Thermal model to quantify the impact of sub-bandgap reflectance on operating temperature of fielded PV modules. *Solar Energy*, 2021, vol. 220, pp. 246-250. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2021.03.045>.
7. Zhou J., Zhang Z., Ke H. PV module temperature distribution with a novel segmented solar cell absorbance model. *Renewable Energy*, 2019, vol. 134, pp. 1071-1080. doi: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2018.09.014>.
8. Wu S.-Y., Guo H.-T., Xiao L., Chen Z.-L. Experimental investigation on thermal characteristics and output performance of PV panel under linear light source and windy conditions. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 2021, vol. 43, art. no. 100918. doi: <https://doi.org/10.1016/j.seta.2020.100918>.
9. Ruzaimi A., Shafie S., Hassan W.Z.W., Azis N., Effendy Ya'acob M., Elianddy E. Temperature distribution analysis of monocrystalline photovoltaic-thermoelectric generator (PV-TEG) hybrid application. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 2020, vol. 17, no. 2, pp. 858-876. doi: <http://doi.org/10.11591/ijeecs.v17.i2.pp858-867>.
10. Wysochin V.V. Mathematical model of a solar-plant system with the seasonal heat accumulator. *Proceedings of Odessa Polytechnic University*, 2011, iss. 2(36), pp. 125-129. (Rus). Available at: <https://pratsi.opu.ua/articles/show/695> (accessed 21 June 2020).

11. Gong Y., Wang Z., Lai Z., Jiang M. TVACPSO-assisted analysis of the effects of temperature and irradiance on the PV module performances. *Energy*, 2021, vol. 227, art. no. 120390. doi: <https://doi.org/10.1016/j.energy.2021.120390>.

12. Wysochin V., Verstak N. Efficiency of use of a hybrid solar collector. *Proceedings of Odessa Polytechnic University*, 2018, iss. 2(55), pp. 66-71. doi: <https://doi.org/10.15276/opu.2.55.2018.07>.

13. Pan A.C., Del Canizo C., Luque A. Effect of thickness on bifacial silicon solar cells. *2007 Spanish Conference on Electron Devices*, 2007, pp. 234-237. doi: <https://doi.org/10.1109/sced.2007.384035>.

Надійшла (Received) 03.04.2021

Прийнята (Accepted) 12.05.2021

Опублікована (Published) 25.06.2021

Височин Віктор Васильович¹, к.т.н., доц.,
Нікульшин Владимир Русланович¹, д.т.н., проф.,
Денисова Алла Євсєєвна¹, д.т.н., проф.,
¹ Державний університет «Одеська політехніка»,
65044, Одеса, пр. Шевченка, 1,
e-mail: vvwin.od@gmail.com (Corresponding author),
vnikul@paco.net, alladenysova@gmail.com

V.V. Wysochin¹, V.R. Nikulshin¹, A.E. Denysova¹

¹ Odessa Polytechnic State University,
1, Shevchenko Ave., Odessa, Ukraine, 65044.

Investigation of orientation impact on electrical power of bifacial solar elements.

Purpose. To develop the integrated mathematical model for definition of bifacial solar element rational power operation in the various operation conditions caused by orientation of solar panels and power influence. **Methodology.** We have proposed the method of definition of bifacial solar elements irradiation and temperature mode and also electric power production at various orientation of panels. **Results.** We have made analytical investigations of temperature operation conditions of solar elements and their influence on electrical power for various panels orientation in space. Features of irradiation of the forward and back parts of solar panels, conditions of a temperature operating mode and its influence on electric power production are shown. Possibilities of rational conditions of spatial panels orientation are considered. **Originality.** We have suggested and proved the model of definition bifacial irradiation solar panels and thermal conditions of electric power production and also rational conditions of spatial orientation of panels. **Practical value.** The developed by us methodology as well as results of its application, allows to choose rational architecture of a solar power station with high efficiency. References 13, figures 5.

Key words: bifacial solar photo panels, irradiation of solar panels, orientation of solar cells, power generation.

D. Sengupta, A. Datta

VALIDATION OF OPTIMAL ELECTRIC VEHICLE CHARGING STATION ALLOTMENT ON IEEE 15-BUS SYSTEM

Introduction. The diminishing conventional energy resources and their adverse environmental impacts compelled the researchers and industries to move towards the nonconventional energy resources. Consequently, a drastic paradigm shift is observed in the power and transportation sectors from the traditional fossil fuel based to the renewable energy-based technologies. Considering the proliferation of electric vehicles, the energy companies have been working continuously to extend electric vehicle charging facilities. **Problem.** Down the line, the inclusion of electric vehicle charging stations to the electric grid upsurges the complication as charging demands are random in nature all over the grid, and in turn, an unplanned electric vehicle charging station installation may cause for the system profile degradation. **Purpose.** To mitigate the problem, optimum allocation of the charging stations in existing power distribution system in a strategic manner is a matter of pronounced importance in maintaining the system stability and power quality. In this paper, optimum allocation of electric vehicle charging stations in IEEE 15-bus system is studied in order to minimize the highest over and under voltage deviations. **Methodology.** Primarily, voltage stability analysis is carried out for identification of the suitable system nodes for the integration. Voltage sensitivity indices of all the system nodes are calculated by introducing an incremental change in reactive power injection and noting down the corresponding change in node voltage for all nodes. Henceforth, dynamic load-flow analysis is performed using a fast and efficient power flow analysis technique while using particle swarm optimization method in finding the optimal locations. **Results.** The results obtained by the application of the mentioned techniques on IEEE 15-bus system not only give the optimum feasible locations of the electric vehicle charging stations, but also provide the maximum number of such charging stations of stipulated sizes which can be incorporated while maintaining the voltage profile. **Originality.** The originality of the proposed work is the development of the objective function; voltage stability analysis; power flow analysis and optimization algorithms. **Practical value.** The proposed work demonstrates the detailed procedure of optimum electric vehicle charging station allotment. The experimental results can be used for the subsequent execution in real field. References 15, table 1, figures 4.

