

ISSN 2074-272X

**науково-практичний
журнал** **2023/6**

EIE **Електротехніка і Електромеханіка**

Electrical Engineering

& Electromechanics

**Електричні машини та апарати
Електротехнічні комплекси та системи
Промислова електроніка
Інженерна електрофізика.**

**Техніка сильних електричних та магнітних полів
Електричні станції, мережі і системи**

**Журнал включено до найвищої категорії «А»
Переліку фахових видань України**

З 2019 р. журнал індексується у Scopus

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



«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА» «ELECTRICAL ENGINEERING & ELECTROMECHANICS»

Науковий журнал. Засновано у 2002 р.

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

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

Адреса редакції / Editorial office address:

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

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

ISSN (print) 2074-272X

ISSN (online) 2309-3404

© Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 2023

Підписано до друку 01.11.2023 р. Формат 60 × 90 ¼. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,75.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-06-2023. Ціна договірна. Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Aib A., Khodja D.E., Chakroune S., Rahali H. Fuzzy current analysis-based fault diagnostic of induction motor using hardware co-simulation with field programmable gate array.....	3
Larbi B., Hatti M., Kouzi K., Ghadbane A. Axial flux machine with non-slotted torus-ns rotor type. Design and investigate for electric traction	10
Patel A.N., Doshi P.J., Mahagaokar S.C., Panchal T.H. Optimization of cogging torque in interior permanent magnet synchronous motor using optimum magnet v-angle.....	16
Римша В.В., Радимов І.М., Гулий М.В., Бабич І.П., Калиниченко О.А., Деменко М.П. Моделювання та дослідження магнітоелектричного перетворювача для гідро- та пневмоприводів	21

Електротехнічні комплекси та системи

Mabrouk Y.A., Mokhtari B., Allaoui T. Frequency analysis of stator currents of an induction motor controlled by direct torque control associated with a fuzzy flux estimator.....	27
---	----

Промислова електроніка

Abdellah A., Larbi M., Toumi D. Open circuit fault diagnosis for a five-level neutral point clamped inverter in a grid-connected photovoltaic system with hybrid energy storage system.....	33
Христо О.І. Вольт-амперні характеристики одноступеневих магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів з відмітною структурою перетворювальної ланки у входному контурі.....	41
Крилов Д.С., Холод О.І. Активний випрямляч з фіксованою частотою модуляції та векторною системою управління в режимі двонаправленого потоку енергії.....	48
Namoune A., Taleb R., Mansour N., Benzidane M.R., Boukourt A. Integrated through-silicon-via-based inductor design in buck converter for improved efficiency	54
Parimalasundar E., Muthukaruppasamy S., Dharmaprakash R., Suresh K. Performance investigations of 5-level reduced switches count H-bridge multilevel inverter	58
Ромашко В.Я., Батрак Л.М., Абакумова О.О. Особливості роботи імпульсних регуляторів в режимі передавання максимальної потужності, за наявності акумулятора на їх виході.....	63

Інженерна електрофізика. Техніка сильних електричних та магнітних полів

Батигін Ю.В., Єрьоміна О.Ф., Шиндерук С.О., Чаплигін Є.О. Взаємний вплив збуджуючих та індукованих струмів у системі «круговий соленоїд – масивний провідник».....	67
Gans Š., Molnár J., Kováč D. Estimation of electrical resistivity of conductive materials of random shapes.....	72

Електричні станції, мережі і системи

Красножон А.В., Квицинський А.О., Буйний Р.О., Діхтярук І.В., Красножон О.В. Дослідження впливу параметрів сучасних грозозахисних тросів на величину втрат потужності в них для повітряних ліній електропередавання 330-750 кВ.....	77
Labed M.A., Zellagui M., Benidir M., Sekhane H., Tebbakh N. Optimal hybrid photovoltaic distributed generation and distribution static synchronous compensators planning to minimize active power losses using adaptive acceleration coefficients particle swarm optimization algorithms	84

TABLE OF CONTENTS

Electrical Machines and Apparatus

Aib A., Khodja D.E., Chakroune S., Rahali H. Fuzzy current analysis-based fault diagnostic of induction motor using hardware co-simulation with field programmable gate array.....	3
Larbi B., Hatti M., Kouzi K., Ghadbane A. Axial flux machine with non-slotted torus-ns rotor type. Design and investigate for electric traction	10
Patel A.N., Doshi P.J., Mahagaokar S.C., Panchal T.H. Optimization of cogging torque in interior permanent magnet synchronous motor using optimum magnet v-angle.....	16
Rymsha V.V., Radimov I.N., Gulyy M.V., Babych I.P., Kalinichenko A.A., Demenko N.P. Modeling and research of a magnetoelectric converter for hydro and pneumo actuators	21

Electrotechnical Complexes and Systems

Mabrouk Y.A., Mokhtari B., Allaoui T. Frequency analysis of stator currents of an induction motor controlled by direct torque control associated with a fuzzy flux estimator.....	27
---	----

Industrial Electronics

Abdellah A., Larbi M., Toumi D. Open circuit fault diagnosis for a five-level neutral point clamped inverter in a grid-connected photovoltaic system with hybrid energy storage system	33
Khrysto O.I. Current-voltage characteristics of single-stage semiconductor magnetic pulse generators with a distinctive structure of the conversion link in the input circuit	41
Krylov D.S., Kholod O.I. Active rectifier with a fixed modulation frequency and a vector control system in the mode of bidirectional energy flow	48
Namoune A., Taleb R., Mansour N., Benzidane M.R., Boukourt A. Integrated through-silicon-via-based inductor design in buck converter for improved efficiency	54
Parimalasundar E., Muthukaruppasamy S., Dharmaprakash R., Suresh K. Performance investigations of 5-level reduced switches count H-bridge multilevel inverter	58
Romashko V.Y., Batrak L.M., Abakumova O.O. Features of the work of pulse regulators in the maximum power transmission mode, with the presence of an accumulator at their output	63

Engineering Electrophysics. High Electric and Magnetic Fields Engineering

Batygin Yu.V., Yeryomina O.F., Shinderuk S.O., Chaplygin E.O. The mutual influence of exciting and induced currents in the circular solenoid – massive conductor system	67
Gans Š., Molnár J., Kováč D. Estimation of electrical resistivity of conductive materials of random shapes	72

Power Stations, Grids and Systems

Krasnozhan A.V., Kvytsynskyi A.O., Buinyi R.O., Dihtyaruk I.V., Krasnozhan O.V. Study of the influence of the parameters of modern grounding wires on the value of power losses in them for overhead power lines of 330-750 kV	77
Labeled M.A., Zellagui M., Benidir M., Sekhane H., Tebbakh N. Optimal hybrid photovoltaic distributed generation and distribution static synchronous compensators planning to minimize active power losses using adaptive acceleration coefficients particle swarm optimization algorithms	84

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науковий журнал «Електротехніка і Електромеханіка» – передплатне видання. Вартість передплати на 2023 рік – 974,22 грн., на два місяці – 162,37 грн., на чотири місяці – 324,74 грн., на шість місяців – 487,11 грн., на вісім місяців – 649,48 грн., на десять місяців – 811,85 грн. Передплатний індекс у каталозі АТ «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.

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

Починаючи з №1 за 2016 р. усі статті на сайті доступні на двох мовах – англійською і українською. Також кожній статті в журналі присвоюється унікальний цифровий ідентифікатор DOI (Digital Object Identifier) від організації Crossref (<http://crossref.org>).

Журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включений у довідник періодичних видань Ulrich's Periodical Directory, представлений у загальнодержавній реферативній базі даних «Україніка Наукова», реферативному журналі «Джерело», з 2019 р. індексується у наукометричній базі даних Scopus, а з 2015 р. – у Web of Science Core Collection: Emerging Sources Citation Index (ESCI), що рекомендовані МОН України, також журнал представлений у Index Copernicus (ICV 2021: 100.00), і входить до баз даних EBSCO, ProQuest, GALE, DOAJ тощо.

Наукометричні показники журналу «Електротехніка і Електромеханіка»:

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

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

A. Aib, D.E. Khodja, S. Chakroune, H. Rahali

Fuzzy current analysis-based fault diagnostic of induction motor using hardware co-simulation with field programmable gate array

Introduction. Presently, signal analysis of stator current of induction motor has become a popular technique to assess the health state of asynchronous motor in order to avoid failures. The classical implementations of failure detection algorithms for rotating machines, based on microprogrammed sequential systems such as microprocessors and digital signal processing have shown their limitations in terms of speed and real time constraints, which requires the use of new technologies providing more efficient diagnostics such as application specific integrated circuit or field programmable gate array (FPGA). The **purpose** of this work is to study the contribution of the implementation of fuzzy logic on FPGA programmable logic circuits in the diagnosis of asynchronous machine failures for a phase unbalance and a missing phase faults cases. **Methodology.** In this work, we propose hardware architecture on FPGA of a failure detection algorithm for asynchronous machine based on fuzzy logic and motor current signal analysis by taking the RMS signal of stator current as a fault indicator signal. **Results.** The validation of the proposed architecture was carried out by a co-simulation hardware process between the ML402 boards equipped with a Virtex-4 FPGA circuit of the Xilinx type and Xilinx system generator under MATLAB/Simulink. **Originality.** The present work combined the performance of fuzzy logic techniques, the simplicity of stator current signal analysis algorithms and the execution power of ML402 FPGA board, for the fault diagnosis of induction machine achieving the best ratios speed/performance and simplicity/performance. **Practical value.** The emergence of this method has improved the performance of fault detection for asynchronous machine, especially in terms of hardware resource consumption, real-time online detection and speed of detection. References 22, tables 3, figures 19.

Key words: asynchronous machine, fuzzy current analysis, field programmable gate array, hardware co-simulation.

Вступ. В даний час аналіз сигналу струму статора асинхронного двигуна став популярним методом оцінки стану працездатності асинхронного двигуна, щоб уникнути відмов. Класичні реалізації алгоритмів виявлення несправностей машин, що обертаються, засновані на мікропрограмних послідовних системах, таких як мікропроцесори і цифрова обробка сигналів, показали свої обмеження з точки зору швидкості та обмежень у реальному часі, що вимагає використання нових технологій, що забезпечують більш ефективну діагностику. наприклад, інтегральна схема для конкретної програми або програмована вентильна матриця (FPGA). **Метою** даної є дослідження внеску реалізації нечіткої логіки на програмованих логічних схемах FPGA в діагностику відмов асинхронних машин при несиметрії фаз і обривах фази. **Методологія.** У цій роботі ми пропонуємо апаратну архітектуру на FPGA алгоритму виявлення відмов асинхронної машини на основі нечіткої логіки та аналізу сигналів струму двигуна, приймаючи середньоквадратичний сигнал статора струму як сигнал індикатора несправності. **Результати.** Валідація запропонованої архітектури проводилася шляхом апаратного моделювання між платами ML402, оснащеними схемою Virtex-4 FPGA типу Xilinx та генератором системи Xilinx під керуванням MATLAB/Simulink. **Оригінальність.** Дана робота поєднала в собі ефективність методів нечіткої логіки, простоту алгоритмів аналізу сигналів струму статора та виконавчу потужність плати ML402 FPGA для діагностики несправностей асинхронних машин, досягаючи найкращих співвідношень швидкості/продуктивності та простота/продуктивності. **Практична цінність.** Поява цього методу покращила продуктивність виявлення несправностей асинхронної машини, особливо з точки зору споживання апаратних ресурсів, онлайн-виявлення в реальному часі та швидкості виявлення. Бібл. 22, табл. 3, рис. 19.

Ключові слова: асинхронна машина, аналіз нечітких струмів, програмована вентильна матриця, апаратне спільне моделювання.

Introduction. The advances in electronics, power electronics and control circuits have contributed to the growing use of asynchronous machines in electrical drive systems. The use of asynchronous machines is mainly linked to their robustness, their specific power and their manufacturing cost. Their maintenance and monitoring make it possible to make the installations profitable. It is therefore important to develop diagnostic tools for early detection of faults that may appear in these machines [1].

Usually, diagnostic methods require knowledge of the healthy state of the machine regardless of the physical quantity used. The detection of a fault is based on the comparison of the signature of a given state with a healthy state, by considering an indicator resulting from a measurement that is known to be sensitive to a particular fault [2]. Analysis and processing of measurable quantities in the electrical system, in particular stator currents, has taken a preponderant place in the approaches for detecting and diagnosing faults in electrical machines.

In the last decades, the diagnosis of the asynchronous machine has known a growing enthusiasm on the part of the scientific community. The model approach consists of the analytical modeling of machine [3]. The occupation of Lipo et al. [4] and Cornell et al. [5] all relate to the accurate modeling of the machine. Those of Toliyat are characterized by the winding function and the consideration

of space harmonics [6]. On the other hand, Devanneaux et al. studies [7] are based on the multi-winding model. This work has greatly enriched the accurate modeling oriented towards diagnosis. Filippetti's et al. research for the diagnosis defects in the induction motor by using the technique of artificial intelligence [8] and neural networks [9]. The signal approach consists in the detection of indicators or signatures of defects [10]. This operation is carried out by the extraction and quantification of measurable electrical or mechanical quantities of reliable indices related to defects. Work has been illustrated by the search for internal indicators (magnetic field, etc.) [2], others by external indicators (voltage, current, torque, speed) [6]. The system approach consists of extracting and classifying or interpreting the results. A form of automation of the diagnostic procedure from acquisition to decision-making has been developed and presented [11].

Intelligent techniques such as fuzzy logic and neural networks are increasingly integrated into algorithms for detecting the failure of electrical machines, particularly in the classification of faults. Filippetti et al. [9] introduced neural networks for the rotor faults diagnosis, in particular for the detection and estimation of the number of broken bars. In [12] presented a new method for on-line detection of faults in asynchronous machine by monitoring stator

current based on artificial neural networks. His essays prove the interest of neural networks for classification and decision making. In [13] introduced the Kalman filter in a parametric study for detection of broken bars with estimation of rotor resistance. Another study [14], in which was presented a method for the diagnosis of electrical faults, based on Park vector approach using the technique of artificial neural networks as a decision criterion for the discrimination between healthy and failed cases. In [15] were proposed a system for identifying and classifying asynchronous machine faults. This system is based on radial function-based neural networks. The author [16] proposed a parameter selection method based on a genetic algorithm. It allows a notable reduction of the dimension of this vector without significant loss of information. In [17] was presented a new estimation model without sensors of inaccessible quantities of asynchronous machine for control and monitoring, based on artificial intelligence techniques, such as artificial neural networks and neuro-fuzzy networks. Furthermore, he gave the notion of neuro-fuzzy extended Kalman filters for the estimation of the internal parameters of asynchronous machine.

Online fault diagnosis plays a vital role in monitoring operation and provides early protection against faults in many industrial areas without stopping production lines. The use of field programmable gate array (FPGA) for implementing fault diagnosis algorithm solves the biggest obstacle of system complexity by reducing interconnections and wiring problems [18].

The condition monitoring and diagnosis of faults that occur in an asynchronous machine makes the machine highly reliable, helping to avoid unplanned downtime, which leads to more lost revenue and interrupted production. This can only be achieved when irregularities produced due to faults are detected as they occur and diagnosed quickly so that appropriate action to protect the equipment can be taken. This requires intelligent control with a performing scheme [19]. Therefore, FPGA architecture based on a hardware implementation of the motor current signal analysis (MCSA) failure detection algorithm and fuzzy logic is suggested in this article to diagnose the fault more efficiently and almost instantaneously.

The **purpose** of this work is to study the contribution of the implementation of fuzzy logic on FPGA programmable logic circuits in the diagnosis of asynchronous machine failures for a phase unbalance and a missing phase faults cases. In this study, we start with the adaptation of the fuzzy logic in order to allow an optimal implementation. This implementation must ensure efficiency, speed of execution and a minimum possible space on the FPGA circuit.

Basic calculation relationships and assumptions.

A proposed system consists of a power supply block having an AC-DC inverter node and a DC-AC inverter node, an asynchronous machine, a flux and torque estimation block, a fault based on fuzzy MCSA, a controller block based on direct torque control (DTC) command. The input signals corresponding to the currents at the terminals of the asynchronous machine are transformed into output signals indicating the torque and the flux by the estimation block. These signals are fed into the controller block, which creates input signals for

the DTC block, which processes and generates appropriate pulses for the bipolar transistor inverter. The fault diagnosis block receives signals corresponding to the stator currents of the asynchronous motor and gives the states (healthy or faulty) of the asynchronous machine.

The diagnostic block diagram of the asynchronous machine with a fuzzy MCSA implementation based on FPGA is shown in Fig. 1.

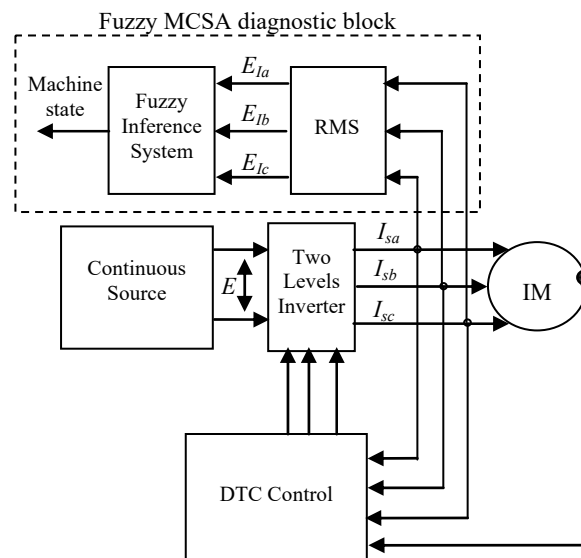


Fig. 1. Schematic of fuzzy-MCSA-based fault diagnosis drive system

Fuzzy inference system will automatically detect the fault of lack of phase, imbalance of the three phases and short circuit also between the turns as soon as it appears on the asynchronous motor.

RMS signal of the asynchronous motor stator phase current is used as a fault indicator signal

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{t} \int_0^t u^2(t) dt} . \quad (1)$$

For a periodic signal T , the relation will be:

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^T u^2(t) dt} . \quad (2)$$

The RMS values for the three phases of stator currents are compared with their nominal values. The results of this comparison give the three fault indicator signals: fault indicator of phase A current (E_{la}), fault indicator of phase B current (E_{lb}) and fault indicator of phase C current (E_{lc}) in the method proposed in this work.

Signals (E_{la} , E_{lb} and E_{lc}) represent the linguistic variables for the inputs of the proposed fuzzy inference system. These variables can take three linguistic values: N (negative), Z (zero) or P (positive). Figure 2 shows the fuzzification membership functions of the RMS error.