Key words: electric vehicle charging station, optimal allotment, IEEE 15-bus system, voltage stability analysis, load-flow analysis, particle swarm optimization.

Вступ. Зменшення традиційних енергетичних ресурсів та їх несприятливий вплив на навколишнє середовище змусили дослідників і галузі промисловості перейти до нетрадиційних енергетичних ресурсів. Отже, в енергетичному та транспортному секторах спостерігається кардинальна зміна парадигми від традиційного викопного палива до технологій, що базуються на відновлюваних джерелах енергії. Беручи до уваги розповсюдження електромобілів, енергетичні компанії постійно працюють над розширенням потужностей для зарядки електромобілів. **Проблема.** Включення зарядних станцій для електромобілів до електричної мережі викликає ускладнення, оскільки вимоги до зарядки мають випадковий характер по всій електромережі, і, в свою чергу, незапланована установка зарядної станції для електромобілів може призвести до погіршення профілю системи. **Мета.** Щоб полегшити проблему, оптимальне розміщення зарядних станцій в існуючій системі розподілу електроенергії стратегічним чином є питанням надзвичайно важливого значення для підтримки стабільності системи та якості електроенергії. У цій роботі вивчається оптимальне розміщення зарядних станцій для електричних транспортних засобів в 15-шинній системі IEEE з метою мінімізації найвищих відхилень напруги вгору та донизу. **Методологія.** В першу чергу, проводиться аналіз стабільності напруги для ідентифікації відповідних вузлів системи для інтеграції. Показники чутливості до напруги всіх вузлів системи обчислюються шляхом введення поступової зміни подачі реактивної потужності та відмітки відповідної зміни вузлової напруги для всіх вузлів. Надалі динамічний аналіз потоку навантаження виконується за допомогою швидкого та ефективного методу аналізу потоку потужності, використовуючи метод оптимізації рою частинок для пошуку оптимальних місць розташування. **Результати.** Результати, отримані при застосуванні зазначених методів на 15-шинній системі IEEE, не тільки дають оптимально можливе розташування зарядних станцій електромобілів, але також забезпечують максимальну кількість таких зарядних станцій встановлених розмірів, які можна включити, зберігаючи профіль напруги. **Оригінальність.** Оригінальність запропонованої роботи полягає у розвитку цільової функції; у аналізі стабільності напруги; у алгоритмах аналізу та оптимізації потоку потужності. **Практичне значення.** Запропонована робота демонструє детальну процедуру оптимального розподілу станцій зарядки електромобілів. Результати експериментів можуть бути використані для подальшої реалізації в реальних умовах. Бібл. 15, табл. 1, рис. 4.

Ключові слова: зарядна станція для електромобілів, оптимальний розподіл, 15-шинна система IEEE, аналіз стабільності напруги, аналіз потоку навантаження, оптимізація рою частинок.

1. Introduction. Presently, the transportation sector is being transformed rapidly to adopt electric vehicles (EVs) as it is an important revolution to circumvent the depletion of conventional energy resources and their detrimental environmental impacts like global warming, public health hazards, etc. [1]. With the proliferation of EVs, there is an equivalent obligation to meet the EV charging needs. In this perspective, a massive infrastructure planning is required towards the installation of electric vehicle charging stations (EVCSs) [2]. Expansion of generation and energy storage planning is the concern to accommodate many EVCSs. The generation extension may be combined with energy

storage systems. However, the generation expansion is constrained by several factors like renewable energy integration, rating of existing transmission/distribution lines, investment cost, risk assessment, long-term planning, etc. [3].