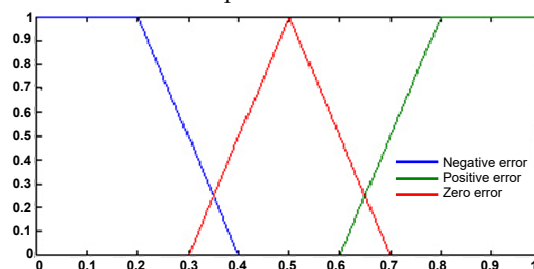


Fig. 2. The fuzzification membership functions of the RMS error

Output signal of the proposed fuzzy inference system is presented by the linguistic variable EM , which represents the state of the machine and can take the following linguistic values S (Healthy); $D1$ (Fault degree 1°); $D2$ (Fault degree 2°); $D3$ (Fault degree 3°). The fuzzification membership functions of the machine state EM is presented in Fig. 3.

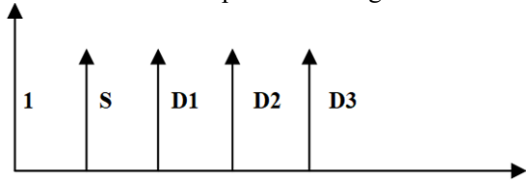


Fig. 3. The fuzzification membership functions of the EM

Fuzzy inference system decides according to the following rules:

- if all the fault indicators are zero then the state of the EM machine takes the value S (Healthy);
- if only one fault indicator is non-zero then the state of the EM machine takes the value $D1$ (Fault degree 1°);
- if only two fault indicators are non-zero then the state of the EM machine takes the value $D2$ (Fault degree 2°);
- if all the fault indicators are non-zero then the state of the EM machine takes the value $D3$ (Fault degree 3°).

FPGA implementation of RMS function. The RMS block is used to calculate the effective value of a signal using (1) [20]. Consider a signal form $u(t)$ in Fig. 4 a signal form $u^2(t)$ will be as in Fig. 5.

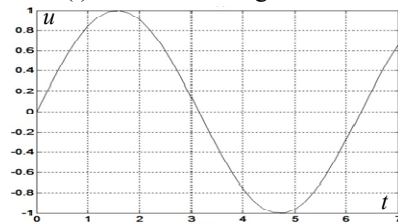


Fig. 4. Signal form $u(t)$

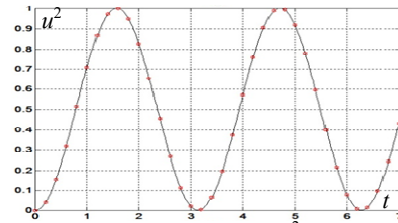


Fig. 5. Signal form $u^2(t)$

A signal sampled by a sampling steps T_e . Signal $u^2(t)$ will only be known at sampling instants. Figure 6 shows the signal $u^2(t)$ sampled. Signal $\int_0^t u^2(t)dt$ can be approximated by the area between $u^2(t)$ discretized and the time axis as shown in Fig. 7.

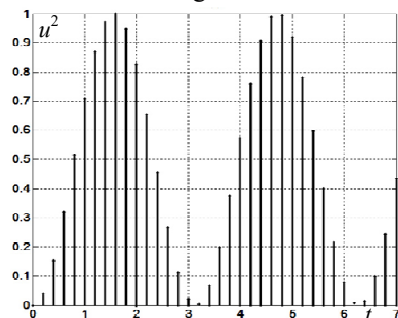


Fig. 6. Sampled $u^2(t)$

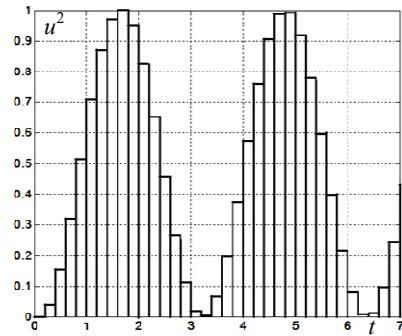


Fig. 7. Area between $u^2(t)$ discretized and the time axis

For N samples:

$$\int_0^t u^2(t)dt \cong \sum_{i=0}^{N-1} u_i^2 \cdot T_e,$$

so

$$RMS \cong \sqrt{\frac{1}{N \cdot T_e} \sum_{i=0}^{N-1} u_i^2 \cdot T_e} \Rightarrow RMS \cong \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} u_i^2}. \quad (4)$$

The hardware implementation on FPGA we used a counter to count the number of samples, a multiplier to calculate the square of a sampled signal u_i^2 , an accumulator to cumulate the values of u_i^2 , then multiply the value of the accumulator and the inverse of counter at the end make the square root of it to obtain the result.

The hardware architecture on FPGA of the RMS function is presented in Fig. 8.

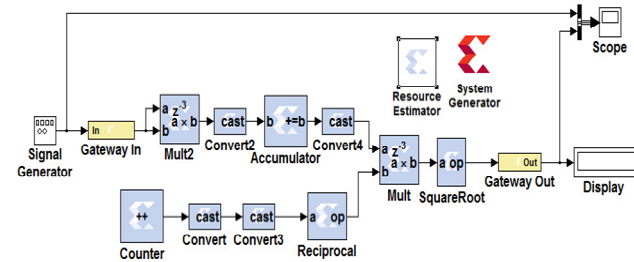


Fig. 8. Hardware architecture on FPGA of the RMS function

FPGA implementation of fuzzy inference system. The hardware implementation of a fuzzy inference system consists in implementing the three phases of a regulation by fuzzy logic: fuzzification, fuzzy inferences and defuzzification.

Fuzzification module implementation. In this study, we employ a memory-oriented approach for implementing the fuzzification module, which allows us to determine the degree of membership in a fuzzy set using a member ship function. This approach calculates the output values offline and stores them in memory. One advantage of this solution is that it simplifies the process of changing a member ship function [21].

To represent each linguistic input/output variable, we use tables that store the degree of membership for each linguistic value. These tables are implemented in hardware using Read Only Memory blocks that can be addressed with a single entry. These memory blocks contain the degree of membership for each linguistic value and provide a representation of the discrete speech universe. For instance, if we have a normalized discourse universe $[0, 1]$ with 64 points of discretization, we would use an address space of

[0:63]. The hardware implementation of these functions is detailed in [22].

Implementation of rule inference and evaluation module. The implementation of rule inference and evaluation is shown in Fig. 9. This module takes three blocks from the fuzzification module as input. The rules selector block helps construct the rule base, which consists of 27 rules. The realization of all the possible combinations between the fuzzy values of «RMS error» makes it possible to obtain this base of rules.

The (min/max) operators are implemented by a 2-1 multiplexer and a comparator on XSG «Xilinx System Generator» hardware tool. If an operator (min/max) has more than two inputs, multiple two-input (min/max) operators are used. For instance, to implement a min operator with three inputs, two min operators with two inputs are employed.

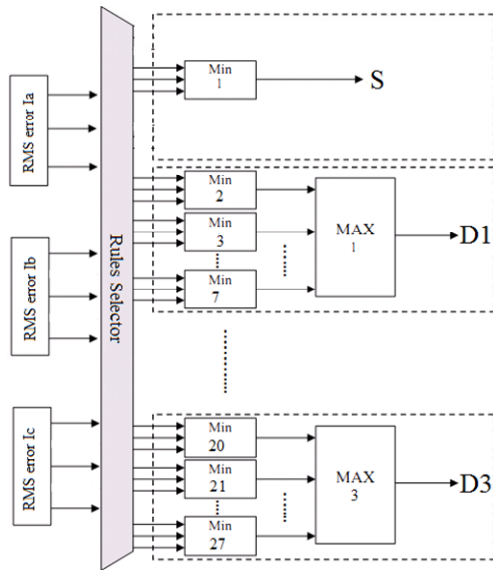


Fig. 9. Architecture of the inference engine module

Implementing the defuzzification module. The hardware description of the defuzzification module is performed by a MAX operator as shown in Fig. 10. The inputs of this module are the outputs of the inference module. The output of this block is representing the output of the entire EM fuzzy block, which represents the state of the machine.

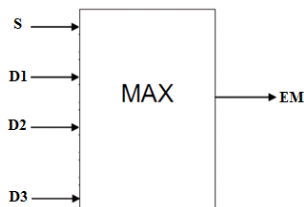


Fig. 10. Defuzzification architecture

Results, simulations and validation. This phase consists of the integration of a fuzzy inference system in the MCSA algorithm for diagnosis of asynchronous machine defects. During this part and similar to the simulation with MATLAB, we will simulate the proposed hardware architecture using the Xilinx generator system.

The diagnostic algorithm is applied to an induction motor, whose specifications are given in Table 1.

Table 1
Induction motor parameters

Stator resistance R_s, Ω	10
Rotor resistance R_r, Ω	6.3
Stator inductance L_s, H	0.4642
Rotor inductance L_r, H	0.4612
Mutual inductance L_m, H	0.4212
Moment of inertia $J, \text{kg}\cdot\text{m}^2$	0.02
Machine pair pole number p	2

Synthesis results. Table 2 presents the performances in terms of resource consumption obtained during the implementation of the diagnostic algorithm proposed on the FPGA Virtex 4 given by the architecture presented in Fig. 1.

Note that the proposed architecture optimizes the use of the hardware resources of the FPGA card 4.8 % of slices and 13.7 % of look up tables (LUTs), moreover this architecture considerably reduces the logical components to be used compared to the architectures presented in [19, 21].

Table 2
FPGA proposed diagnostic algorithm

Target Device: ML402 Virtex-4 xc4vsvx35-10ff668				
Logic utilization	RMS	Fuzzy system	Available	Utilization
Number of slice flip flops	170	1304	30720	4.8 %
Number of occupied slices	422	1685	15360	13.7 %
Total number of 4 Input LUTs	1286	2173	30720	11.25 %
Number of bonded input output block (IOBs)	65	58	448	27.4 %

Table 3 presents operating frequency comparison between our implementation and previous implementations of induction motor diagnostics algorithms.

Table 3
Operating frequency comparison

References	[21]	[21]	[19]	Proposed fuzzy MCSA
Device family	Intel Pentium Dual Core processor	FPGA Altera Cyclone-II	FPGA Xilinx Spartan-3E	FPGA Xilinx Virtex-4
Maximum clock frequency	2.95 kHz	45.45 kHz	92.1 MHz	231.64 MHz
Minimum period	338 μs	22 μs	10.857 ns	4.317 ns

The synthesis tool sets the maximum clock frequency at 231.64 MHz, corresponding to a minimum period of 4.317 ns. Table 3 presents a comparative study of the operating frequencies among various references within the same research axis.

MATLAB/Simulink and XSG/Xilinx simulations. The structure of the fuzzy MCSA diagnostic algorithm block is shown in Fig. 1. This proposed algorithm consists of two modules. RMS module is used to calculate the effective value for the three phases of stator currents. This signal is used as the signal fault indicator and the diagnostic module based on a fuzzy inference system, we simulated these modules separately on MATLAB/Simulink with Xilinx generator system. Simulation results of the RMS module for the different types of input signals are illustrated in Fig. 11.

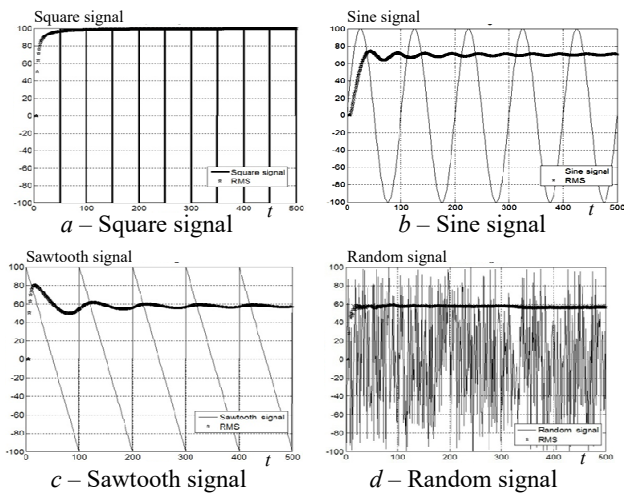


Fig. 11. RMS function for different types of input signals

FPGA hardware co-simulation validation. After a simulation step, the proposed hardware architecture was validated by co-simulation on the target device ML402 equipped with a Virtex4 FPGA circuit. This last is dedicated to the implementation of the proposed diagnostic algorithm on a development board integrating an FPGA component. It is mainly intended for the verification and validation of the digital implementation of control and diagnostic algorithms on FPGA targets in a «Hardware in the loop» simulation environment.

Figure 12 shows the principle of validation of the architecture proposed by Hardware co-simulation.

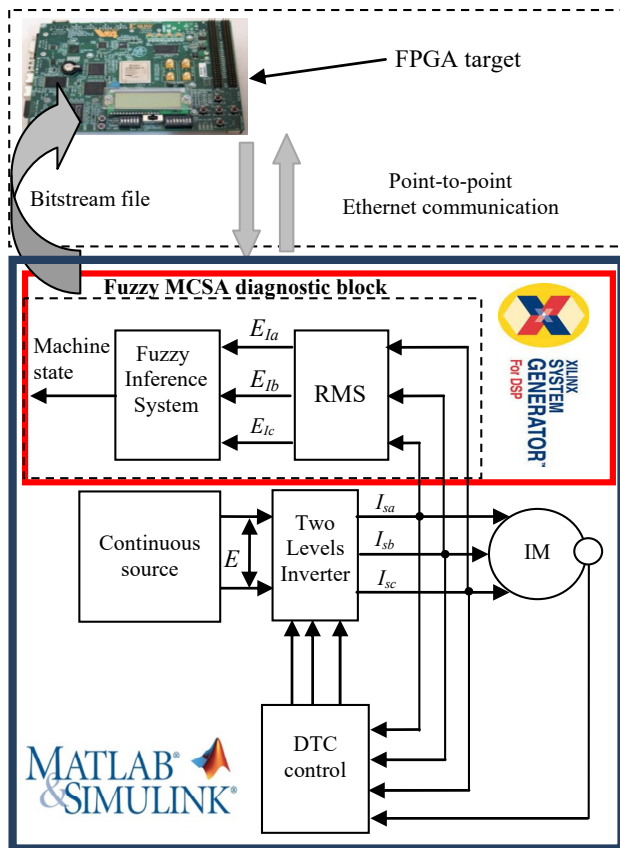


Fig. 12. Hardware in the loop validation of fuzzy MCSA diagnostic algorithm

Upon completion of the simulation and timing analysis, the hardware co-simulation process in XSG follows a

procedure to generate a bitstream file from the prototype and a point-to-point Ethernet block. This facilitates the Hardware-in-the-Loop (HIL) procedure. The generated block (Fig. 13) replaces the previously constructed hardware architecture for the fuzzy MCSA diagnostic algorithm.

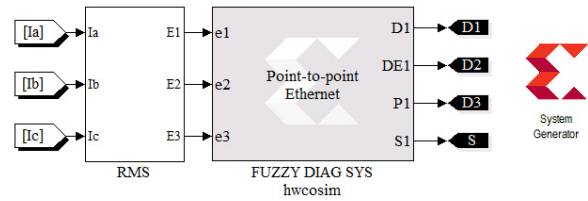


Fig. 13. Fuzzy MCSA diagnostic algorithm HIL point-to-point Ethernet block

During the HIL validation process, the point-to-point Ethernet blocks are connected to both the inverter and the induction motor. In this setup, the motor model, DTC control, and inverter models are simulated in the MATLAB/Simulink environment, while the XSG architectures of the fuzzy MCSA diagnostic algorithm are implemented on the ML402 FPGA device.

To perform the HIL validation, the target device is connected to a PC using an Ethernet cable. This allows for real-time communication and interaction between the simulated models running on the PC and the hardware implementation running on the FPGA device.

1. *For phase unbalance:* phase A voltage $V_{sa} = 40\%$ V_{sa} at $t = 0.5$ s the waveform responses of the induction motor speed, torque, phase voltages and currents are shown in the Fig. 14, 15.

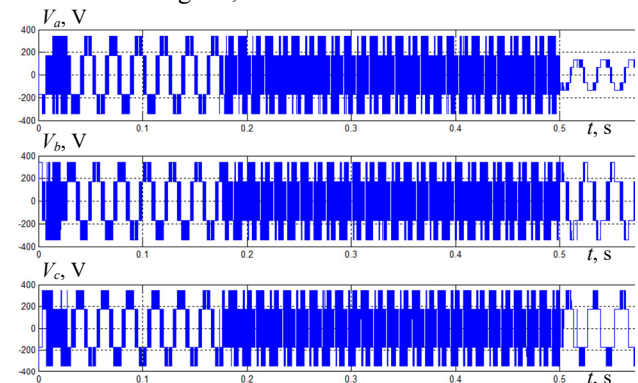


Fig. 14. Behavior of induction motor phase voltages

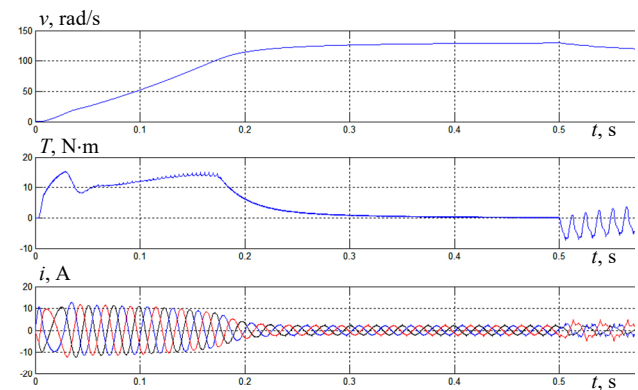


Fig. 15. Behavior of induction motor speed, torque and phase currents

Figure 16 presents the results of the analysis by the fuzzy MCSA algorithm proposed for the phase currents of the previous Fig. 15.

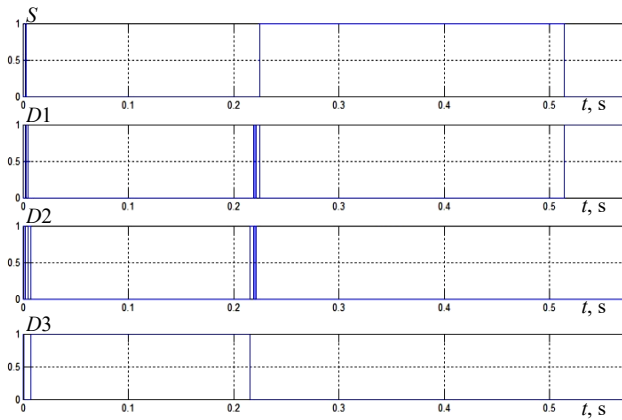


Fig. 16. Proposed fuzzy MSCA analysis of the phase currents

In the machine start-up phase (transient regime) from 0 to 0.2 s the three current phases are greater than their nominal values so it is obvious to have a class $D3$ fault in this time interval.

In the interval 0.2 to 0.5 s the machine reaches their permanent regime and the three current phases resume their nominal values so the state of the machine takes the value Healthy.