Optimal allocation of EVCSs can comfort to accommodate a substantial number of EVCSs in existing power system while sinking power losses and functioning cost in tandem with voltage stability. In recent years, several studies have been carried out in the domain of optimal sizing and allocation of the EVCSs in power distribution networks. In [4], greedy algorithm along with

© D. Sengupta, A. Datta

three other optimization techniques was presented for maximizing the accessibility of EVCS to the EV owners. In [5], a stochastic collaborative planning for EVCS integrated distribution network was performed by utilizing a realistic traffic assignment model in conjunction with conical congestion function. Optimal placement of fast charging EVCSs for charging cost minimization using game theory was proposed in [6]. A multi-objective bi-layer Pareto optimization technique for maximizing EV parking garage profit and minimizing line loss as well as voltage deviation was pronounced in [7]. A multi-agent system (MAS) simulation framework along with evidential reasoning (ER) approach was used for minimizing the charging cost, charging waiting time and charging travel time [8]. Optimal allocation of EVCSs for sharing charging level improvement and total charging distance minimization was presented [9]. In [10], a collaborative multi-aggregator EV charging scheduling for PV powered EVCSs for aggregator total profit maximization was accomplished. An optimum distributed energy trading strategy was proposed using game theory on an EVCS incorporated integrated energy system (IES) [11]. A geographic information system (GIS) based technique for PV based EVCS location analysis and evaluation was presented in [12].

Literature review reveals that less amount of work is performed in the domain of EVCS allocation in view of voltage profile retention. Another general shortfall of all these researches is the absence of voltage stability analysis which is vital to check the suitability of the nodes for power injection/absorption while retaining the system stability.

In the present work, an effective strategy for optimal allocation of EVCSs to maintain the voltage profile of a distribution network is presented. Among the different optimization techniques, the particle swarm optimization (PSO) is an easy and distinct convergence technique [13]. Thus, PSO technique is adopted in compliance with an efficient dynamic power flow analysis method. IEEE 15-bus system is taken for optimal allocation of EVCSs with respect to minimization of node voltage deviation. The optimum results obtained from the case study are substantiated with the voltage stability analysis results. A comparison of the system voltage profile with EVCS and without EVCS is presented to show the effectiveness of the optimal allocation of EVCSs.

The rest portion of this paper is structured as follows: problem formulation is included in Section 2. Voltage stability analysis is discussed in Section 3. Power flow analysis and PSO technique are described in Sections 4 and 5, respectively, whereas Section 6 presents the proposed power flow analysis collaborated PSO technique in detail. Results and discussion are placed in Section 7, and finally Section 8 concludes the paper.

The aim of the paper is to optimally allocate the maximum number of electric vehicle charging stations of specific sizes while retaining the voltage profile. In turn the system stability, power balance and power quality will be maintained.

2. Problem formulation. Objective function. The integration of several EVCSs into a distribution network can introduce severe voltage deviations in different

feeders depending on the power flow. Therefore, optimal sizing and allocation of such EVCSs are very essential in maintaining the voltage deviation within the standard limit. In view of this, an objective function is formulated to minimize the highest voltage rise and drop with respect to the reference voltage.

To objective function is defined as

$$\begin{aligned} \text{Minimize } E_{devi\text{highest}} = & \\ = \text{Minimize} & (|V_{ref} - V[FN(i,1)]|, |V_{ref} - V[FN(i,j+1)]|) = \\ = \text{Minimize} & (|V_{ref} - |V[FN(i,1)]||, |V_{ref} - | \\ & - \{ |V[FN(i,j)]| - \frac{\sqrt{(P_S[FB(i,j)]^2 + Q_S[FB(i,j)]^2)}}{|V[FN(i,j)]}| \} \times \\ & \times |Z[FB(i,j)]| \} \}. \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \text{The voltage of the } (j+1)^{\text{th}} \text{ node of the } i^{\text{th}} \text{ path is} \\ |V[FN(i,j+1)]| = |V[FN(i,j)]| - \\ - \frac{\sqrt{(P_S[FB(i,j)]^2 + Q_S[FB(i,j)]^2)}}{|V[FN(i,j)]|} \cdot |Z[FB(i,j)]|, \end{aligned} \quad (2)$$

where $i = 1, \dots, TN$ and $j = 1, \dots, N(i) - 1$; i represents the main feeder, lateral or sublateral number of the distribution network; i^{th} path signifies the paths associated with main feeder, laterals, and sub-laterals; TN is the total number of paths of the network; j is the index for representing the nodes and branches of the i^{th} path; $N(i)$ is the maximum number of nodes present in the i^{th} path. As number of branches present in a path is exactly 1 less than the number of nodes, the total number of branches of the i^{th} path is $N(i) - 1$. Henceforth, $[FB(i,j)]$ presents the branches of the i^{th} path and for $j = N(i) - 1$, $[FB(i,j)]$ denotes the last branch of the associated i^{th} path. $[FN(i,j)]$ indicates the nodes of the allied i^{th} path. For $j = N(i) - 1$, $[FN(i,j)]$ presents the node just before the last node. $[FN(i,j+1)]$ presents the last node of the i^{th} path. $E_{devi\text{highest}}$ is the highest voltage (over and under voltage) errors among the node voltages of the distribution system; V_{ref} is the reference bus voltage, which is taken as $(1 + j \cdot 0)$ pu. The voltage of main feeder first node $V[FN(1,1)] = (1 + j \cdot 0)$ pu. $V[FN(i,1)]$ denotes the first node voltage of the i^{th} path. $V[FN(i,j)]$ is the j^{th} node voltage of the i^{th} path. $Z[FB(i,j)]$ represents the j^{th} branch impedance of the i^{th} path. $P_S[FB(i,j)]$ and $Q_S[FB(i,j)]$ are the active and reactive power flows of the $[FB(i,j)]$ branch.