At instant 0.5 s a fault appeared and the state of the machine changes from the S value to the value $D1$.

The fault does not have a great influence on the dynamic response of the machine speed; this is due to the robustness of the DTC command.

2. For missing of a phase: $V_{sa} = 0$ at $t = 0.5$ s the waveform responses of the induction motor speed, torque, phase voltages and currents are shown in the Fig. 17 and 18.

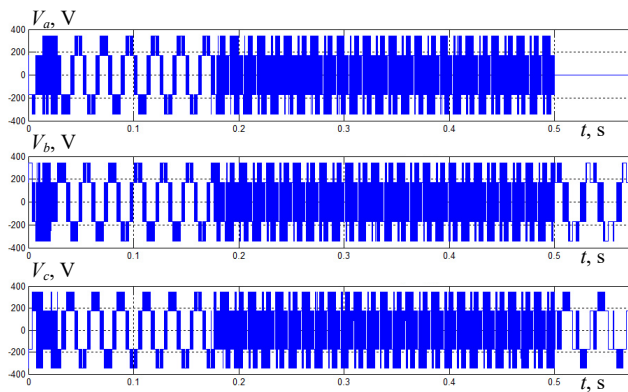


Fig. 17. Behavior of induction motor phase voltage

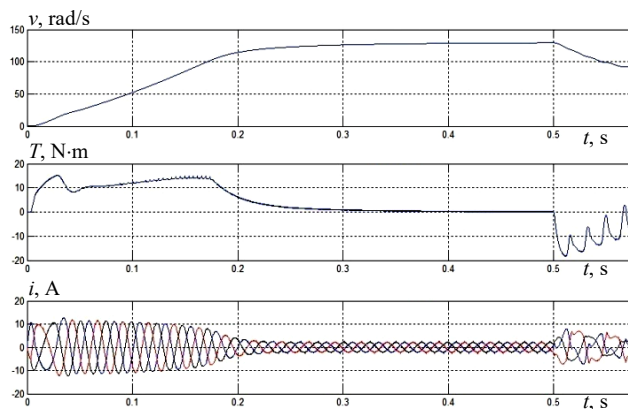


Fig. 18. Behavior of induction motor speed, torque and phase currents

Figure 19 presents the results of the analysis by the fuzzy MSCA algorithm proposed for the phase currents of the previous Fig. 18.

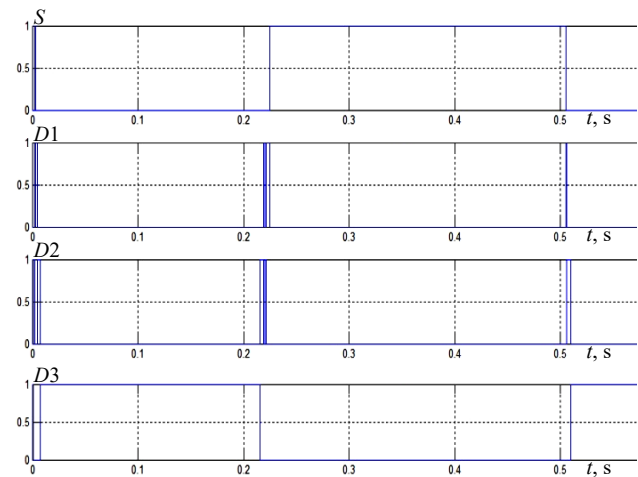


Fig. 19. Proposed fuzzy MSCA analysis of the phase currents

In the machine start-up phase (transient regime) from 0 to 0.2 s the three current phases are greater than their nominal values so it is obvious to have a class $D3$ fault in this time interval.

In the interval 0.2 to 0.5 s the machine reaches their permanent regime and the three current phases resume their nominal values so the state of the machine takes the value Healthy.

At instant 0.5 s a fault appeared and the state of the machine changes from the S value to the value $D3$.

The lack of phase fault has a great influence on the dynamic response of the machine speed, this is due to the catastrophic nature of the lack of phase fault.

Conclusions.

1. The purpose of this work was, firstly, to evaluate the performance of the use of field programmable gate array programmable logic circuits for the diagnosis of faults in an asynchronous machine by introducing a fuzzy inference system into the algorithm of the analysis of the motor current signal analysis by taking the RMS signal of the stator phase current as the fault indicator signal. Secondly, to implement and validate the proposed hardware detection algorithm.

2. The originality of our work has been to combine the performance of artificial intelligence techniques, the simplicity of motor current signal analysis algorithms and the execution power of programmable logic circuits, for the definition of a fault diagnosis structure for the asynchronous machine achieving the best simplicity/performance and speed/performance ratios.

3. Finally, we believe that the proposed solution has improved the performance of fault detection for the asynchronous machine, especially in terms of hardware resource consumption, real-time online detection and speed of detection.

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

REFERENCES

1. Sakhara S., Brahimi M., Nacib L., Layadi T.M. Application of a wavelet neural network approach to detect stator winding

short circuits in asynchronous machines. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 21-27. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.03>.

2. Moussaoui L., Aouaouda S., Rouaibia R. Fault tolerant control of a permanent magnet synchronous machine using multiple constraints Takagi-Sugeno approach. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 22-27. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.04>.

3. Da Costa C., Santin C.O. FPGA design approach of digital control of three-phase induction motor. *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2017, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/COBEP.2017.8257221>.

4. Lipo T.A., Consoli A. Modeling and Simulation of Induction Motors with Saturable Leakage Reactances. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1984, vol. IA-20, no. 1, pp. 180-189. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.1984.4504392>.

5. Cornell E.P., Lipo T.A. Modeling and Design of Controlled Current Induction Motor Drive Systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1977, vol. IA-13, no. 4, pp. 321-330. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.1977.4503414>.

6. Toliyat H.A., Lipo T.A. Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1995, vol. 10, no. 2, pp. 241-247. doi: <https://doi.org/10.1109/60.391888>.

7. Devanneaux V., Dagues B., Faucher J., Barakat G. An accurate model of squirrel cage induction machines under stator faults. *Mathematics and Computers in Simulation*, 2003, vol. 63, no. 3-5, pp. 377-391. doi: [https://doi.org/10.1016/S0378-4754\(03\)00083-1](https://doi.org/10.1016/S0378-4754(03)00083-1).

8. Filippetti F., Franceschini G., Tassoni C., Vas P. Recent developments of induction motor drives fault diagnosis using AI techniques. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2000, vol. 47, no. 5, pp. 994-1004. doi: <https://doi.org/10.1109/41.873207>.

9. Filippetti F., Franceschini G., Tassoni C. Neural networks aided on-line diagnostics of induction motor rotor faults. Conference Record of the 1993 *IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, 1993, pp. 316-323. doi: <https://doi.org/10.1109/IAS.1993.298942>.

10. Abu Ibaid O.Z.I., Belhamdi S., Abid M., Chakroune S., Mouassa S., Al-Sagar Z.S. Wavelet packet analysis for rotor bar breakage in an inverter induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.01>.

11. Bellini A., Filippetti F., Franceschini G., Tassoni C. Closed-loop control impact on the diagnosis of induction motors faults. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2000, vol. 36, no. 5, pp. 1318-1329. doi: <https://doi.org/10.1109/28.871280>.

12. Schoen R.R., Lin B.K., Habetler T.G., Schlag J.H., Farag S. An unsupervised, on-line system for induction motor fault detection using stator current monitoring. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1995, vol. 31, no. 6, pp. 1280-1286. doi: <https://doi.org/10.1109/28.475698>.

13. Said M.S.N., Benbouzid M.E.H., Benchaib A. Detection of broken bars in induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2000, vol. 15, no. 1, pp. 66-70. doi: <https://doi.org/10.1109/60.849118>.

14. Nejari H., Benbouzid M.E.H. Monitoring and diagnosis of induction motors electrical faults using a current Park's vector pattern learning approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2000, vol. 36, no. 3, pp. 730-735. doi: <https://doi.org/10.1109/28.845047>.

15. Kral C., Pirker F., Pascoli G. Detection of rotor faults in squirrel-cage induction machines at standstill for batch tests by means of the Vienna monitoring method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2002, vol. 38, no. 3, pp. 618-624. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2002.1003409>.

16. Hsu J.S. Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1995, vol. 31, no. 5, pp. 1016-1021. doi: <https://doi.org/10.1109/28.464514>.

17. Lehtoranta J., Koivo H.N. Fault Diagnosis of Induction Motors with Dynamical Neural Networks. *2005 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, 2005, vol. 3, pp. 2979-2984. doi: <https://doi.org/10.1109/ICSMC.2005.1571603>.

18. Karim E., Memon T.D., Hussain I. FPGA based on-line fault diagnostic of induction motors using electrical signature analysis. *International Journal of Information Technology*, 2019, vol. 11, no. 1, pp. 165-169. doi: <https://doi.org/10.1007/s41870-018-0238-5>.

19. Rajeswaran N., Thangaraj R., Mihet-Popa L., Krishna Vajjala K.V., Özer Ö. FPGA Implementation of AI-Based Inverter IGBT Open Circuit Fault Diagnosis of Induction Motor Drives. *Micromachines*, 2022, vol. 13, no. 5, art. no. 663. doi: <https://doi.org/10.3390/mi13050663>.

20. Choudira I., Khodja D., Chakroune S. Induction Machine Faults Detection and Localization by Neural Networks Methods. *Revue d'Intelligence Artificielle*, 2019, vol. 33, no. 6, pp. 427-434. doi: <https://doi.org/10.18280/ria.330604>.

21. Romero-Troncoso R.J., Saucedo-Gallaga R., Cabal-Yeppez E., Garcia-Perez A., Osornio-Rios R.A., Alvarez-Salas R., Miranda-Vidales H., Huber N. FPGA-Based Online Detection of Multiple Combined Faults in Induction Motors Through Information Entropy and Fuzzy Inference. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no. 11, pp. 5263-5270. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2123858>.

22. Aib A., Khodja D.E., Chakroune, S. Field programmable gate array hardware in the loop validation of fuzzy direct torque control for induction machine drive. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 28-35. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.04>.

Received 02.03.2023

Accepted 23.05.2023

Published 02.11.2023

Abdelghani Aib¹, Doctor of Electrotechnical,
Djalal Eddine Khodja², Doctor of Electrotechnical, Professor,
Salim Chakroune¹, Doctor of Electrotechnical, Professor,
Hilal Rahali¹, Doctor of Electrotechnical,

¹ Research Laboratory on the Electrical Engineering,
Faculty of Technology,
University of M'Sila, BP 166, Ichbilja 28000, Algeria,
e-mail: abdelghani.aib@univ-msila.dz;
salim.chakroun@univ-msila.dz (Corresponding Author);
hilal.rahali@univ-msila.dz

² Signals & Systems Lab,
Institute of Electrical and Electronic Engineering,
Boumerdes, 35000, Algeria,
e-mail: djalaeddine.khodja@univ-msila.dz

How to cite this article:

Aib A., Khodja D.E., Chakroune S., Rahali H. Fuzzy current analysis-based fault diagnostic of induction motor using hardware co-simulation with field programmable gate array. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 3-9. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.01>

B. Larbi, M. Hatti, K. Kouzi, A. Ghadbane

Axial flux machine with non-slotted TORUS-NS rotor type. Design and investigate for electric traction

Introduction. The drive electric motor is one of the key components in the traction chain of an electric vehicle. Traditional radial flux motors used in electric vehicles, which use permanent magnets or induction motors in an electric field, are experiencing significant development aimed at optimizing their weight and cost. However, it can only go so far, so switching to a completely different type of machine, such as an axial flow, might be a good alternative. The **novelty** to this item is an axial flux permanent magnet motorization with non-slotted TORUS-NS rotor (single interior stator with two external rotors North-South) type housed in the wheel of the vehicle; this allows power to pass directly from the motor to the wheel, increasing the efficiency of the motor. System complexity is also less, as the transmission, differentials and driveshaft are eliminated. **Purpose** is to equip the electric car and choose the motor adapted to the application and the available space. The smaller size and weight allows for a lighter vehicle and more batteries, thus increasing range. The focus on customization is because vehicle performance is so dependent on the quality of the vehicle architecture, battery pack and axial flux motor design. The **results** obtained are in good agreement of accuracy, in particular the flux density at the air gap. The investigation is carried out by the finite element method. Machine model was run on Maxwell 16.0 business code. References 22, table 1, figures 10.

Key words: axial flux permanent magnet machine, electric vehicle, finite element method, TORUS-NS.

Вступ. Привідний електродвигун є одним із ключових компонентів тягового кола електромобіля. Традиційні двигуни з радіальним магнітним потоком, що використовуються в електромобілях, в яких використовуються постійні магніти або асинхронні двигуни в електричному полі, переживають значний розвиток, спрямований на оптимізацію їхньої ваги та вартості. Однак це не межа, тому гарною альтернативою може бути перехід на зовсім інший тип машини, наприклад, з осьовим потоком. **Новизною** у цьому питанні є машина з постійним магнітом з осьовим магнітним потоком та безпазовим ротором TORUS-NS (один внутрішній статор з двома зовнішніми роторами північ-південь), розміщеним у колесі транспортного засобу; це дозволяє потужності передаватися безпосередньо від двигуна до колеса, підвищуючи ефективність двигуна. Складність системи також знижується, оскільки відсутні трансмісія, диференціали та карданний вал. **Мета** полягає в тому, щоб обладнати електромобіль та вибрати двигун, адаптований до застосування та доступного простору. Найменший розмір і вага дозволяють використовувати більш легкі автомобіль та більше батарей, що збільшує пробіг. Особлива увага приділяється індивідуальному налаштуванню, оскільки продуктивність автомобіля базато в чому залежить від якості його архітектури, акумуляторної батареї та конструкції двигуна з осьовим магнітним потоком. Отримані **результати** перебувають у добрій згоді за точністю, зокрема за густиною потоку у повітряному зазорі. Дослідження проводиться методом скінченних елементів. Модель машини була досліджена з використанням комерційного програмного продукту Maxwell 16.0. Бібл. 22, табл. 1, рис. 10.

Ключові слова: машина з постійним магнітом з осьовим потоком, електромобіль, метод скінченних елементів, електрична машина типу TORUS-NS.

1. Introduction. Road transport is one of the biggest emitters of greenhouse gases in the world and one of the main sources of air pollution. Faced with this colossal challenge, the world has embarked on an ambitious transition policy towards cleaner and more efficient energy, improving performance, efficiency, safety and sustainability [1] with less polluting transport judged as a strong requirement. One of the solutions for reducing polluting gas emissions is the development of electric vehicles, while the traction of electric vehicles is entirely provided by electric motors. Unfortunately, electric vehicles have several disadvantages compared to internal combustion vehicles: for example; very limited autonomy, and high manufacturing costs.

On the might of these points, it is obvious that the motor for this vehicle must be very efficient. Due to its disc-shaped structure and high compactness, the topology of the axial flux permanent magnet (AFPM) machine is well suited for direct drive motor applications in the wheels [2]. Innovative solutions for emerging low-speed vehicles each providing a wide range of benefits in the areas these vehicles move through. The use of low-speed vehicles helps users enjoy the benefits of low-speed electric vehicles even more. For this purpose, a mode for low-speed vehicles was chosen for this study where the nominal speed of the wheels is 200 rpm.

The objective of this paper is to design the twin rotor axial flux synchronous motor without slot with internal stator (TORUS) according to the dimensioning equation. 3D finite element analysis is used for the accuracy of the electromagnetic air gap density.

2. Axial flux permanent magnet machine.

A. Presentation of the axial flux machine. A radial flux motor generates flux perpendicular to the axis of rotation, where the rotor is made of permanent magnets located inside a stator that contains support known as a yoke, which is outfitted with «teeth» containing electromagnetic coils that work as alternating magnetic poles. These poles interact with the alternating magnetic flux of the stator coils, which produces rotation of the rotor and therefore of the motor. An axial flux motor design has a different geometry from a radial machine, since its stator disc sandwiched between two rotor discs distinguishes the motor. In this design, the flux is generated parallel to the axis of rotation. This carries has the advantage of simplifying the fabrication of the motor (Fig. 1).

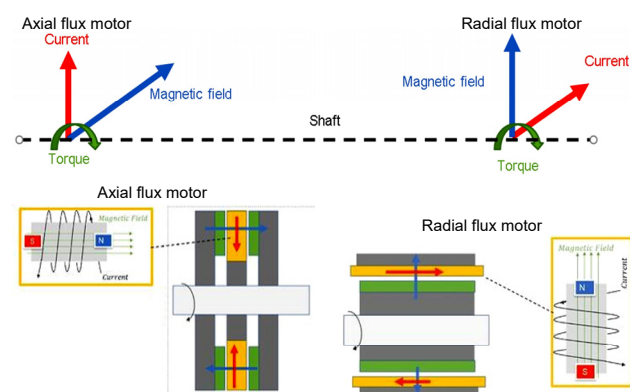


Fig. 1. Operating principles of the machine

© B. Larbi, M. Hatti, K. Kouzi, A. Ghadbane

B. Topologies of axial flux machines. Several axial flux machine configurations are shown in Fig. 2. Are classified into several categories [3, 4] according to:

- *construction*: number of stators and rotors, and their locations to each others.
- *winding support*: slotted, unslotted.
- *type of winding produced*: distributed, concentrated, Gramme ring.
- *arrangement of magnets*: on the surface, buried radially, buried tangentially.

Moreover, in literature, 4 main families are classified according to the type of structure:

1. «Single face» machine or a machine with 1 rotor and 1 stator.
2. «TORUS» (single interior stator with two external rotors) machine, where the stator is between 2 rotors.
3. «AFIR» (axial flux internal rotor) machine, where the rotor is between 2 stators.
4. Multi-stage machine with several stators and rotors.