Decision variables. EVCS locations.

An array named $EVCSLOCS$ is assigned to store the decision variables of the proposed optimization problem, i.e., the randomly generated EVCS locations

$$EVCSLOCS = [EVCSLOCS_1, \dots, EVCSLOCS_i, \dots, EVCSLOCS_n], \quad (3)$$

where $EVCSLOCS_i$ denotes the i^{th} EVCS location among total n number of EVCS locations.

The operating range of $EVCSLOCS_i$ is restricted to $[FN(i,j)]$; for $i = 1, j = 2, \dots, N(i)$ and for $i = 2, \dots, TN, j = 1, \dots, N(i)$. The total number of EVCSs (n) varies based on the requirements of different case studies.

Maximum powers of the EVCSs.

Two arrays named P_{EVsm} and Q_{EVsm} are assigned to hold the active and reactive power capacities of the EVCSs

$$P_{EVstn} = [P_{EVstn1}, \dots, P_{EVstni}, \dots, P_{EVstnn}]; \quad (4)$$

$$Q_{EVstn} = [Q_{EVstn1}, \dots, Q_{EVstni}, \dots, Q_{EVstnn}], \quad (5)$$

where n is the numbers of EVCSs are to be allocated; P_{EVsmi} and Q_{EVsmi} are an active and reactive power capacities of i^{th} EVCS (EVCS _{i}) respectively.

Bus voltage constraints.

$$V_{\min} \leq V[FN(i, j)] \leq V_{\max} \quad (6)$$

where $V[FN(i, j)]$ represents the node voltages of the distribution network.

The V_{\min} and V_{\max} are taken as 0.9 pu and 1.1 pu respectively for primary distribution.

3. Voltage stability analysis. Voltage stability analysis is a mandate to identify the suitable nodes appropriate for load point integration [14] in view of retaining the overall system stability. For checking the stability of the network due to integration of EVCS at different nodes accept the swing bus, the voltage sensitivity analysis of all these nodes is essential. For a decoupled network, the voltage sensitivity is dominantly reliant on its reactive power sensitivity ($\delta Q_n / \delta V_n$). The voltage sensitivity index (VSI) for n^{th} node is defined as

$$VSI|_n = \frac{\delta V_n}{\delta Q_n} \quad (7)$$

where δQ_n and δV_n represent the incremental changes in n^{th} node reactive power Q_n and voltage V_n respectively. The term $(\delta Q_n / \delta V_n)$ represents the ratio of the two incremental changes. $\delta V_n / \delta Q_n$ is the reciprocal of the aforesaid ratio. It denotes the incremental change in node voltage δV_n subjected to a corresponding incremental change in reactive power Q_n and is called the VSI of the n^{th} node.

Positive value of VSI indicates a suitable node for load point inclusion, whereas, negative VSI implies an unstable node. The less value of positive VSI infers a more stable node and vice versa.

4. Power flow analysis. An efficient power flow analysis method [15] is utilized along with the PSO optimization technique for dynamic power flow and node voltage calculation. The governing equations of this method are

$$|I[FB(i, j)]_{new}| = \frac{|V[FN(i, j)]_{old}| - |V[FN(i, j+1)]_{old}|}{|Z[FB(i, j)]|}; \quad (8)$$

$$LP[FB(i, j)]_{new} = |I[FB(i, j)]_{new}|^2 \cdot R[FB(i, j)]; \quad (9)$$

$$LQ[FB(i, j)]_{new} = |I[FB(i, j)]_{new}|^2 \cdot X[FB(i, j)]; \quad (10)$$

$$|V[FN(i, j+1)]_{new}| = |V[FN(i, j)]_{new}| - \frac{\sqrt{(P_S[FB(i, j)]_{new})^2 + (Q_S[FB(i, j)]_{new})^2}}{|V[FN(i, j)]_{new}|} \times \quad (11)$$

$$\times |Z[FB(i, j)]|,$$

where, $i = 1, \dots, TN$ and $j = 1, \dots, N(i) - 1$. The notations used in this section are like the notations mentioned in «objective function» section. $V[FN(i, j)]$, $I[FB(i, j)]$, $LP[FB(i, j)]$ and $LQ[FB(i, j)]$ are the relevant node voltage, line current, line active and reactive power losses respectively. The active and reactive power flows from the branch $[FB(i, j)]$ are $P_S[FB(i, j)]$ and $Q_S[FB(i, j)]$ respectively, which are dependent upon the values of

$LP[FB(i, j)]$, $LQ[FB(i, j)]$, $P_L[FN(i, j)]$, $Q_L[FN(i, j)]$ and the system configuration. $P_L[FN(i, j)]$ and $Q_L[FN(i, j)]$ are the load active and reactive powers connected to the $[FN(i, j)]$ node. The subscript «new» represents the running iteration of power flow, whereas subscript «old» denotes the previous iteration.

5. PSO algorithm. PSO [13] is a population-driven algorithm which shows a good resemblance with the flock of birds searching for food in a search space. The entire population is called the swarm and individual members of the swarm are called particles. In contrast to the conventional optimization techniques, PSO gives faster convergence, identification of global optima in presence of local optima along with the features of simplicity in programming and adaptability for the constrained problems.

The governing equations for PSO algorithm are

$$V_i(t) = \omega(t) \cdot V_i(t-1) + c_1 \cdot r_1 \cdot (P_i(t-1) - X_i(t-1)) + c_2 \cdot r_2 \cdot (G(t-1) - X_i(t-1)); \quad (12)$$

and

$$X_i(t) = X_i(t-1) + V_i(t), \quad (13)$$

where X_i and V_i symbolize the position and velocity of the i^{th} particle, and are denoted by $X_i = [x_{i1}, \dots, x_{in}]$ and $V_i = [v_{i1}, \dots, v_{in}]$. These are the arrays, which contain the position and velocity of the i^{th} particle. P_i and G are the arrays containing the local best position of the i^{th} particle and global best position of all the particles of the swarm ever visited in each iteration. Symbol « t » represents the current iteration number and ($t-1$) signifies the previous iteration number, $1 \leq t \leq IT_{\max}$, where IT_{\max} is the maximum iteration number.

When $t = 1$ the $V_i(t-1)$, $X_i(t-1)$, $P_i(t-1)$ and $G(t-1)$ present $V_i(0)$, $X_i(0)$, $P_i(0)$ and $G(0)$ respectively. These are the 0th iteration (initial) values of velocity, position, best position of i^{th} particle and global best position of the entire swarm. Before starting the iteration process, initialization of all the particles' position, velocity, particles' best position and global best position of the entire swarm is accomplished. The entire swarm size or population of all the particles is denoted by n_{pop} . Therefore, $1 \leq i \leq n_{pop}$. At first, x_{i1} to x_{in} (the positions of n numbers of decision variables) of all the particles are initialized by generating random values in n dimensional search space. Velocities (V_i) of all the particles are initialized by storing zeros. After initialization of particles' position and velocity arrays, the objective function is calculated. Particle's best position P_i is initialized by assigning the same initial random values stored inside the X_i array for all particles. Particle's initial objective function value is stored inside the particle's best objective function array for initialization. Global best objective function is initialized by taking (0) or (inf) for the maximization and minimization problems respectively. Gradually, with the initialization of each particle's best values; continuous updating of global best values (global best position G along with global best objective function value) for the entire swarm is completed to achieve the final initialized global best values. ω is the inertia coefficient. At first iteration, usually its value is taken as 1 for the entire swarm and gradually at successive iterations, its value decreases to

almost zero if damping inertia coefficient, ω_{damp} is introduced. $\omega(t) = \omega(T - 1) \cdot \omega_{damp}$. c_1, c_2 are the cognitive and social parameters respectively, and r_1, r_2 denote random numbers.

6. Power flow coordinated PSO technique. To attain minimum values of highest over and under voltage deviations ($E_{overvol-h}$ and $E_{undervol-h}$) in accommodating multiple numbers of EVCSs in a distribution network, PSO is exploited with power flow method. The maximum power handling capacities of EVCSs are selected considering different relevant factors. After selection of the EVCS capacities, the next step is to generate random

EVCS locations within the lower and upper bounds of distribution feeder to initialize the entire swarm. These random EVCS locations generated inside the PSO algorithm for each particle are sent chronologically inside the power flow analysis function as input arguments. System data along with the EVCS capacities are encumbered inside the power flow algorithm. The distribution network data is updated inside the power flow algorithm based on these random EVCS locations. The power flow algorithm executes concurrently with the PSO method. Figure 1 shows the flow chart of the proposed power flow coordinated PSO technique.