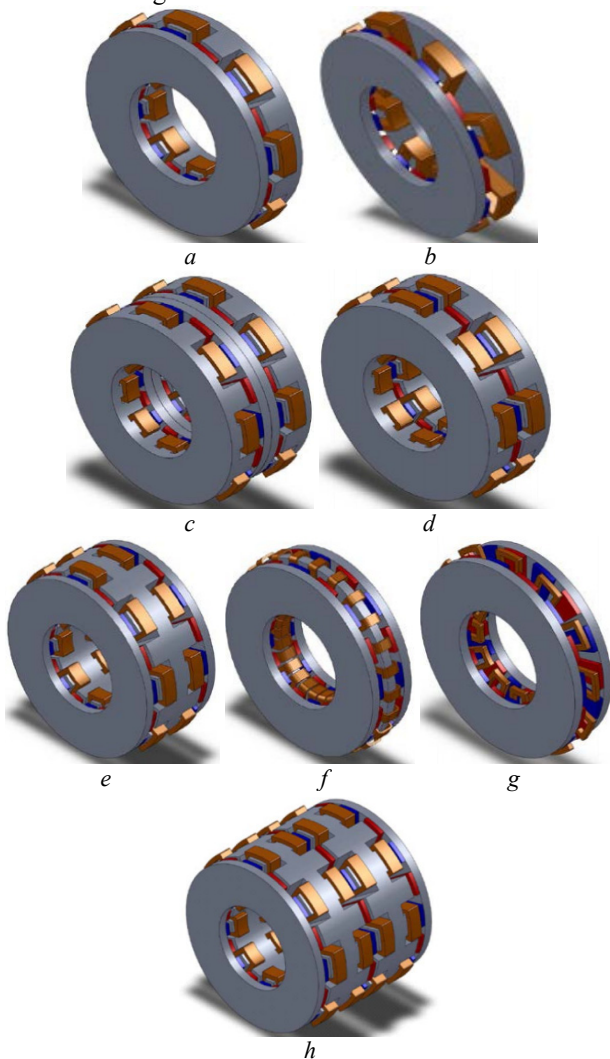


Fig. 2. AFPM synchronous motor topologies: *a, b* – single stator-single rotor [5]; *c, d* – dual stator-single rotor; *e, f, g* – dual rotor-single stator; *h* – multistage structure

3. Geometrical modeling, and dimensioning of the AFPM machine.

A. Machine suitable for automotive application. In order to be able to select the best machine meeting the needs of our application, a small comparison between the different

topologies of the AFPM machine illustrated in Fig. 2 is made to extract the advantages and disadvantages of each machine in order to be able to select the most suitable topology and meeting the different requirements of our application. Firstly, single air gap structures of the 1 stator/1 rotor type are eliminated in favor of multiple air gap structures because the objective is to have a mechanically balanced structure where the axial forces in operation compensate each other. In addition, a multiple air gap structure allows us to use a larger electromechanical conversion surface than the single air gap structure and, therefore, to hope to meet the performance required for our application. However, the reduced axial size imposed by the wheel and the obligation to work with discs of significant thickness prohibits multi-disc structures with more than two air gaps. The choice made among the symmetrical structures with two air gaps, we eliminate the structure with two stator and one rotor because of volume in favor of a structure with two rotor and one stator, therefore the selection remains between the TORUS-NN machine a magnetic flux emanates from a permanent magnet (PM), passes through the air gap, passes through the stator core and completes the circuit at the opposite polarity PM [6], stator and TORUS-NS or the direction of the flux changes such that the flux moves along the axis of the stator; in other words, the flux moves from the first rotor to the stator towards the second rotor without circulating along the stator yoke. In this case, the winding is placed on a disk of non-conductive and non-magnetic material [7], which implies a considerable reduction in iron losses and the elimination of the cogging torque which can be responsible for annoying torque ripples. Thus, this machine has a fairly advantageous mass torque [8]. In addition, the windings are placed at the level of the air gap and are in direct exposure to the magnetic field. At the end of this comparison and according to the criteria required for our application the TORUS machine where the stator is located between 2 mild steel rotors, carrying axially polarized magnets [9, 10] reaching relatively large dimensions air gap associated with a winding without an air gap [11]. The laminated stator strip wound toroid has a slotless toroidal winding that carries three phases. The geometric design of the TORUS-NS engine is shown in Fig. 3 [12]. The arrangement of the three-phase windings, the polarity of the magnet and the current path in the magnetic circuit through the diameter of the machine are shown in Fig. 4 [13].

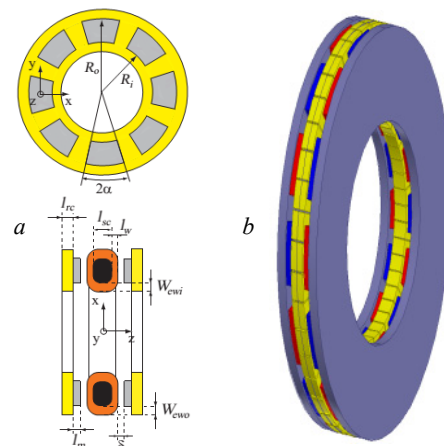


Fig. 3. *a* – definition of the geometrical parameters for the AFPM TORUS-NS motor [10]; *b* – configuration of the PM machine with axial flux TORUS without slot (TORUS-NS)

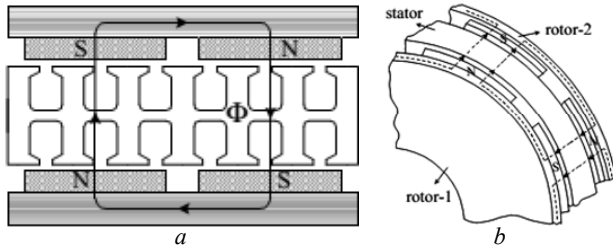


Fig. 4. PM polarities and magnetic flux paths of a TORUS-NS machine [5]:
a – 2D; b – 3D

B. Sizing equation for the AFPM machine. Two models of analytical modeling of electromagnetic phenomena are described, a simplified modeling was developed in order to set up dimensioning equations [14]. It is based on a reasoning on the power balance of the machine that allows possibility to analyze, compare and pre-dimension machines of different structures. These models are fast, however, compromises must be made in terms of solution accuracy. The established sizing rules link input quantities such as geometry and power supply to output quantities which are the performance of these machines in terms of torque, losses, and efficiency. The sizing equations of machines with TORUS axial flow have the following form:

$$P_{out} = \eta \cdot \frac{m}{T} \cdot \int_0^T e(t) \cdot i(t) dt = m \cdot K_p \cdot \eta \cdot E_{pk} \cdot I_{pk}, \quad (1)$$

where $e(t)$ is the electromotive force (EMF) due to PM; $i(t)$ is the supply current; E_{pk} is the maximum value of EMF in air gap; I_{pk} is the maximum value of current; K_p is the power coefficient; η is the motor efficiency; m is the phases number of motor [6, 15].

The power coefficient K_p is defined as:

$$K_p = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \frac{e(t) \cdot i(t)}{E_{pk} \cdot I_{pk}} dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T f_e(t) \cdot f_i(t) dt. \quad (2)$$

The normalized EMF and current are defined as:

$$f_e(t) = e(t)/E_{pk}; \quad f_i(t) = i(t)/I_{pk}.$$

The form factor of the current is K_i defined as:

$$K_i = \frac{I_{pk}}{I_{rms}} = \left[\frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left(\frac{i(t)}{I_{pk}} \right)^2 dt \right]^{-0.5}, \quad (3)$$

where I_{rms} is the average square value of the phase current.

The maximum value of the phase air gap EMF for the AFPM in (1) is given as:

$$E_{pk} = K_e \cdot N_{ph} \cdot B_g \cdot \frac{f}{p} (1 - \lambda^2) \cdot D_0^2, \quad (4)$$

where K_e is the factor form voltage into account the type of winding; N_{ph} is the turns per phase number; B_g is the air gap magnetic flux density taken as a parameter to increase the mass moment [16]; f is the frequency of machine; p is the pole pairs number of machine; $\lambda = D_i / D_0$, which is taken as a parameter to improve performance of motor [17]; D_0 is the outer diameter of motor; D_i is the inside diameter of motor.

The maximum current value is given by:

$$I_{pk} = A \cdot \pi \cdot K_i \cdot \frac{1 + \lambda}{2} \cdot \frac{D_0}{2 m_1 \cdot N_{ph}}, \quad (5)$$

where m_1 is the number of phases in stator; A is the electrical load of machine.

Combining (1) to (5), we obtain measuring equation:

$$P_{out} = \frac{m}{m_1} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot K_e \cdot K_p \cdot K_i \cdot A \cdot B_g \cdot \eta \cdot \frac{f}{p} \cdot (1 - \lambda^2) \cdot \left(\frac{1 + \lambda}{2} \right) \cdot D_0^3, \quad (6)$$

with introduction the aspect factor of the axial current machine [16]: $K_i = D_0 / L_e$, where L_e is the axial height of the machine, which is based on certain considerations of physical and geometrical quantities.

Using this parameter, second expression of the sixth dimensional equation (6) is deduced:

$$P_{out} = K_e \cdot K_i \cdot K_p \cdot K_L \cdot \eta \cdot B_g \cdot A \cdot \frac{f}{p} \cdot \left[(1 - \lambda^2) \cdot \frac{1 + \lambda}{2} \cdot D_0^2 \right] \cdot L_e. \quad (7)$$

The torque density of machine for total volume is:

$$\tau_{dem} = \frac{P_{out}}{w_m \cdot \frac{\pi}{4} \cdot D_{tot}^2 \cdot L_{tot}}, \quad (8)$$

where w_m is the angular speed of rotor; D_{tot} and L_{tot} are the total outer diameter and the total length of machine respectively, including the outer diameter winding end [2, 6, 17].

A general approximation of the size equation can be easily applied to TORUS surface-mounted PM motors [6]. The diameter of the outer surface D_0 can be specified as:

$$D_0 = \left(\frac{P_{out}}{\frac{\pi \cdot m}{2 \cdot m_1} \cdot K_e \cdot K_p \cdot K_i \cdot A \cdot B_g \cdot \eta \cdot \frac{f}{p} \cdot (1 - \lambda^2) \cdot \left(\frac{1 + \lambda}{2} \right)} \right)^{\frac{1}{3}}. \quad (9)$$

Axial height of active parts L_e (7) is expressed as a function of geometric and magnetic parameters of axial flux machine, the axial height of active parts can be expressed by:

$$L_e = L_s + 2 \cdot L_r + 2 \cdot g, \quad (10)$$

where L_r is the active length of the rotor:

$$L_r = L_{cr} + L_{PM}, \quad (11)$$

where L_{cr} , L_{PM} are the axial height of a rotor yoke and magnets respectively; g is the axial thickness of machine air gap; L_s is the height of the toroidal stator without notch. This height is made up of a laminated ferromagnetic yoke to height L_{cr} , and that of the windings in the axial direction, denoted W_{cu} :

$$L_s = L_{cs} + 2 \cdot W_{cu}. \quad (12)$$

In order to evaluate W_{cu} in [17] was developed a method based on volume considerations. By introducing the effective surface current density J_s in the copper wire, and the winding factor K_{cu} simple considerations on the volume of copper allow us to write that:

$$W_{cu} = \frac{D_i - \sqrt{D_i^2 - (2 \cdot A \cdot D_g / K_{cu} \cdot J_s)}}{2}. \quad (13)$$

This size is also useful not only for the axial size, but also for radial dimensions, because it can then write the total exterior diameter of the machine in the form:

$$D_{tot} = D_0 + 2W_{cu}. \quad (14)$$

The thickness of the yoke of the stator is obtained as:

$$L_{cs} = \frac{B_g \cdot \pi \cdot \alpha_p \cdot D_0 \cdot (1 + \lambda)}{4 \cdot p \cdot B_{cs}}, \quad (15)$$

where B_{cs} is the flux density in the stator core.

For the rotor thickness, the previous expression must be divided by a factor of two, since the rotor yoke must only channel the magnetic flux present on one side:

$$L_{cr} = \frac{B_u \cdot \pi \cdot D_0 \cdot (1 + \lambda)}{8 \cdot p \cdot B_{cr}}, \quad (16)$$

where B_u is the average magnetic flux density on a pole at surface of magnets. Axial height of magnets L_{PM} as function of maximal required magnetic flux density B_g is:

$$L_{PM} = \frac{K_f \cdot B_g}{B_r - \frac{1}{\beta_\alpha} \cdot B_u} \cdot (g + W_{cu}), \quad (17)$$

where β_α is the relative opening angle of the magnet with respect to the pole pitch; K_f is the ratio of the mean value of the air gap magnetic flux density under a pole B_u to its maximum value B_g [19], and must be determined by three-dimensional finite elements in the axial flux machine.

The form factor of an axial flux machine, whose expression [20]:

$$K_L = \frac{1}{\left[\frac{\pi \cdot (1 + \lambda)}{4 \cdot p} \left(\frac{K_f \cdot B_g}{B_{cs}} + \frac{B_u}{B_{cs}} \right) + \frac{1}{D_0} (2 \cdot W_{cu} + 2 \cdot g) \left(1 + \frac{K_f \cdot B_g}{B_r - \frac{1}{\beta_\alpha} \cdot B_u} \right) \right]}. \quad (18)$$

C. 3D finite element modeling. The complexity of AFPM on surfaces with a single stator double rotor structure requires 3D finite element numerical analysis. In general, finite element modelling and simulation are used to take into account non-linear and three-dimensional aspects of electrical machines [21]. However, this type of simulation is becoming increasingly common in industry. Figure 5 shows the assembled machine using Ansys Maxwell 3D 16.0 Software (the machine design has been modelled here). Meshing is an important step in numerical modeling [22]. Improper meshing can lead to incorrect results. It is therefore important to develop a mesh in combination between smoothness and computation time. This machine was initially designed to meet the conditions for integration in the wheels of electric cars.

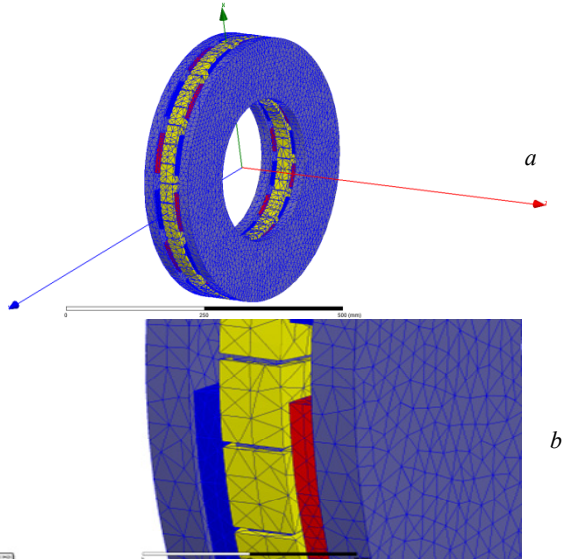


Fig. 5. Illustration and mesh of a double rotor axial magnet machine with internal stators TORUS-NS:
a – general geometry of machine; b – part of machine

The geometrical and electrical parameters are detailed in Table 1.

Table 1
Geometrical and electrical parameters of the TORUS-NS AFPM

Parameter	Value
Main voltage V_L , V	219.05
Phase voltage V_p , V	126.47
Number of pole pair p	14
Electrical loading A , A/m	10500
Current density J , A/mm ²	7.8
Air-gap flux density B_g , T	0.74
Diameter ratio λ	0.5745
Electrical power wave factor K_p	0.777
Current wave form factor K_i	0.134
EMF factor K_e	II
Copper fill factor K_{Cu}	0.33
Residual magnetic flux density of PM material B_r , T	1.17
Leakage flux factor K_d	0.533
Specific magnetic loading B_u , T	1.125
Outside diameter D_o , mm	470
Internal diameter D_i , mm	270
Average diameter D_g , mm	370
Air-gap length g , mm	1.5
Flux density in the stator core B_{cs} , T	1.245
Axial span of the stator core L_{cs} , mm	20
Winding width at internal thickness W_{cu_i} , mm	5.5
Winding width at external diameter W_{cu_o} , mm	3.2
Interior diameter along side width W_{cu} , mm	4.3
Stator core length L_s , mm	28.8
Rotor core length L_{cr} , mm	20
Magnet thickness-to-pole field ratio α_i	0.72
Average diameter magnet breadth WP_{Mg} , mm	29.9
Axial length of the rotor L_r , mm	32.7
Axial length of the machine L_e , mm	97
Number of winding turns per phase N_i	160
Phase current rms value I_{ef} , A	12.71
Axial thickness of the winding l_w , mm	4.4
Cross-section area of wire S_w , mm ²	0.396
Wire conductor diameter d_w , mm	0.71
Effective axial length of machine L_i , mm	100
Average length of the armature turn L_{la} , mm	257.6
Nominal power P_R , W	5000
Number of phase m	3
DC voltage V_{DC} , V	210
Frequency f , Hz	46.67
Nominal speed, rpm	200
Connection	Y

Figure 6 in 3D model shows the distribution of magnetic flux density B of yoke vector distribution. In magnetic analysis, the motor is simulated at a certain time to obtain the magnetic field distribution. In this way, it is possible to check whether the design geometry is correct, by observing flux density distribution in air gap, in which central radius is obtained.

The results are shown in Fig. 7, 8.

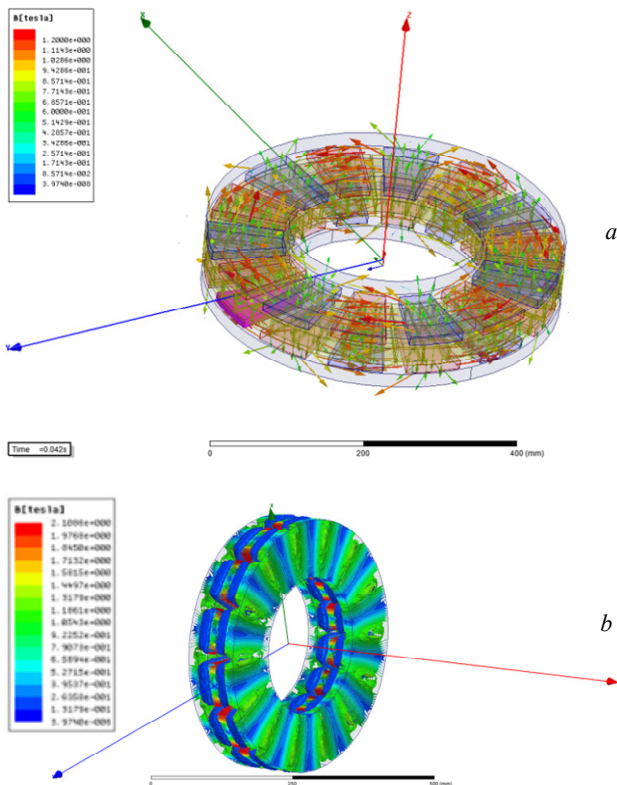


Fig. 6. *a* – magnetic field strength with vectors; *b* – magnetic flux density distribution in the motor

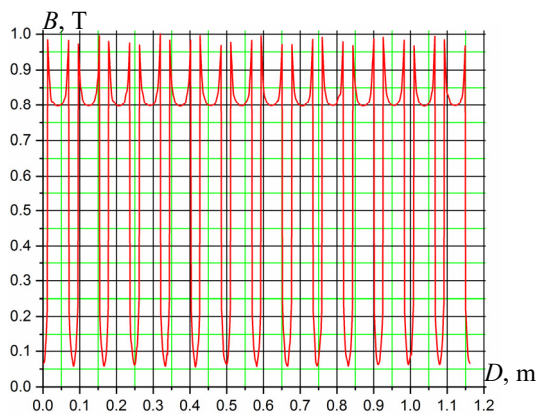


Fig. 7. Air gap flux density magnetic distribution for average radius (average diameter $D_g = (D_i + D_o)/2$)

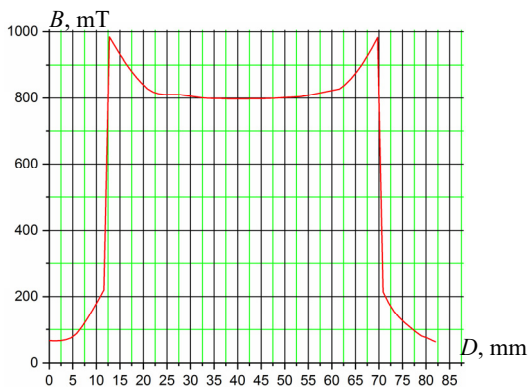


Fig. 8. TORUS-NS air gap flux density under one pole

The expositions of the stator core and rotor to time-varying flux densities were studied. The results are illustrated in Fig. 9, 10.