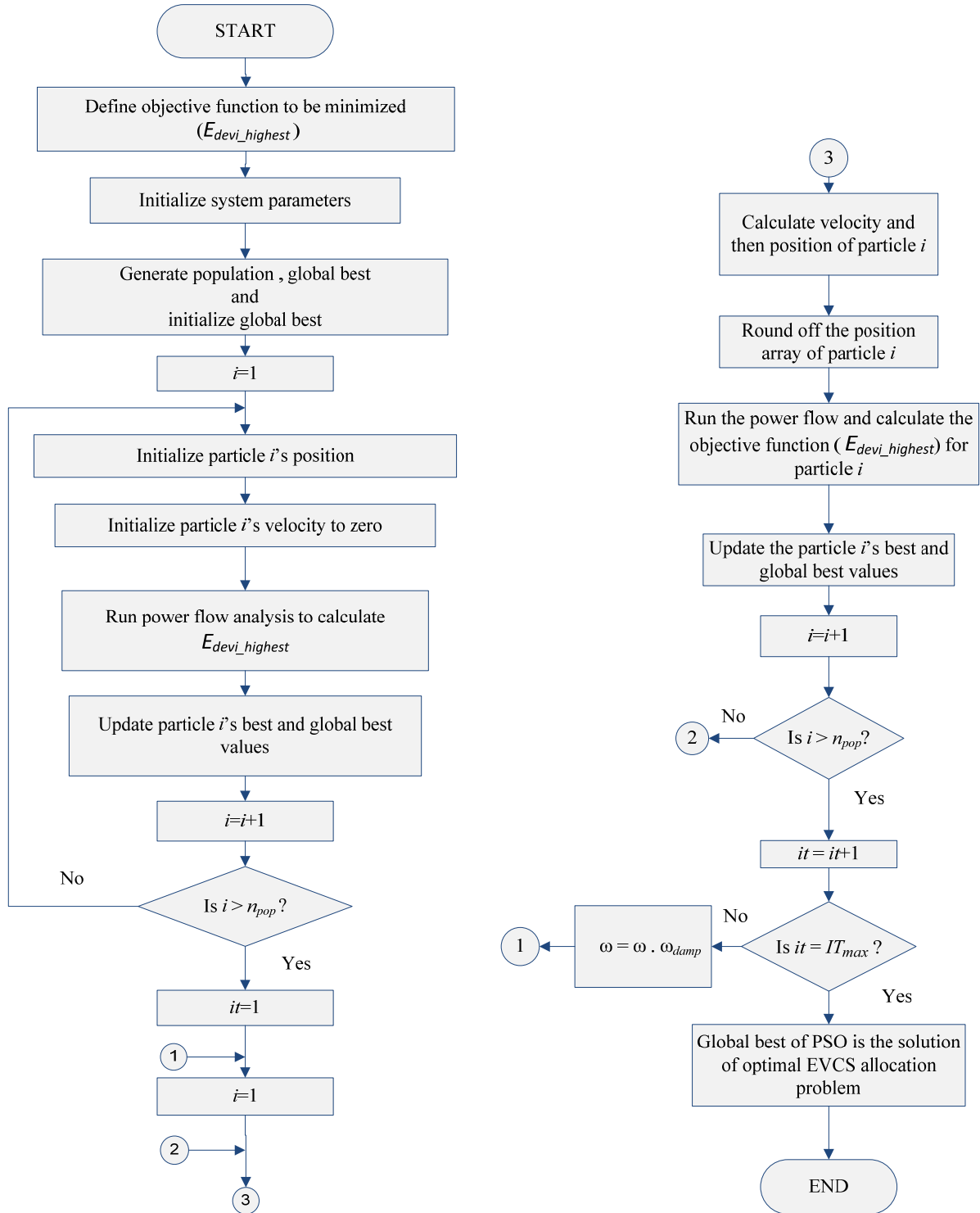


Fig. 1. Flow chart of the power flow coordinated PSO technique

7. Results and discussion. The IEEE 15-bus radial distribution system, shown in Fig. 2 is taken for the case study. The active and reactive power demands are 1126.5 kW and 1251.182 kVAR respectively. The base values are chosen as 100 MVA, 11 kV. The normalized voltage sensitivity indices of all nodes are calculated by finding out the $\delta V_n / \delta Q_n$ value of the n^{th} node, where $n = [FN(i, j)]$, excluding the main feeder first node. For this purpose, an incremental change in reactive power of the n^{th} node is introduced and the corresponding incremental change in node voltage is obtained by applying power flow analysis. Figure 3 presents the normalized voltage sensitivity indices of the test network.