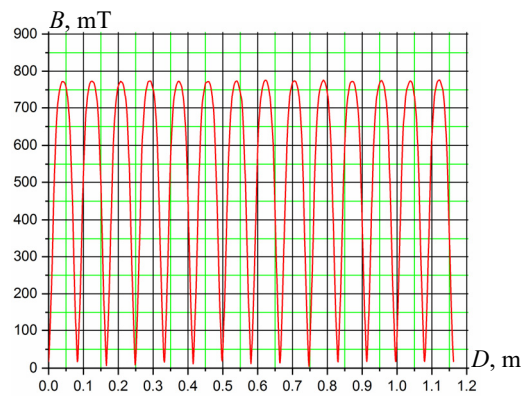


Fig. 9. Stator yoke flux density magnetic distribution for average radius

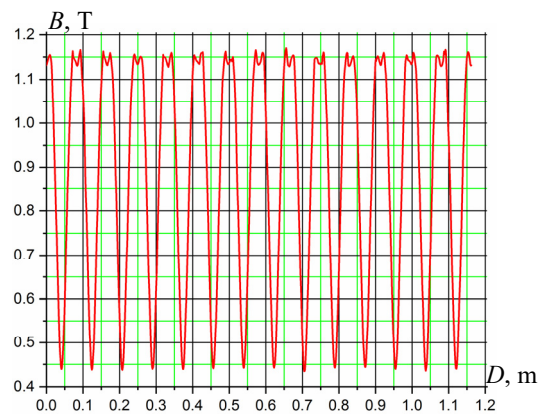


Fig. 10. Rotor yoke flux density magnetic distribution for average radius

4. Conclusions. The current global context has prompted car manufacturers to electrify their vehicles. In order to reduce the cost, which is still high, various technical solutions need to be implemented in these types of vehicles to reduce the cost of the power-train/electric transmission components, particularly the electric machines. The main objective of this article is to study an electric machine that can satisfy severe constraints in terms of performance and size for an application in a direct drive system for electric vehicles.

It is important to achieve optimum performance: high torque density with maximum efficiency over a wide speed range, which would impact the use of analytical models based on the sizing equations in order to identify the best geometry of the machines application. Therefore, at the end of this study, axial flux machine with non-slotted TORUS-NS rotor type was selected due to its advantages. The numerical results using finite elements have given satisfied results to evaluate the potential of this machine.

For further study this machine, three-dimensional features are considered using the Maxwell Ansys finite element model. The results concerning the magnetic flux density in the air gap, obviously shown that it is necessary to improve the overall operation: in the end wheel motors begin to make their way to the automobile.

The effect of buried permanent magnet axially in the rotor has been planned as a perspective task and radial split of each permanent magnet into small pieces.

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

REFERENCES

1. Lasocki J., Krawczyk P., Kopczyński A., Roszczyk P., Hajduga A. Analysis of the strategies for managing extended-range electric vehicle powertrain in the urban driving cycle. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 1, pp. 70-76. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.1.10>.
2. Caricchi F., Crescimbin F., Mezzetti F., Santini E. Multi-stage axial-flux PM machine for wheel direct drive. *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, 1995, vol. 1, pp. 679-684. doi: <https://doi.org/10.1109/IAS.1995.530365>.
3. Vun S.T., McCulloch M.D. Optimal Design Method for Large-Scale YASA Machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2015, vol. 30, no. 3, pp. 900-907. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2015.2397342>.
4. Fan J., Lee Y. Sensorless control of switched reluctance motor based on a simple flux linkage model. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 36-39. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.05>.
5. Si J., Zhang T., Hu Y., Gan C., Li Y. An Axial-Flux Dual-Rotor Slotless Permanent Magnet Motor With Novel Equidirectional Toroidal Winding. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2022, vol. 37, no. 3, pp. 1752-1763. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2021.3138465>.
6. Patel A.N. Slot opening displacement technique for cogging torque reduction of axial flux brushless DC motor for electric two-wheeler application. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 2, pp. 7-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.2.02>.
7. Jacekf G., Rong W., Maarten K. *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*. 2nd Ed. Springer, 2008.
8. Caricchi F., Crescimbin F., Honorati O. Low-cost compact permanent magnet machine for adjustable-speed pump application. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998, vol. 34, no. 1, pp. 109-116. doi: <https://doi.org/10.1109/28.658730>.
9. Gonzalez-Lopez D.A., Tapia J.A., Wallace R., Valenzuela A. Design and Test of an Axial Flux Permanent-Magnet Machine With Field Control Capability. *IEEE Transactions on Magnetism*, 2008, vol. 44, no. 9, pp. 2168-2173. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2008.2000543>.
10. Abu Ibaid O.Z.I., Belhamdi S., Abid M., Chakroune S., Mouassa S., Al-Sagar Z.S. Wavelet packet analysis for rotor bar breakage in an inverter induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.01>.
11. Profumo F., Zheng Zhang, Tenconi A. Axial flux machines drives: a new viable solution for electric cars. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1997, vol. 44, no. 1, pp. 39-45. doi: <https://doi.org/10.1109/41.557497>.
12. Liu C.-T., Lee S.-C. Magnetic field modeling and optimal operational control of a single-side axial-flux permanent magnet motor with center poles. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2006, vol. 304, no. 1, pp. e454-e456. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2006.02.065>.
13. Gholamian S.A., Ardebil M., Abbaszadeh K., Mahmodi Charati S. Optimum Design of 1 kW Axial Flux Permanent Magnet Slotted TORUS Motor. *European Journal of Scientific Research*, 2008, vol. 21, no. 3, pp. 488-499.
14. Dlala E. Comparison of Models for Estimating Magnetic Core Losses in Electrical Machines Using the Finite-Element Method. *IEEE Transactions on Magnetism*, 2009, vol. 45, no. 2, pp. 716-725. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2008.2009878>.
15. Gholamian S.A., Ardebili M., Abbaszadeh K. Analytic and FEM evaluation of power density for various types of double-sided axial flux slotted PM motors. *International Journal of Applied Engineering Research (IJAER)*, 2008, vol. 3, no. 7, pp. 927-939.
16. Aydin M., Huang S., Lipo T.A. Optimum design and 3D finite element analysis of nonslotted and slotted internal rotor type axial flux PM disc machines. *2001 Power Engineering Society Summer Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.01CH37262)*, 2001, vol. 3, pp. 1409-1416. doi: <https://doi.org/10.1109/PESS.2001.970283>.
17. Huang Y., Zhu J., Guo Y., Hu Q. Development of a High-Speed Claw Pole Motor with Soft Magnetic Composite Core. *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, 2007, pp. 1564-1568. doi: <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2007.383661>.
18. Surong Huang, Jian Luo, Leonardi F., Lipo T.A. A comparison of power density for axial flux machines based on general purpose sizing equations. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1999, vol. 14, no. 2, pp. 185-192. doi: <https://doi.org/10.1109/60.766982>.
19. Jiang C., Qiao M., Zhu P., Zheng Q. Design and Verification of High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Car. *2018 2nd IEEE Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC)*, 2018, pp. 2371-2375. doi: <https://doi.org/10.1109/IMCEC.2018.8469398>.
20. Aydin M., Huang S., Lipo T.A. Axial flux permanent magnet disc machines: A review. *Conf. Record of SPEEDAM*, 2004, vol. 8, pp. 61-71.
21. 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. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 3, pp. 3-7. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.3.01>.
22. Belkacem L., Mustapha H., Katia K., Ahmed G. Design and Investigation of Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Machine for electric vehicles. *2018 International Conference on Communications and Electrical Engineering (ICCEE)*, 2018, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/CCEE.2018.8634529>.

Received 04.03.2023

Accepted 10.07.2023

Published 02.11.2023

Belkacem Larbi^{1,2}, PhD,
Mustapha Hatti³, Professor,
Katia Kouzi², Doctor,
Ahmed Ghadbane¹, Doctor,

¹Nuclear Research Center of Birnie,
p.o. box 180 Ain Oussera, Algeria,
e-mail: l.belkacem.eln@lagh-univ.dz (Corresponding Author);
ghadbane_ahmed12@yahoo.com

²University Amar Telidji, Laghouat, Algeria,
e-mail: k.kouzi@lagh-univ.dz

³Solar Equipments Development Unit, UDES/CDER,
B.P. 386, 42004, Bou Ismail, Tipasa, Algeria,
e-mail: musthatti@icee.org

How to cite this article:

Larbi B., Hatti M., Kouzi K., Ghadbane A. Axial flux machine with non-slotted torus-ns rotor type. Design and investigate for electric traction. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 10-15. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.02>

Optimization of cogging torque in interior permanent magnet synchronous motor using optimum magnet v-angle

Introduction. At present, the most important requirement in the field of electrical engineering is the better utilization of electrical power, due to its increasing demand and not-so-increasing availability. A permanent magnet synchronous motor (PMSM) is increasingly gaining popularity in various household and industrial applications because of its superior performance compared to conventional electrical motors. **Purpose.** PMSM is designed based on the selection of various design variables and optimized to fulfill the same. Being superiorly advantageous over other motors, PMSM has the major disadvantage of higher cogging torque. Higher cogging torque generates torque ripple in the PMSM motor leading to various problems like vibration, rotor stress, and noisy operation during starting and steady state. The designer should aim to reduce the cogging torque at the design stage itself for overall better performance. **Methods.** An interior rotor v-shaped web-type PMSM is designed and its performance analysis is carried out using finite element analysis (FEA). Magnet v-angle is optimized with the objective of cogging torque reduction. Performance comparison is carried out between the optimized motor and the initially designed motor with FEA. **Novelty.** Magnet v-angle analysis is performed on the same keeping all other parameters constant, to obtain minimum cogging torque. The proposed method is practically viable as it does not incur extra costs and manufacturing complexity. **Practical value.** It is observed that the magnet v-angle is an effective technique in the reduction of cogging torque. Cogging torque is reduced from 0.554 N-m to 0.452 N-m with the application of the magnet v-angle optimization technique. References 19, tables 2, figures 10.

Key words: cogging torque, finite element analysis, interior v-shape web, magnet spread angle, magnet v-angle, permanent magnet synchronous motor.

Вступ. В даний час найважливішою вимогою в галузі електротехніки є найкраще використання електроенергії через зростаючу потребу в ній і не настільки зростаючу доступність. Синхронний двигун з постійними магнітами (СДПМ) набуває все більшої популярності в різних побутових та промислових застосуваннях завдяки своїм чудовим характеристикам у порівнянні зі звичайними електродвигунами. **Мета.** СДПМ, спроектований на основі вибору різних конструктивних змінних та оптимізований для їх виконання. Будучи чудовим у порівнянні з іншими двигунами, СДПМ має головний недолік: вищий крутний момент. Вищий крутний момент викликає пульсації крутного моменту в двигуні з постійними магнітами, що призводить до різних проблем, таких як вібрація, напруга ротора і шумна робота під час запуску і режиму. Проективальник повинен прагнути зменшити крутний момент зубчастого колеса на стадії проектування для підвищення загальної продуктивності. **Методи.** Розроблено СДПМ з внутрішнім ротором v-подібної форми та стрижневого типу, та аналіз його характеристик виконаний з використанням аналізу методом скінченних елементів (FEA). Кут v-подібного магніту оптимізовано з метою зниження зубчастого моменту. Порівняння продуктивності здійснюється між оптимізованим двигуном та двигуном, спочатку спроектованим за допомогою FEA. **Новизна.** Аналіз кута v-подібного магніту виконується таким же чином, зберігаючи решту всіх параметрів постійними, щоб отримати мінімальний зубчастий крутний момент. Запропонований спосіб практично життєздатний, оскільки не вимагає додаткових витрат та складності виготовлення. **Практична цінність.** Помічено, що v-подібний кут магніту є ефективним способом зниження зубчастого моменту. Зубчастий крутний момент зменшений з 0,554 Н·м до 0,452 Н·м за рахунок застосування методу оптимізації v-подібного кута магніту. Бібл. 19, табл. 2, рис. 10.

Ключові слова: крутний момент зубчастої передачі, аналіз методом скінченних елементів, внутрішнє v-подібне полотно, кут розкриття магніту, v-подібний кут магніту, синхронний двигун із постійними магнітами.

1. Introduction. The permanent magnet synchronous motor (PMSM) is increasingly gaining popularity in recent times because of its stellar performance with its smaller size. The moment of inertia and the dynamic response time is reduced due to its lesser size. It also turns out to be beneficial when there are spatial limitations. Its initial cost is higher compared to the induction motor, but thanks to its superior performance, its extra cost is paid back within just some time. It was developed keeping in view the elimination of synchronous machine exciters, which eventually decreases field winding losses and enhances performance and thermal conditions [1, 2]. Based on the magnet location, the two most common rotor configurations available for PMSM are surface permanent magnet (SPM) and interior permanent magnet (IPM). Among both of these, IPM beats SPM in terms of advantages. Because of the interior configuration of the magnets, they can be easily mounted in grooves, without the use of any binding material, which simplifies the manufacturing process and increases stability. As the magnets are not close to the air gap, the possibilities for demagnetization are also minimized. The increased saliency ratio also adds to the reluctance torque, which further enhances the average torque [3].

However, the concern with this motor is the cogging torque. It is an undesirable phenomenon. Cogging torque

is inherent in permanent magnet motors due to the presence of a permanent magnet and slotted stator. Cogging torque is the result of the interaction of magnetomotive force harmonics and air gap permeance harmonics. It degrades the motor performance and adds instability to the shaft movement, rendering the motion shaky. So, this unnecessary torque has to be reduced in torque-sensitive applications like traction, robotics, etc. The cogging torque can be minimized by choosing the appropriate magnet length. The equation involving optimum magnet length and slot pitch is given. By shifting the pole pairs, and creating an asymmetric distribution of the magnet pole, further reduction is also possible [4]. The same equation is improved, taking into account, the effects of the rotor curvature [5]. But the approach involves changes in the design of the rotor. The probability of asymmetry in flux distribution also exists. Another solution is to reduce the cogging torque by determining the optimal ratio of pole arc to pole pitch using no. of slots, no. of poles, and the goodness factor [6]. Simulations as well as experimental methods were used to validate the approach [7]. A novel approach consisting of torque ripple modeling and its use of the genetic algorithm to minimize cogging torque is also

presented [8]. The parameters needed as well as the calculations performed are more in this method. It's quite time-consuming. It also does not provide an angular spread of the magnets relative to the center of the rotor. Thus, magnet placement in an interior-type rotor has not yet been specified. The cogging torque can be minimized using skewing techniques. Recent developments also suggest step skewing of the rotor in which the rotor is axially skewed [3, 9]. V-shape skewing is also implemented in which, the skew is added in a v-shape to the axial rotor length [10]. But these are very complicated, exhaustive, and time-consuming approaches. Various rotor skewing techniques are compared for the generation of cogging torque, excitation torque ripple, average torque, and axial force [11]. The opening width of the slot and the shape of the magnet edge can also have an impact on the cogging torque [12].

Various types of rotor geometries are used for the flux barrier synchronous reluctance motor. The equation is given for the determination of the angular spread of flux barriers. It can also be used in the case of v-shape web type PMSM, as the magnet spread, because the principle behind the equation is the reduction of torque ripple by employing uniformity of reluctance only [13]. An approach to minimizing cogging torque using flux barriers is also presented [14]. The design of concentrated wound interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) with symmetrically positioned flux barriers to address smaller sensorless operating regions and significant torque ripples is proposed [15]. The Machaon structure having flux barriers, ending at some specific angles is also introduced, which can improve the cogging torque profile. The Taguchi method has been employed for shape design optimization [16]. The axial pole shaping of IPM machines to reduce the cogging torque as well as to obtain uniform distribution of flux density all over the surface is presented [17]. A hybrid rotor design, consisting of both circumferential as well as radial magnets, and having consequent rotor poles are also introduced to achieve an optimum synchronous performance of the motor [18]. But, the difficulties and expenses of manufacturing such kinds of rotors are very significant. Keeping uniformity and symmetry needs to be utmost considered.

So, in all the previous developments, it is either time-consuming and involves indirect calculations (in the case of the equation for optimum magnet length or optimum pole arc to pole pitch ratio or genetic algorithm using torque ripple modeling) or complicated and involves constructional changes (in the case of skewing), or affected by complexity and expenditure (in the case of axial pole shaping or step skewing). The v-angle is one of the major factors that influence the performance of IPMSM. The v-angle variation technique is straightforward, practically implantable hence suitable for the mass production of IPMSM. The proposed technique is more viable where cogging torque has relatively less effect on vibration and losses. Therefore, an approach is presented here, to find out the optimum magnet placement for cogging torque minimization.

The advantages of a PMSM are explained in section 1. The harmful impact of cogging torque and the limitations of its reduction techniques invented to date are also mentioned. Section 2 focuses on designing a PMSM. In section 3, the finite element analysis (FEA) of the same is carried out and different performance characteristics such

as cogging torque profile and torque-angle profile are analyzed. In section 4, the optimization of the designed motor is carried out for the magnet v-angle. The plot of the variation of cogging torque with respect to the magnet v-angle is also analyzed. From the attained results, the optimum magnet v-angle is found. The cogging torque, average torque, back electromotive force (EMF) spectrum, back EMF profile, and flux density plot are compared for both initial as well as the optimized model and the discussion of the same is carried out in section 5. In section 6, the conclusion from the exercise is drawn.

2. Design of PMSM. Owing to the many advantages of IPM over SPM, as evident from Section 1, IPM is selected for research purposes. Figure 1 shows the illustrative figure of the same which can help to understand terminology better. Figure 2 is the magnified view of the same.