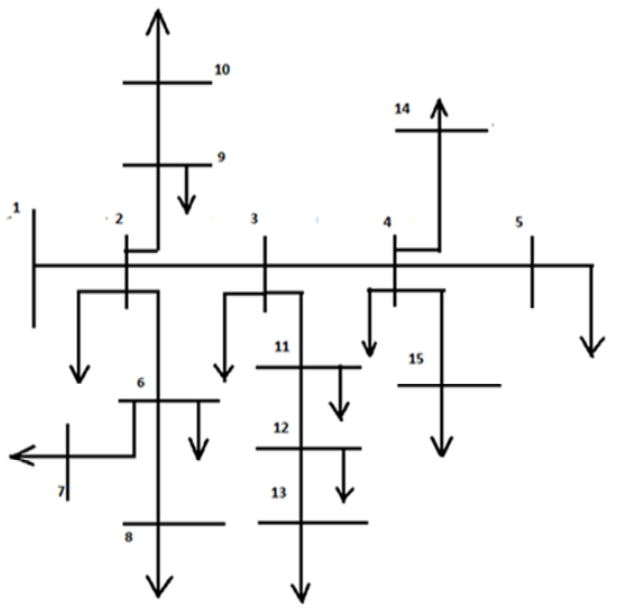


Fig. 2. IEEE 15-bus system

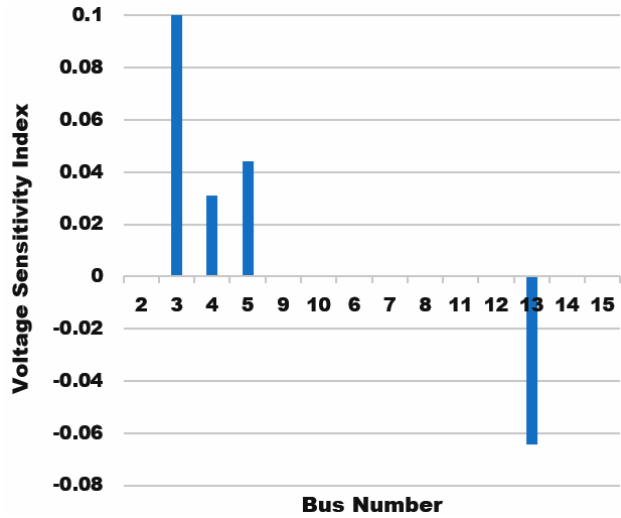


Fig. 3. Normalized voltage sensitivity indices of 15-bus system

It is observed that node number 13 is inappropriate for power injection or extraction into the system as the VSI value of this node is negative. Other nodes are having positive VSIs and guarantee the sustained stability of the system. But amidst them, node numbers 3, 4 and 5 attain high values of VSI. Therefore, these are the comparatively weaker nodes. Amongst these three nodes, node 3 is unsuitable for power injection as the VSI value

of this node is very high. The other two nodes, i.e. nodes 4 and 5, can be considered for EVCS integration. After sensitivity analysis, gradually augmented numbers of identical EVCSs are approached to investigate the effect of newly integrated EVCSs upon the system voltage profile. The motive is to find out the maximum number of such EVCSs that the network can accommodate without compromising the voltage profile. The proposed power flow collaborated PSO technique is utilized for this purpose. For the execution of the PSO algorithm, the value of ω_{damp} is taken as 0.99. c_1 and c_2 are set to 0.5 each. r_1 and r_2 are taken from the uniform distribution interval [0 1]. For deciding the capacity of each EVCS, maximum 2 EV charging requirement per EVCS is considered. Considering 8 kW DC charger, the total power consumed by 2 EVs are 16(2×8) kW DC. Rectifier efficiency is 90 %. Henceforth, the rectifier input power is 17.78 (16×100/90) kVA AC. Taking grid load power factor as 0.7, the active and reactive powers drawn from the grid by each EVCS are 12.446 (17.78×0.7) kW and 12.7 (17.78×0.7141) kVAR correspondingly. The per unit values of these powers are 0.00012446 pu and 0.000127 pu. Four trials are carried out considering 2, 3, 4 and 5 EVCS allocation. In each trial, the global best values i.e. optimum values of highest over and under voltage deviations ($E_{overvol-h}$ and $E_{undervol-h}$) along with the optimum EVCS locations are captured. The results are illustrated in Table 1.

Table 1
Optimum feasible EVCS locations for gradually augmented EVCS numbers along with the optimum voltage errors

| No. of EVCSs ↓ | Optimum feasible EVCS Locations → | $E_{overvol-h}$ (in pu) | $E_{undervol-h}$ (in pu) |
|----------------|-----------------------------------|-------------------------|--------------------------|
| 2 | 9 10 | 0.0472 | 0 |
| 3 | 8 9 10 | 0.0475 | 0 |
| 4 | 7 8 9 10 | 0.0478 | 0 |
| 5 | 3 8 9 10 10 | 0.483 | 0 |

From the results, it is seen that maximum 4 numbers of EVCSs of stipulated sizes are feasible to be integrated at optimum locations 7, 8, 9 and 10. Increasing the EVCS number to 5 gives two repeated optimum locations at node number 10 which is not suitable for implementation. The optimum nodes 7, 8, 9 and 10 achieved from this case study are verified with the results of sensitivity analysis and found to be satisfactory. The highest over and under voltage errors are substantially lesser (0.0033 pu and 0 pu) compared to the stipulated voltage errors limits (± 0.1 %). That's why these locations are considered as the optimum locations for EVCS integration.

Figure 4 shows a comparison in between the voltage profiles of the system with EVCS and without EVCS. From this analysis, it is observed that voltage profile of the system with EVCS is far better than that of without EVCS. For the system without EVCS, the highest over and under voltage errors are 0 pu and 0.0554 pu, respectively.

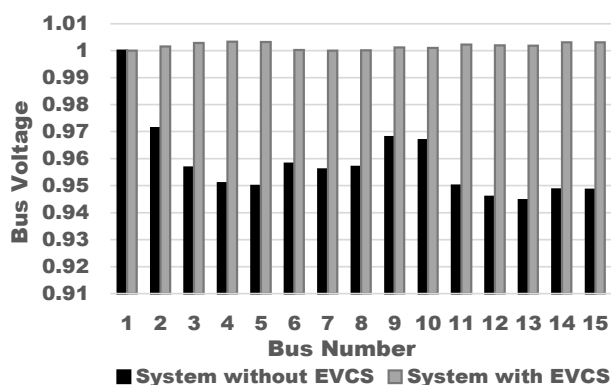


Fig. 4 Comparison of node voltage profile with and without EVCS for 15-bus system

8. Conclusions.

Optimal allocation of electric vehicle charging stations in an existing power distribution system is of great importance for maintaining voltage profile. An effective strategy, i.e. power flow analysis coordinated with particle swarm optimization, is applied for the deployment of electric vehicle charging stations in a distribution network with the intention of optimal power flow and voltage profile improvement. Voltage stability analysis is carried out by calculating the voltage sensitivity indices of the network nodes to identify the suitable nodes for the integration. IEEE 15-bus system is taken to validate the usefulness of the anticipated procedure. Comparison of system voltage profiles with and without electric vehicle charging stations is presented to reveal the effectiveness of the optimal allocation with the proposed strategy.