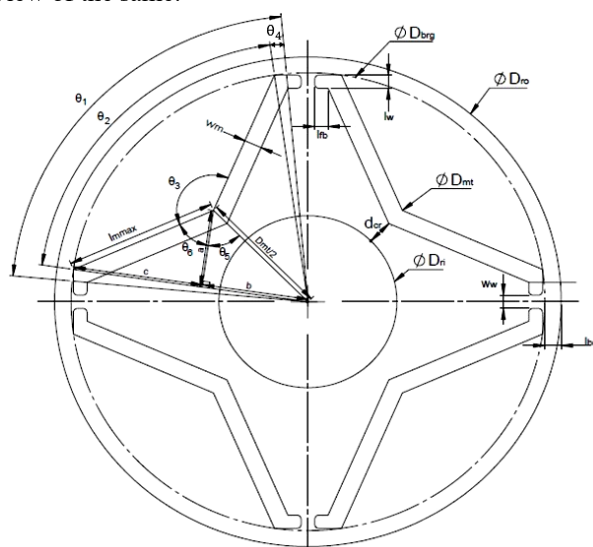


Fig. 1. Illustrative figure of interior v-shaped web type PMSM

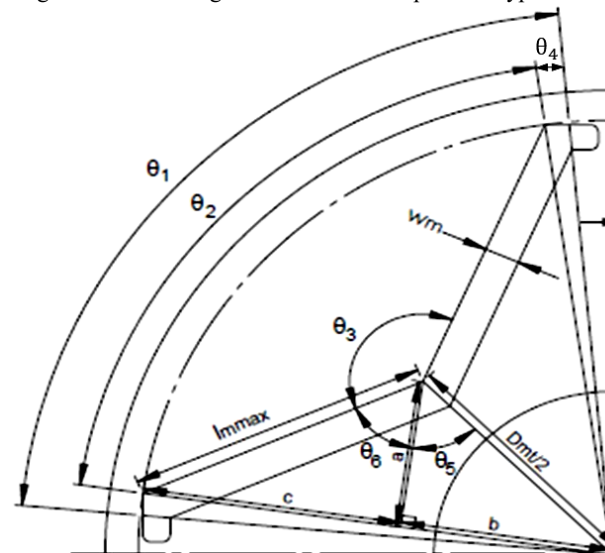


Fig. 2. Magnified view of Fig. 1

There are two magnet angles in the design of IPMSM. The first one is the magnet spread angle. This is known as the angular spread of a magnet pole in relation to the center of the rotor. This angle is shown as θ_1 in Fig. 1, 2. The other one is magnet v-angle, which is defined as the angular spread of a magnet pole in relation to the pole center. This angle is shown as θ_3 in Fig. 1, 2. Magnet

spread angle at the magnet top is θ_2 and the offset angle due to magnet thickness is θ_4 as shown in Fig. 1, 2.

PMSM of rating 4 kW, 415 V, 3-phase, and 50 Hz is designed. Necessary assumptions for specific magnetic loading, specific electric loading, number of poles, number of stator slots, aspect ratio, conductor packing factor, current density, tooth flux density, etc. are made. The design outcomes of this design are shown in Table 1.

Table 1
Design outcomes

Parameter	Value
Stator outer diameter D_o , mm	175
Stator inner diameter D , mm	120
Rotor outer diameter D_{ro} , mm	118
Core length L , mm	150
No. of stator slots S_s	36
Magnet width W_m , mm	5
Slot pitch λ , mm	10.46
Magnet spread angle θ_1	72°
Magnet v-angle θ_3	125°
Magnet length l_{max} , mm	33
Air gap thickness l_g , mm	0.5
Permanent magnet material	N38SH
Core material	M530-50A

3. FEA of the designed machine. The FEA of the designed machine is carried out using commercially available FEA software for design validation. Performance characteristics exhibited by this machine are observed, such as the cogging torque profile and torque-angle profile.

A two-dimensional (2D) finite element model of the designed machine is shown in Fig. 3.

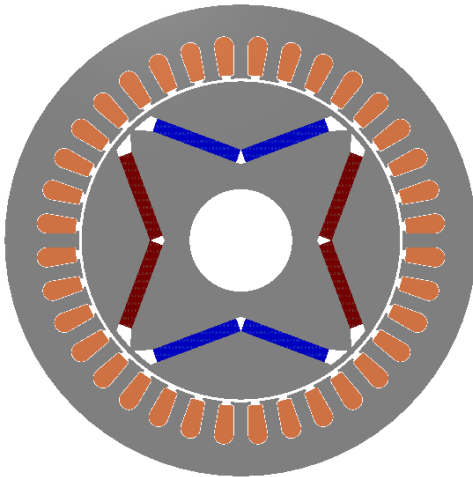


Fig. 3. 2D finite element model of the designed IPMSM

The dimensions to create this model are as per the analytical design. Each pole of the v-shape IPMSM consists of two magnet segments, to make v-shape poles. For different parts of the motor, appropriate materials are used. Figure 4 reveals that the peak cogging torque is 0.554 N·m. The cogging torque profile can be shown for one slot pitch only because of its repetitive nature for each slot pitch. Figure 5 dictates the variation of torque with respect to angular rotation. The maximum and minimum values are 36.1 N·m and 22.3 N·m respectively.

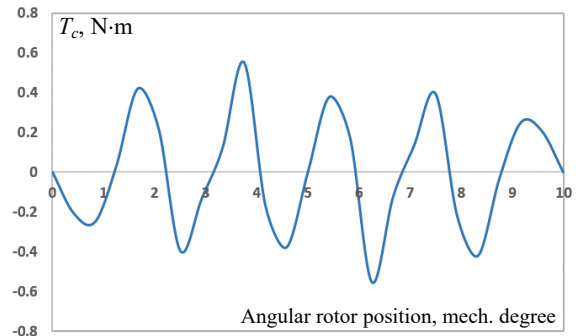


Fig. 4. Cogging torque profile

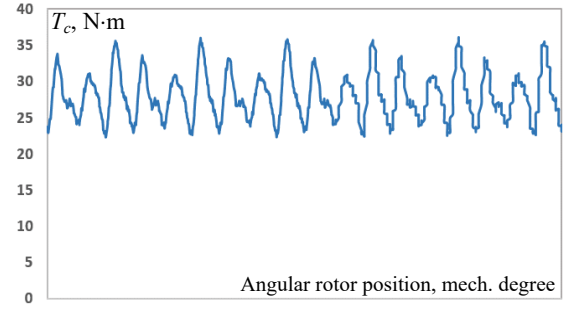


Fig. 5. Torque-angle profile

4. Optimization of the designed machine. As described earlier, cogging torque is an unwanted phenomenon. Therefore, it is necessary to reduce this torque. There is some specific relationship between cogging torque and reluctance variations. When the reluctance variation with respect to angular displacement increases, the cogging torque also increases. An equation is stated in [19], which describes this relationship as:

$$T_c = -\frac{1}{2} \cdot \Phi_g^2 \cdot \frac{dR}{d\theta}, \quad (1)$$

where T_c is the cogging torque; Φ_g is the air-gap flux; R is the reluctance of air-gap; θ is the angular displacement of the rotor.

As per the equation, the cogging torque can be reduced if the reluctance is made as uniformly as possible. This torque is the result of harmonic components present in the torque harmonic spectrum. So, it can also be represented in the Fourier series form, as mentioned in [8]:

$$T_c = \sum_{k=1}^{\infty} T_{ck} \cdot \sin(k \cdot \theta + \phi_k^c), \quad (2)$$

where T_{ck} is the magnitude of k^{th} cogging torque harmonic; k is the integer; ϕ_k^c is the phase angle of k^{th} cogging torque harmonic.

In this section, the cogging torque is optimized. The effort is made to achieve minimum cogging torque using magnet v-angle optimization. The magnet v-angle is changed and its effects on cogging torque are observed. During this entire optimization process, magnet volume, magnet length, magnet width, magnet spread angle, winding design, and slot dimensions have been kept constant.

Magnet v-angle is varied from 121° to 149° , above and below which the design fails to keep magnet dimensions constant due to geometrical constraints. During the entire process, the magnet spread angle is kept constant at the initial value of 72° . To achieve this, the magnet v-angle is increased by pushing the magnet segments away from the shaft. The geometrical constraint is that the original magnet length has to be retained while

pushing it upwards. This becomes necessary as, when the magnets are pushed upwards, the maximum allowed length (l_{max} in Fig. 2), which the geometry can afford, reduces. At one point, it reaches the boundary, and further increment of magnet v-angle becomes impossible. The results of this analysis are shown in Fig. 6.

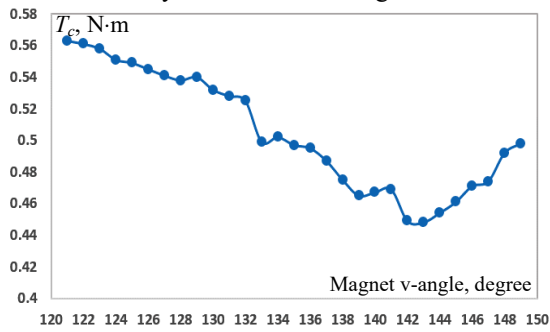


Fig. 6. Cogging torque vs. magnet v-angle

The figure dictates that the cogging torque reduces from 121° to 143° and then starts increasing. At 143° , the cogging torque is minimum. On both sides of 143° , it is increasing. So, this angle can be said as the optimum magnet v- angle for this design.

5. Result table and observations. FEA is carried out to obtain the peak cogging torque of the initial design and optimized design. The cogging torque period obtained for the designed 4 kW IPMSM is 10° mechanical. Cogging torque waveform period can be calculated as:

$$\theta_{cog-period} = \frac{360^\circ}{LCM(N_p, N_s)}, \quad (3)$$

where N_p is the number of poles; N_s is the number of stator slots; LCM is the least common multiplier.

Figure 7 shows the comparison of cogging torque profile for both, the initial as well as the optimized models. The peak cogging torque reduces from 0.554 N.m to 0.452 N.m.

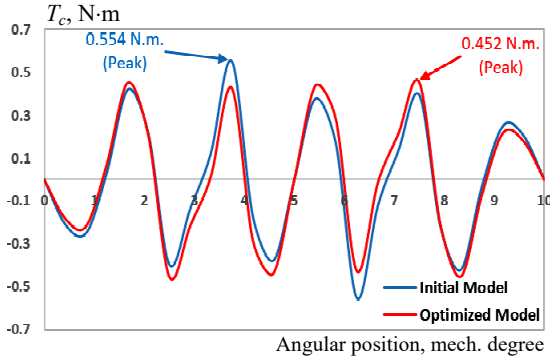


Fig. 7. Cogging torque profile of initial and optimized model

The performance comparison of the initial design and the optimized design is shown in Table 2.

Table 2

Comparison of initial and optimized design

Design	Cogging torque, N.m	Average torque, N.m
Initial	0.554	28
Optimized	0.452	28.2
Change, %	-18.41	0.71

Compared to the initial design, the optimized model shows an 18.41 % reduction in cogging torque and a 0.71 % increase in average torque. The back EMF profile comparison for the initial model, optimized model, and model having skewing of rotor poles is shown in Fig. 8.

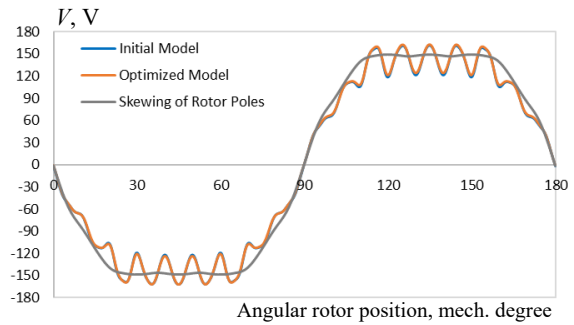


Fig. 8. Comparison of back EMF profiles of different models

It is evident from the same that there isn't much difference in the back EMF profile of the initial and optimized models. Both are looking almost similar to each other. It is analyzed that the back EMF profile obtained with a skewed rotor is smooth without any dips. Skewing is a known method to reduce cogging torque. However, there are some well-known disadvantages of skewing as well. For instance, the skewing of rotor magnets results in more axial thrust, more flux leakage, and a low winding factor. The skewed rotor of PM machines normally requires a magnet with a specific shape which complicates the design and increases the manufacturing difficulty as well as the cost. Skewing makes the rotor mechanically weak also. Skewing imposes limitations in mass production due to low manufacturability.

Figure 9 shows the comparison of the back EMF harmonics spectrum. Again, there isn't any appreciable change in the spectrum. The fundamental component of the back EMF is increased by 1 V. This slight increment has contributed to the minor increment of average torque achievable from the design. It is observed that after optimization, the even-order harmonics are eliminated and the other odd-order harmonics are decreased. The total harmonic distortions (THD) of the back EMF spectrum are also reduced slightly from 5.13 % to 5.04 % due to this spectrum improvement.

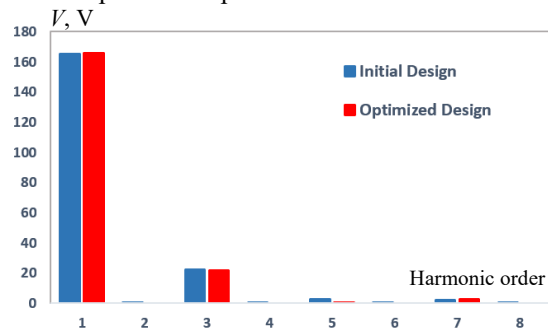


Fig. 9. Back EMF harmonic spectrum of the initial and optimized model

Figure 10 shows the flux density plot of both, the initial as well as the optimized models. In both cases, flux density at all parts is the same as that of the analytical design.

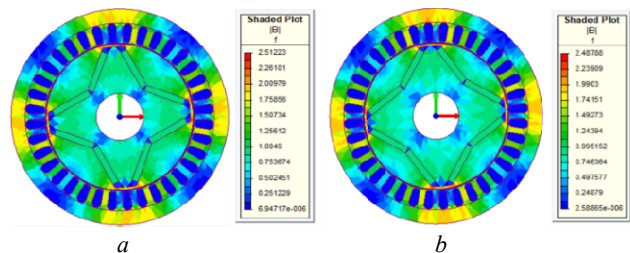


Fig. 10. Flux density plot of initial model (a) and optimized model (b)

From all these observations it can be said that the magnet v-angle has a major impact on cogging torque of the PMSM. It also has some minor impact on average torque, back EMF spectrum, and THD. Only by changing the placement of the magnet, cogging torque can be reduced. There is no need to change any other parameters or any other structural modifications required, which makes this technique practically viable and implementable, as it will not increase the complexity or initial cost of the motor. This is the novelty of the proposed methodology.

The reason behind this behavior can be stated as the uniformity of reluctance, at all times. As it is well-known, the cogging torque is the outcome of non-uniform reluctance distribution offered to magnet flux. But if we place the magnet such that, it faces nearly equal reluctance at all times, during the rotor rotation, it will face minimum reluctance, eventually resulting in minimum cogging torque.

6. Conclusions. The design of a permanent magnet synchronous motor and its finite element analysis is conducted for performance analysis. This initial design is considered a reference for further comparative performance analysis. Design optimization is performed with the objective of cogging torque minimization by optimization of magnet v-angle, and keeping all other dimensions constant. From the results obtained, it is analyzed that the magnet v-angle has a major impact on cogging torque. The cogging torque is reduced up to 18.41 % compared to the reference design. In addition to that, the average torque is increased by 0.71 % and the total harmonic distortions of back electromotive force reduces from 5.13 % to 5.04 % by application of magnet v-angle optimization.

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

REFERENCES

- Pillay P., Krishnan R. Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless DC motors for servo drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1991, vol. 27, no. 5, pp. 986-996. doi: <https://doi.org/10.1109/28.90357>.
- Panchal T.H., Patel A.N., Patel R.M. Reduction of cogging torque of radial flux permanent magnet brushless DC motor by magnet shifting technique. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 15-20. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.03>.
- Ge X., Zhu Z.Q., Kemp G., Moule D., Williams C. Optimal Step-Skew Methods for Cogging Torque Reduction Accounting for Three-Dimensional Effect of Interior Permanent Magnet Machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2017, vol. 32, no. 1, pp. 222-232. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2016.2620476>.
- Touzhu Li, Slemon G. Reduction of cogging torque in permanent magnet motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1988, vol. 24, no. 6, pp. 2901-2903. doi: <https://doi.org/10.1109/20.92282>.
- Ishikawa T., Slemon G.R. A method of reducing ripple torque in permanent magnet motors without skewing. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1993, vol. 29, no. 2, pp. 2028-2031. doi: <https://doi.org/10.1109/20.250808>.
- Zhu Z.Q., Howe D. Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2000, vol. 15, no. 4, pp. 407-412. doi: <https://doi.org/10.1109/60.900501>.
- Zhu Q., Ruangsinchaiwanich S., Schofield N., Howe D. Reduction of cogging torque in interior-magnet brushless machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2003, vol. 39, no. 5, pp. 3238-3240. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2003.816733>.
- Lai C., Feng G., Iyer K.L.V., Mukherjee K., Kar N.C. Genetic Algorithm-Based Current Optimization for Torque Ripple Reduction of Interior PMSMs. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, vol. 53, no. 5, pp. 4493-4503. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2704063>.
- Luu P.T., Lee J.-Y., Hwang W., Woo B.-C. Cogging Torque Reduction Technique by Considering Step-Skew Rotor in Permanent Magnet Synchronous Motor. *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2018, pp. 219-223. doi: <https://doi.org/10.23919/ICEMS.2018.8549086>.
- Park G.-J., Kim Y.-J., Jung S.-Y. Design of IPMSM Applying V-Shape Skew Considering Axial Force Distribution and Performance Characteristics According to the Rotating Direction. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2016, vol. 26, no. 4, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/TASC.2016.2543267>.
- Jiang J.W., Bilgin B., Yang Y., Sathyan A., Dadkhah H., Emadi A. Rotor skew pattern design and optimisation for cogging torque reduction. *IET Electrical Systems in Transportation*, 2016, vol. 6, no. 2, pp. 126-135. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-est.2015.0021>.
- Nur T., Mulyadi M. Improve cogging torque method in inset-permanent magnet synchronous machine. *2018 IEEE International Conference on Applied System Invention (ICASI)*, 2018, pp. 1211-1213. doi: <https://doi.org/10.1109/ICASI.2018.8394506>.
- Jae Yoon Oh, Dal Ho Jung. *Flux Barrier Synchronous Reluctance Motor*. USA Patent no. 6239526B1, May 29, 2001.
- Kawaguchi Y., Sato T., Miki I., Nakamura M. A reduction method of cogging torque for IPMSM. *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2005, vol. 1, pp. 248-250. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2005.202522>.
- Kano Y. Sensorless-oriented design of IPMSM. *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, 2014, pp. 2457-2464. doi: <https://doi.org/10.1109/IPEC.2014.6869934>.
- Rahimi Monjezi S., Kiyomarsi A., Mirzaei Dehkordi B., Sabahi M.-F., Vafaie M.-H. Shape Design Optimization of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor with Machaon Flux Barriers for Reduction of Torque Pulsation. *Electric Power Components and Systems*, 2016, vol. 44, no. 19, pp. 2212-2223. doi: <https://doi.org/10.1080/15325008.2016.1199611>.
- Du Z.S., Lipo T.A. Reducing Torque Ripple Using Axial Pole Shaping in Interior Permanent Magnet Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2020, vol. 56, no. 1, pp. 148-157. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2019.2946237>.
- Ugale R.T., Chaudhari B.N., Baka S., Pramanik A. A Hybrid Interior Rotor High-performance Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor. *Electric Power Components and Systems*, 2014, vol. 42, no. 9, pp. 901-913. doi: <https://doi.org/10.1080/15325008.2014.903539>.
- Hanselman D.C. *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. Magna Physics Publ., Ohio, 2006. 411 p.