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

REFERENCES

- Xu X., Yao L., Zeng P., Liu Y., Cai T. Architecture and performance analysis of a smart battery charging and swapping operation service network for electric vehicles in China. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 2015, vol. 3, no. 2, pp. 259-268. doi: <https://doi.org/10.1007/s40565-015-0118-y>.
- Fathabadi H. Novel solar powered electric vehicle charging station with the capability of vehicle-to-grid. *Solar Energy*, 2017, vol. 142, pp. 136-143. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2016.11.037>.
- Mehrjerdi H. Dynamic and multi-stage capacity expansion planning in microgrid integrated with electric vehicle charging station. *Journal of Energy Storage*, 2020, vol. 29, no. 101351, pp. 1-11. doi: <https://doi.org/10.1016/j.est.2020.101351>.
- Lam A. Y. S., Leung Y.-W., Chu X. Electric vehicle charging station placement: formulation, complexity, and solutions. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2014, vol. 5, no. 6, pp. 2846-2856. doi: <https://doi.org/10.1109/tsg.2014.2344684>.
- Wang S., Dong Z. Y., Luo F., Meng K., Zhang Y. Stochastic collaborative planning of electric vehicle charging stations and power distribution system. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2018, vol. 14, no. 1, pp. 321-331. doi: <https://doi.org/10.1109/tii.2017.2662711>.
- Xiong Y., Gan J., An B., Miao C., Bazzan A. L. C. Optimal electric vehicle fast charging station placement based on game

theoretical framework. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2018, vol. 19, no. 8, pp. 2493-2504. doi: <https://doi.org/10.1109/tits.2017.2754382>.

7. Faddel S., Elsayed A. T., Mohammed O. A. Bilayer multi-objective optimal allocation and sizing of electric vehicle parking garage. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, vol. 54, no. 3, pp. 1992-2001. doi: <https://doi.org/10.1109/tia.2018.2803151>.

8. Jiang C., Jing Z., Ji T., Wu Q. Optimal location of PEVCSs using MAS and ER approach. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2018, vol. 12, no. 20, pp. 4377-4387. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2017.1907>.

9. Gong D., Tang M., Buchmeister B., Zhang H. Solving location problem for electric vehicle charging stations – a sharing charging model. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 138391-138402. doi: <https://doi.org/10.1109/access.2019.2943079>.

10. Gupta V., Konda S.R., Kumar R., Panigrahi B.K. Collaborative multi-aggregator electric vehicle charge scheduling with PV-assisted charging stations under variable solar profiles. *IET Smart Grid*, 2020, vol. 3, no. 3, pp. 287-299. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-stg.2019.0088>.

11. Wang Y., Wang X., Shao C., Gong N. Distributed energy trading for an integrated energy system and electric vehicle charging stations: A Nash bargaining game approach. *Renewable Energy*, 2020, vol. 155, pp. 513-530. doi: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2020.03.006>.

12. Zhou J., Wu Y., Wu C., He F., Zhang B., Liu F. A geographical information system based multi-criteria decision-making approach for location analysis and evaluation of urban photovoltaic charging station: A case study in Beijing. *Energy Conversion and Management*, 2020, vol. 205, no. 112340, pp. 1-21. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2019.112340>.

13. Qu B., Li C., Liang J., Yan L., Yu K., Zhu Y. A self-organized speciation based multi-objective particle swarm optimizer for multimodal multi-objective problems. *Applied Soft Computing*, 2020, vol. 86, no. 105886, pp. 1-28. doi: <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2019.105886>.

14. Roy P., Das P.K. Reactive power sensitivity index based voltage stability analysis to a real system (400 kV system of WBSEB). *International Journal of Electronics & Communication Technology*, 2013, vol. 4, no. Spl-1, pp. 167-169. Available at: iject.org/vol4/spl1/c0055.pdf (accessed 12 October 2020).

15. Ghosh S., Sherpa K.S. An efficient method for load-flow solution of radial distribution networks. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2008, vol. 2, no. 9, pp. 2094-2101. Available at: publications.waset.org/8855/an-efficient-method-for-loadflow-solution-of-radial-distribution-networks (accessed 12 October 2020).

Received 27.03.2021

Accepted 03.05.2021

Published 25.06.2021

Debaparna Sengupta¹, PhD Student, Assistant Professor,
Asim Datta², PhD, Associate Professor,

¹Department of Electrical Engineering,
Techno International New Town,
Rajarhat, Kolkata-700156, Kolkata, India,
e-mail: imdebaparna@gmail.com (Corresponding author)

²Department of Electrical Engineering,
Mizoram University,
Aizawl-796004, Mizoram, India,
e-mail: asimdatta2012@gmail.com

Матеріали приймаються за адресою:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПИ", вул. Кирпичова, 21, м. Харків, 61002, Україна

Електронні варіанти матеріалів по e-mail: a.m.grechko@gmail.com

Довідки за телефонами: +38 050 653 49 82 Клименко Борис Володимирович

+38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович

Передплатний індекс: 01216