Received 19.10.2022

Accepted 27.06.2023

Published 02.11.2023

A.N. Patel¹, PhD, Associate Professor,
P.J. Doshi², Traction Control Software Engineer,
S.C. Mahagoakar³, R&D Group Manager,
T.H. Panchal¹, PhD, Assistant Professor,

¹ Department of Electrical Engineering, Institute of Technology, Nirma University, Ahmedabad, Gujarat, India,
e-mail: amit.patel@nirmauni.ac.in;

tejas.panchal@nirmauni.ac.in (Corresponding Author)

² Alstom Transport India Ltd., Bangalore, Karnataka, India,
e-mail: 18meep03@nirmauni.ac.in

³ Rotomotive Powerdrive India Limited, Anand, Gujarat, India,
e-mail: s.mahagoakar@rotomotive.com

How to cite this article:

Patel A.N., Doshi P.J., Mahagoakar S.C., Panchal T.H. Optimization of cogging torque in interior permanent magnet synchronous motor using optimum magnet v-angle. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 16-20. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.03>

В.В. Римша, І.М. Радимов, М.В. Гулий, І.П. Бабич, О.А. Калиниченко, М.П. Деменко

Моделювання та дослідження магнітоелектричного перетворювача для гідро- та пневмоприводів

Наведено результати моделювання та практичної реалізації магнітоелектричного перетворювача для гідро- та пневмоприводів аерокосмічної галузі. На основі серії проектних розрахунків при різноманітній конфігурації магнітної системи перетворювача обрано варіант з чотирма зубцями на полюсі статора і отримані його основні характеристики. Результати розрахунків зіставлені з результатами експерименту на макетному зразку магнітоелектричного перетворювача. Бібл. 9, табл. 3, рис. 14.

Ключові слова: магнітоелектричний перетворювач, тривимірне магнітне поле, механічна характеристика, макетний зразок.

Вступ. У сучасних системах керування літальними апаратами, системах наведення та супроводу широко застосування знайшли гідро- та пневмоприводи, складовим елементом яких є безконтактний магнітоелектричний перетворювач (МЕП) [1-3]. МЕП призначений для перетворення вхідного електричного сигналу (струму), що подається на обмотку керування, в пропорційне кутове переміщення вихідного валу.

Першою та на даний час єдиною теоретичною роботою, яка присвячена розробці МЕП, в Україні є робота [4]. Щодо розробок подібних пристроїв за кордоном, то у відкритих джерелах будь-яка інформація відсутня або недоступна.

Наразі МЕП для авіаційної та космічної техніки в Україні не випускаються. У зв'язку з цим актуальною є розробка та освоєння виробництва вітчизняних МЕП. Ця мета вирішується в рамках науково-технічної співпраці між ДП «КБ «Південне» (м. Дніпро) та ТОВ «Електротехніка – Нові технології» (м. Одеса).

За конструкцією магнітної системи МЕП можуть виконуватися з електромагнітним збудженням та збудженням від постійних магнітів. Найбільше поширення отримали МЕП типу МП-220Б з постійними магнітами марки ЮНДК. В основу конструкції даного МЕП покладено принцип зведеного поляризованого реле (рис. 1) [5].

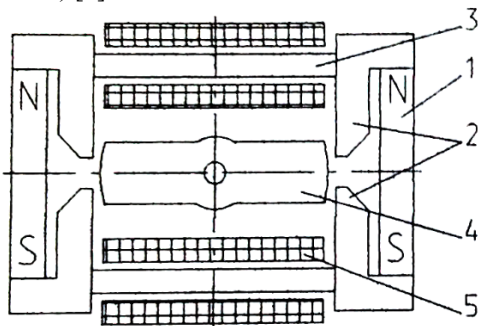


Рис. 1. МЕП типу МП-220Б: 1 – постійний магніт; 2 – полюсні наконечники; 3 – осердя; 4 – яркі; 5 – обмотка керування

Конструкція даного типу забезпечує стійке нейтральне положення, а також виникнення моменту, пропорційного величині кутового відхилення від нейтрального положення та спрямованого у бік, протилежний цьому відхиленню (ефект магнітної пружини).

Водночас МЕП в подібному виконанні мають ряд недоліків, пов'язаних з конструктивною та технологічною важкістю їх виготовлення [4].

Вплив вищевказаних недоліків можливо усунути шляхом зміни топології магнітного кола МЕП з прямокутного виду на концентричний зі збереженням принципу взаємодії магнітних потоків збудження та керування [4].

Для вирішення даної задачі пропонується виконувати магнітну систему МЕП подібно магнітній системі гібридного крокового двигуна [4, 6, 7]. Таке виконання магнітної системи МЕП, у порівнянні з магнітною системою МП-220Б, характеризується значно кращим використанням об'єму активного простору, питомими масо-габаритними показниками та адаптивністю до використання рідкоземельних магнітів [4]. Вперше дослідження МЕП з такою топологічною структурою магнітної системи здійснено в [4] на базі магнітних заступних схем з наступним визначенням магнітних провідностей методом імовірних шляхів магнітного потоку у модифікації Р. Поля. Не ставлячи під сумнів отримані в [4] результати все ж треба відмітити, що метод імовірних шляхів магнітного потоку має невисоку точність та обмеженість у використанні [8]. Враховуючи те, що в конструкції МЕП, яка побудована подібно магнітній системі гібридного крокового двигуна, складний шлях замикання магнітного потоку в об'ємі активної частини, в даному випадку є необхідним вирішення задачі розрахунку магнітного поля у тривимірній постановці одним з сучасних чисельних методів.

Метою статті є розробка тривимірних математичних моделей та аналіз характеристик магнітоелектричного перетворювача, магнітна система якого виконана подібно магнітній системі гібридного крокового двигуна.

Основні технічні вимоги до електромеханічних параметрів МЕП.

1. МЕП повинен забезпечити лінійність та необхідну жорсткість механічних характеристик при різних струмах в обмотці керування. Механічною характеристикою є залежність моменту M , створюваного МЕП, від кута повороту його валу θ , тобто $M = f(\theta)$.

2. МЕП повинен забезпечити лінійність та необхідну жорсткість механічної характеристики $M = f(\theta)$ при струмі керування у його обмотках рівному нулю (характеристика магнітної пружини). Нахил цієї механічної характеристики визначає жорсткість магнітної пружини, яка повинна бути не менше 0,0106 Нм/град.

3. При номінальному струмі керування $I = 50$ мА та нульовому положенні валу момент на валу МЕП повинен становити не менше 0,0624 Нм, а при навантаженні

зовнішньою пружиною з жорсткістю $0,0236 \text{ Нм/град}$ та кути повороту валу $1,5^\circ$, момент повинен становити не менше $0,0354 \text{ Нм}$.

Опис та принцип дії обраної конструкції МЕР.

За аналогією з гібридним кроковим двигуном магнітна система розробленого МЕР складається з зубчастих статора та ротора (рис. 2). Статор 1 виконаний у вигляді явнopolосної структури з котушками 4 на зубчастих полюсах. Ротор 2 розділений на дві частини, між якими розташований циліндричний постійний магніт, намагнічений в осьовому напрямку. Верхня та нижня частини ротора 2 зміщені відносно один одного на 90° та мають зубцеві зони з проміжками, що відрізняє їх від зубцевих зон крокового двигуна, які виконуються без проміжків. Для виключення магнітного гістерезису магнітопровід МЕР виготовляється з пермалою марки 50 Н.

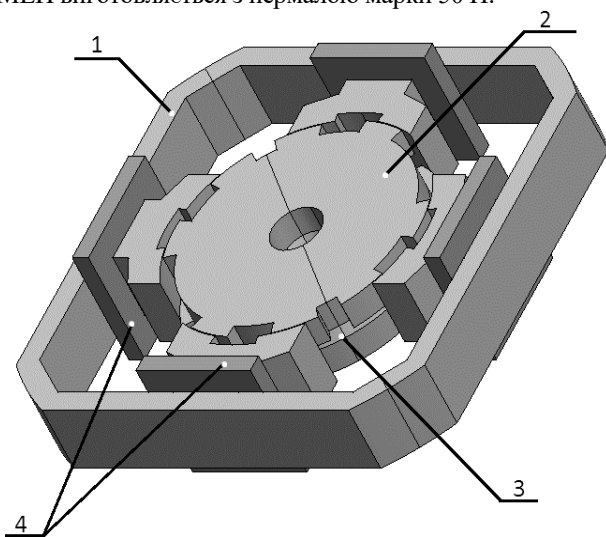


Рис. 2. Активна частина МЕР: 1 – статор; 2 – ротор; 3 – постійний магніт; 4 – обмотка

Принцип дії МЕР, що розглядається, полягає в наступному. За відсутності струму в обмотці збудження намагнічений ротор займає нульове положення, за якого напроти зубця статора симетрично розташовується половина верхнього та нижнього зубців ротора.

При відхиленні ротора від нульового положення змінюється площа перекриття між зубцями статора і зубцями верхньої та нижньої частини ротора (наприклад, зверху зменшується, знизу збільшується в залежності від напрямку повороту ротора) і відбувається зміна магнітного потоку у відповідних повітряних зазорах. При цьому виникають сили магнітного тяжіння, що прагнуть повернути ротор у стійке нульове положення. Таким чином, магнітна система МЕР має властивості механічної пружини.

При протіканні струму в обмотці управління створюється магніторухлима сила, яка призводить до зміни розподілу магнітного потоку в повітряному зазорі між статором і половинками ротора. Як наслідок, виникають електромагнітні сили і момент, що прагнуть відхилити ротор від центрального положення.

Конструкцію МЕР такого типу можна виповнити з різним числом зубців і полюсів на статорі та роторі. Наприклад, конструкція з двома зубцями на полюсі статора зображена на рис. 2, а з трьома та чотирма зубцями – відповідно на рис. 3 та рис. 4.

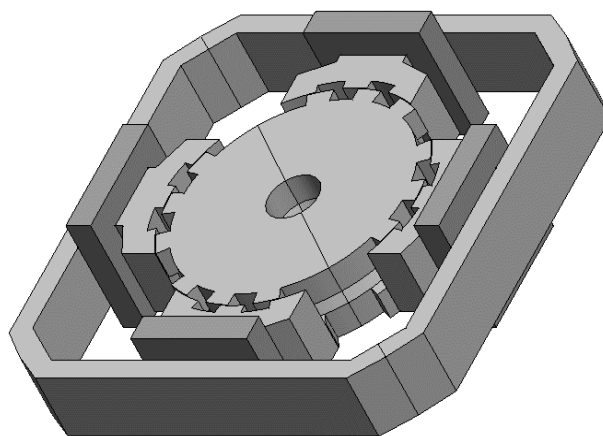


Рис. 3. Активна частина МЕР з трьома зубцями на полюсі статору

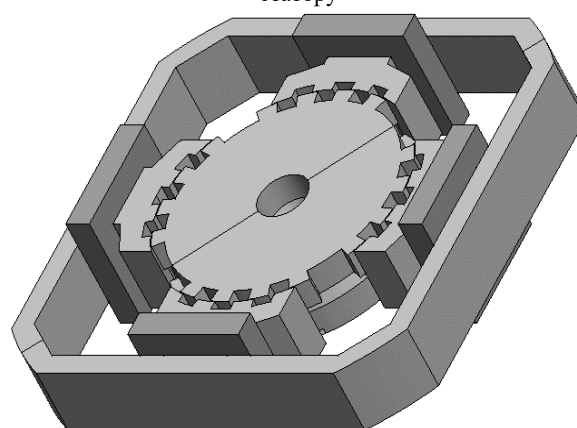


Рис. 4. Активна частина МЕР з чотирма зубцями на полюсі статору

Для вибору конструктивного виконання активної частини МЕР, представлених на рис. 2 – рис. 4, та розрахунку характеристик обраної конструкції необхідно провести моделювання магнітного поля для кожного з варіантів активної частини МЕР.

Польові моделі МЕР та результати проектних розрахунків. Розрахунки тривимірного магнітного поля були проведені методом скінчених елементів для чотирьох варіантів чотирьох полюсної активної частини МЕР з двома, трьома, чотирма та п'ятьма зубцями на полюсі статору. У всіх варіантах розрахунку число елементів скінчено-елементної сітки 3D моделі становило в середньому 240.000. При такій кількості елементів сітки досягається достатньо детальна апроксимація геометрії МЕР.

Як приклад, на рис. 5 представлена польова тривимірною математичною моделлю МЕР з трьома зубцями на полюсі, що розроблена в ліцензійній програмі JMAG-Designer [9], а на рис. 6 – результати розрахунку магнітного поля у вигляді магнітних силових ліній.

На основі результатів серії розрахунків магнітного поля розглянутих чотирьох полюсних варіантів було отримано сімейство характеристик магнітних пружин та механічних характеристик МЕР. Аналіз отриманих характеристик показав наступне:

- зі збільшенням числа зубців зростає жорсткість магнітної пружини;
- момент при номінальному струмі та нульовому положенні ротора практично не залежить від кількості зубців на полюсі статору;

- нахил механічних характеристик збільшується зі зростанням числа зубців на полюсі статора.

Результати розрахунків зведені у табл. 1.

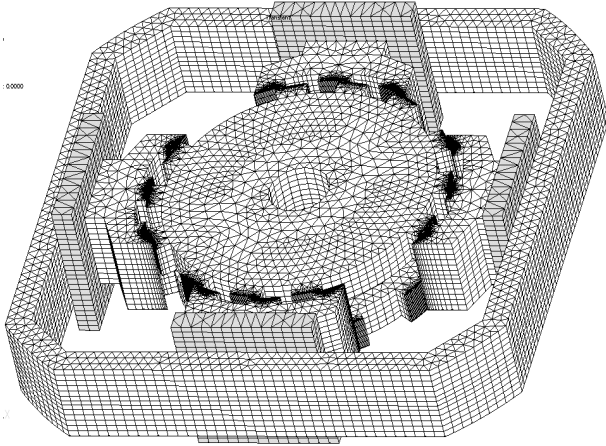


Рис. 5. Тривимірна скінчено-елементна модель активної частини МЕР з трьома зубцями на полюсі статора

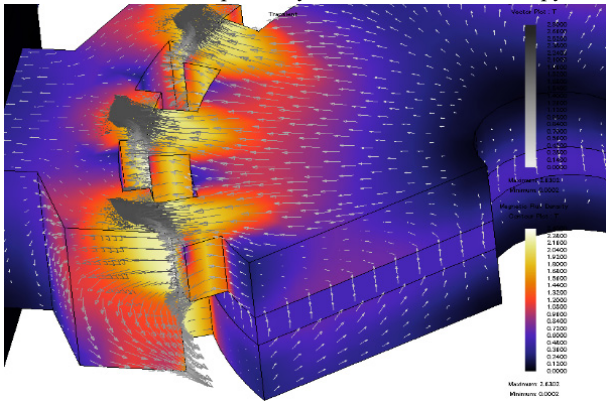


Рис. 6. Силві лінії магнітного поля в активній частині МЕР з трьома зубцями на полюсі статора

Таблиця 1

Результати розрахунків МЕР

Кількість зубців на полюсі статора	Жорсткість магнітної пружини, Нм/град.	Момент при нульовому положенні ротора, Нм
2	0,00059	0,055
3	0,0063	0,0617
4	0,0117	0,067
5	0,0183	0,0676

З даних табл. 1 видно, що варіант активної частини МЕР з чотирма зубцями на полюсі статора та високоерцитивним постійним магнітом марки NdFeV повністю задовольняє основним технічним вимогам до електромеханічних параметрів МЕР, а його виготовлення є більш технологічним, ніж виготовлення активної частини МЕР з п'ятьма зубцями на полюсі статора.

Конструктивне виконання пропонованого МЕР зображено на рис. 7. Основні геометричні розміри та матеріали активної частини обраного варіанту МЕР наведені в табл. 2.

Враховуючи симетрію конструктивного виконання активної частини МЕР при вирішенні тривимірної польової задачі прийняті граничні умови періодичності зміни векторного магнітного потенціалу, що дозволило обмежити область розрахунку половиною 3D моделі МЕР та знизити час аналізу магнітного поля.

Таблиця 2

Геометричні розміри та матеріали активної частини МЕР

Найменування	Значення
Габаритні розміри активної частини, мм	46×46×14
Внутрішній діаметр статора, мм	24
Довжина активної частини, мм	14
Повітряний проміжок, мм	0,1
Товщина магніту, мм	2
Матеріал магнітопроводу статора та ротора	Пермалой 50Н
Матеріал постійного магніту	N38EH
Магнітуруюча сила котушки, А	20
Робочий діапазон кутів повороту ротора, мех. град	±2
Число витків котушки	200

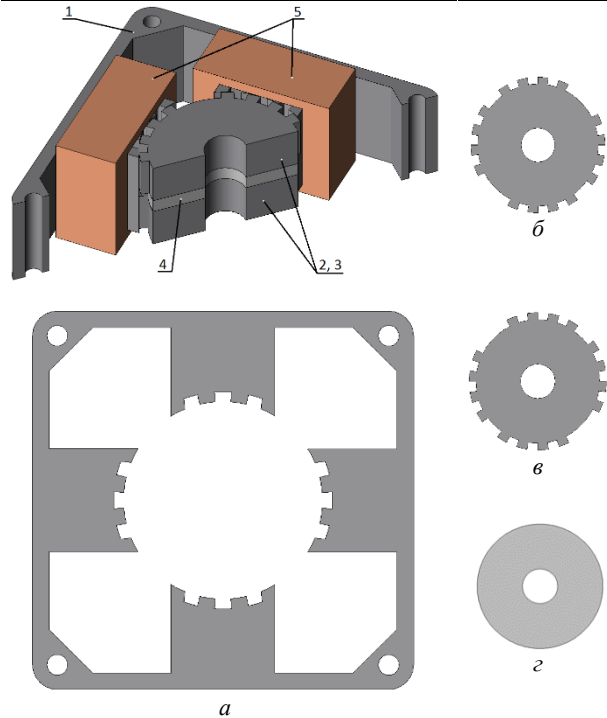


Рис. 7. Конструктивні елементи активної частини МЕР: а – загальний вигляд (1 – магнітопровід статора, 2, 3 – магнітопроводи частин ротора, 4 – постійний магніт, 5 – котушки обмотки керування) та переріз магнітопроводу статора; б, в – переріз частин магнітопроводу ротора; з – переріз постійного магніту

На рис. 8 зображено тривимірну скінчено-елементну модель МЕР з чотирма зубцями на полюсі статора, а на рис. 9 – розподіл магнітного поля у його активній частині.

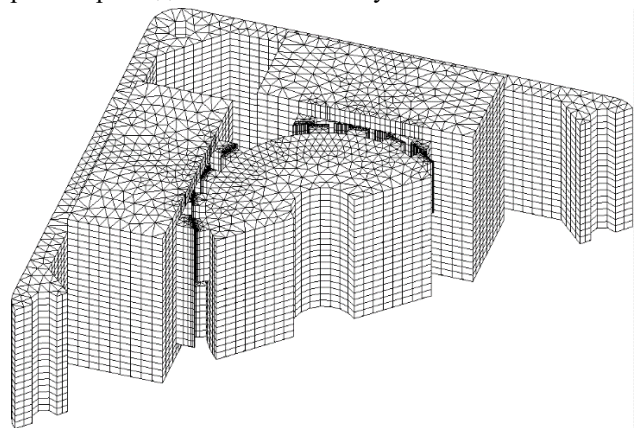


Рис. 8. Тривимірна скінчено-елементна модель активної частини МЕР з чотирма зубцями на полюсі статора

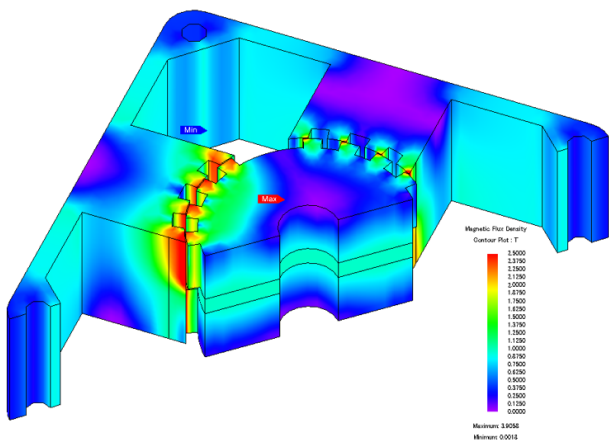


Рис. 9. Розподіл магнітної індукції в активній частині МЕП з чотирма зубцями на полюсі статора

В результаті серії розрахунків магнітного поля було отримано сімейство механічних характеристик МЕП (рис. 10).

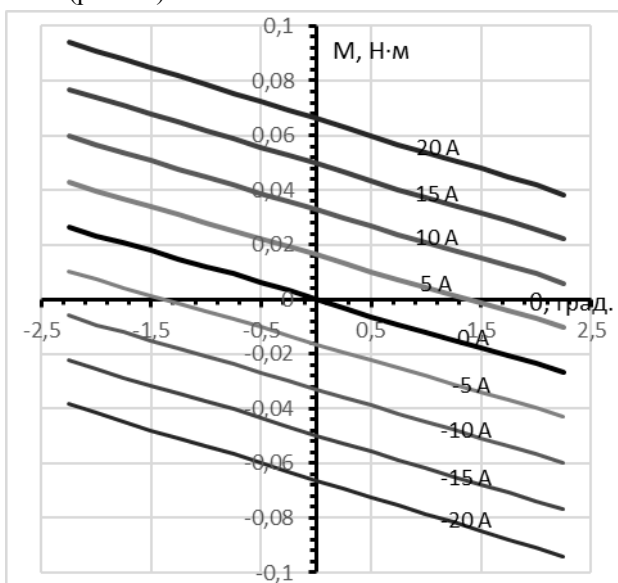


Рис. 10. Механічні характеристики МЕП з чотирма зубцями на полюсі статора

Розрахунок механічних характеристик проводився при зміні МРС котушок обмотки керування від 0 до 20 А. При цьому МРС котушки 20 А відповідає номінальному струму керування МЕП у 50 мА.

З рис. 10 видно, що механічні характеристики МЕП є лінійними. При номінальному струмі керування 50 мА та валу, загальмованому у нульовому положенні, момент, який розвиває МЕП, складає 0,067 Нм, що відповідає вимогам (не менше 0,0624 Нм). При повороті ротора на 1,5° момент МЕП дорівнює 0,0476 Нм, що також відповідає вимогам (не менше 0,0354 Нм). Жорсткість магнітної пружини складає 0,0117 Нм/град. (0,668 Нм/рад) та відповідає заданим вимогам (не менше 0,0106 Нм/град.).

Також виконано розрахунок характеристик обраної конструкції активної частини МЕП з чотирма зубцями на статорі з використанням замість постійного магніту марки NdFeB постійного магніту марки SmCo, що має більш високу температурну межу роботи, але дещо гірші магнітні та енергетичні характеристики. На рис. 11 зображені механічні характеристики

варіантів МЕП, що порівнюються. З наведених даних видно, що МЕП з постійним магнітом марки SmCo має меншу жорсткість магнітної пружини та менший момент при нульовому положенні ротора і номінальному струмі керування 50 мА.

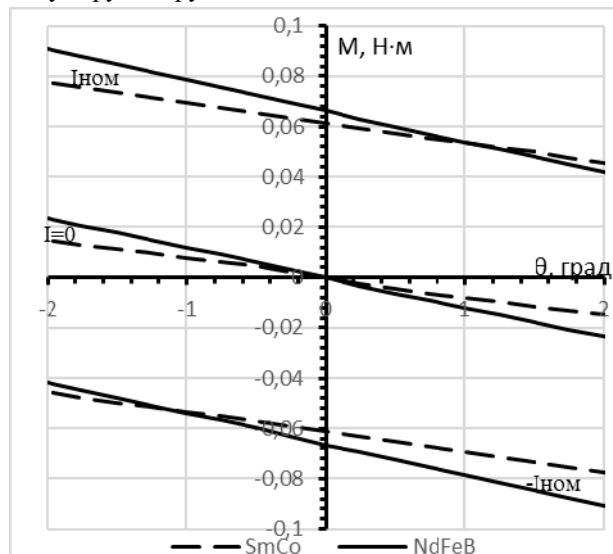


Рис. 11. Механічні характеристики МЕП з чотирма зубцями на полюсі статора з магнітами марки SmCo та NdFeB

Також проведено зіставлення розрахункових характеристик запропонованого МЕП з характеристиками прототипу МП-220Б (рис. 12).

Видно, що зіставлені характеристики близькі одна до одної. Проте, якщо для керування МП-220Б у номінальному режимі потрібна сумарна магніторухійна сила 300 А, то для пропонованого у цій статті МЕП усього 80 А, тобто енергоспоживання МЕП, що розробляється, суттєво менше, ніж в прототипу.

Таким чином, на основі аналізу результатів отриманих розрахунків, прийнято конструктивне виконання активної частини МЕП у вигляді чотириполусної магнітної системи з чотирма зубцями на полюсі статора, основними геометричними розмірами та матеріалами, наведеними в табл. 2.

Макетування МЕП. З метою підтвердження працездатності та можливості реалізації основних технічних характеристик було виготовлено макетний зразок МЕП, зовнішній вигляд якого зображено на рис. 13.

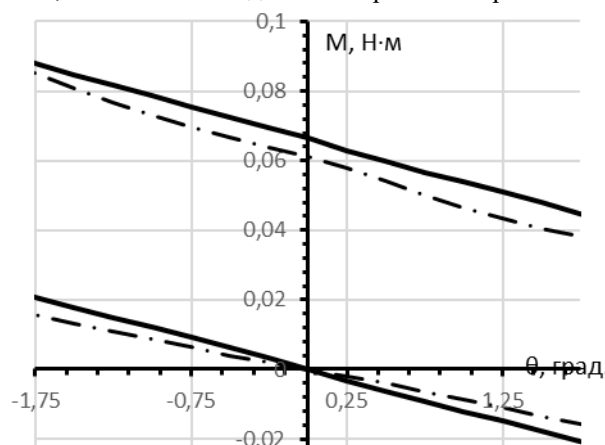


Рис. 12. Порівняння розрахункових механічних характеристик пропонованого МЕП (—) з чотирма зубцями на полюсі статора та МЕП МП-220Б (- - -)

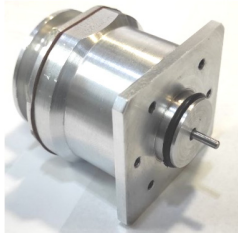
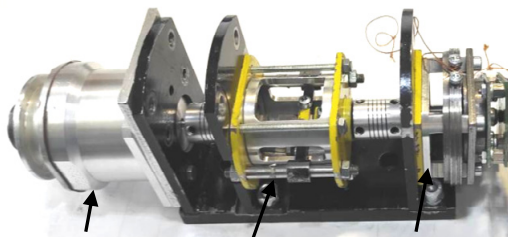


Рис. 13. Зовнішній вигляд макетного зразку МЕП

При макетуванні МЕП оцінювались наступні показники:

1. Жорсткість магнітної пружини.
2. Момент при нульовому положенні ротора.
3. Кут повороту ротора при моменті навантаження 0,0354 Нм.

Для оцінки вказаних вище показників МЕП було розроблено випробувальний стенд (рис. 14).



МЕП Навантажувальна пружина Енкодер

Рис. 14. Стенд для випробувань МЕП

Стенд складається з двох вузлів, механічно зв'язаних з валом МЕП: навантажувальною пружиною та енкодером. Навантажувальна пружина призначена для створення навантаження на вал МЕП у функції його кута повороту. Магнітний енкодер, реалізований на датчику АЕАТ-6600, призначений для вимірювання кута повороту валу МЕП. Роздільна здатність енкодера складає 16 біт, що дозволяє визначати положення валу з точністю до 1 кутової хвилини.

Результати випробувань макетного зразка МЕП наведені в табл. 3.

Таблиця 3

Результати випробувань МЕП

	Жорсткість магнітної пружини, Нм/град.	Момент при нульовому положенні ротора, Нм	Кут повороту ротора при моменті навантаження 0,0354 Нм, град
Макет МЕП	0,0115	0,064	1,7
Технічні вимоги	не менше 0,0106	не менше 0,0624	1,5

Висновки.

1. Показана можливість створення МЕП з необхідними технічними характеристиками та параметрами. На основі проектних розрахунків, проведених на базі моделювання магнітного поля в тривимірній постановці, обґрунтовано конструктивне виконання активної частини МЕП у вигляді чотириполюсної магнітної системи з чотирма зубцями на полюсі статора.

2. Механічні характеристики розробленого МЕП є лінійними у заданому діапазоні зміни кута повороту ротора. При номінальному струмі керування 50 мА та валі, загальмованому в нульовому положенні, розрахунковий момент, що розвивається спроектованим МЕП,

складає 0,064 Нм, що задовольняє технічним вимогам (не менше 0,0624 Нм). Жорсткість магнітної пружини складає 0,0115 Нм/град. та відповідає величині, зазначеній в технічних вимогах (не менше 0,0106 Нм/град).

3. Випробування макетного зразку МЕП підтвердили принципovu працездатність прийнятих проектних та конструктивних рішень.

Конфлікт інтересів. Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Решетников Е.М., Саблин Ю.А., Григорьев В.Е. *Электромеханические преобразователи гидравлических и газовых приводов*. М.: Машиностроение, 1982. 144 с.
2. Канюк Г.И., Шуванов А.Н., Близниченко Е.Н. Гидравлические исполнительные механизмы для быстродействующих прецизионных электронно-гидравлических следящих систем (ЭГСС). *Электротехника і електромеханіка*, 2005, № 1, С. 44-46.
3. Карнаухов Н.Ф. *Электромеханические и мехатронные системы*. Ростов н/Д: Феникс, 2006. 320 с.
4. Харчишин Б.М. *Розроблення та дослідження нових конструкцій електромеханічних перетворювачів для пневмо-гідродісилювачів*. Автореф. дис. к.т.н.: 05.09.01 «Електричні машини і апарати». НУ «Львівська політехніка», Львів, 2003. 19 с.
5. Толмачев В.А., Демидова Г.Л. Математические модели и динамические характеристики электромеханических преобразователей с ограниченным углом поворота. *Изв. ВУЗов. Приборостроение*, 2008, т. 51, № 6, С. 18-23.
6. Столов Л.И., Афанасьев А.Ю. *Моментные двигатели постоянного тока*. М.: Энергоатомиздат, 1989. 223 с.
7. Емельянов А.В., Шилин А.Н. *Шаговые двигатели: учеб. пособие*. Волгоград, ВолГГТУ, 2005. 48 с.
8. Буль О.Б. *Методы расчета магнитных систем электрических аппаратов: Магнитные цепи, поля и программа FEMM: Учеб. пособие*. М.: Академия, 2005. 336 с.
9. *JMAG-Designer*. Available at: <https://www.jmag-international.com/products/jmag-designer> (accessed 10.01.2023).

REFERENCES

1. Reshetnikov E.M., Sablin Yu.A., Grigoriev V.E. *Electromechanical converters of hydraulic and gas drives*. Moscow, Mashinostroeniye Publ., 1982. 144 p. (Rus).
2. Kanuk G.I., Shuvanov A.N., Bliznichenko L.N. Hydraulic executive mechanisms for highspeed precision electronic hydraulic servomechanisms (EHSM). *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2005, no. 1, pp. 44-46. (Rus).
3. Karnaukhov N.F. *Electromechanical and mechatronic systems*. Rostov-on-Don, Phoenix Publ., 2006. 320 p. (Rus).
4. Kharchishyn B.M. *Designing and researching of new type of electromechanical converters for pneumatic and hydraulic amplifiers*. PhD Thesis, Lviv Polytechnic National University, 2003. 19 p. (Ukr).
5. Tolmachev V.A., Demidova G.L. Mathematical models and dynamic characteristics of electromechanical converters with a limited angle of rotation. *Journal of Instrument Engineering*, 2008, vol. 51, no. 6, pp. 18-23. (Rus).
6. Stolor L.I., Afanasiev A.Y. *DC torque motors*. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1989. 223 p. (Rus).
7. Emelyanov A.V., Shilin A.N. *Stepper motors. Textbook*. Volgograd, VolgGTU Publ., 2005. 48 p. (Rus).
8. Bul O.B. *Methods for calculating the magnetic systems of electrical devices. Magnetic circuits, fields and the FEMM program*. Moscow, Academy Publ., 2005. 336 p. (Rus).
9. *JMAG-Designer*. Available at: <https://www.jmag-international.com/products/jmag-designer> (accessed 10.01.2023).

Надійшла (Received) 07.03.2023
 Прийнята (Accepted) 13.05.2023
 Опублікована (Published) 02.11.2023

Римша Віталій Вікторович¹, д.т.н., проф.,
Радимов Ігор Миколайович¹, к.т.н., доц.,
Гулий Михайло Вікторович¹, к.т.н.,
Бабич Ігор Петрович²,

Калиниченко Олександр Андрійович²,
Деменко Микола Прокопович²,

¹ ТОВ «Електротехніка – Нові технології»,
65005, Одеса, вул. Мельницька, 26/2,
e-mail: rimsha61@gmail.com (Corresponding Author);
igor.radimov@gmail.com;

mv.skbs@gmail.com; office@ukrainemotors.com.ua
² ДП «КБ «Південне»,
49008, Дніпро, вул. Криворізька, 3,
e-mail: igorbabich@hotmail.com; alex_kalinichenko@i.ua
info@yuzhnoe.com

V.V. Rymsha¹, I.N. Radimov¹, M.V. Gulyy¹, I.P. Babych²,
A.A. Kalinichenko², N.P. Demenko²

¹ Ltd. «Electrical Engineering – New Technology», Ukraine,
26/2, Melnytska Str., Odesa, 65005, Ukraine.

² State Design Office «Pivdenne»,
3, Kryvorizka Str., Dnipro, 49008, Ukraine.

How to cite this article:

Rymsha V.V., Radimov I.N., Gulyy M.V., Babych I.P., Kalinichenko A.A., Demenko N.P. Modeling and research of a magneto-electric converter for hydro and pneumo actuators. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 21-26. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.04>

Modeling and research of a magnetolectric converter for hydro and pneumo actuators.

Purpose. Presentation of the results of modeling and practical implementation of a magnetolectric converter for hydraulics and pneumatics systems of the aerospace industry. **Methodology.** Calculations of three-dimensional magnetic fields are carried out with the Finite Element Method by JMAG program. The solution of the differential equations connecting the input voltage, current, magnetic flux and torque is performed by numerical integration.

Results. As a result of calculations, the converter configuration was obtained. Tests of the prototype model of the converter confirmed the principle workability of the adopted design and design solutions in its development. **Practical value.** Tests of the converter prototype sample confirmed the fundamental performance of the adopted design and constructive solutions. References 9, tables 3, figures 14.

Key words: magnetolectric converter, three-dimensional magnetic field, mechanical characteristic, prototype sample.

Y.A. Mabrouk, B. Mokhtari, T. Allaoui

Frequency analysis of stator currents of an induction motor controlled by direct torque control associated with a fuzzy flux estimator

Introduction. The best way to control the torque of an induction motor is conventional direct torque control (DTC); this control method is the most used approach in the industrial sector due to its many advantages. Its main advantages are its simplicity and its exclusive dependence on the stator resistance of the induction motor. However, the use of hysteresis comparators reduces its effectiveness, causing more torque ripple. Additionally, this results in variable operating frequency and limited frequency sampling, resulting in pseudo-random overshoot of the hysteresis band. **Purpose.** For these reasons, this article presents a new study aimed at confirming its shortcomings and improving the effectiveness of the control. **Novelty.** We propose to use fuzzy logic methods to estimate the two components of the stator flux. **Methods.** In traditional DTC the flux components are estimated from an equation relating the stator resistance to the stator voltage and current. In the proposed method, only stator currents and voltages are used for this evaluation, which eliminates the dependence of DTC on stator resistance. The aim of this proposal is to make DTC robust to parametric changes. **Results.** General harmonic distortions, rotational speed of the induction motor, electromagnetic moment, magnetic flux and stator currents are analyzed. **Practical value.** With this proposed technique, validated in Simulink/MATLAB, several improvements in motor behavior and control are endorsed: torque fluctuations are reduced, overshoot is completely eliminated, and total harmonic distortion is significantly reduced by 48.31 % for stator currents. This study also confirmed the robustness of DTC to changes in stator resistance. References 26, table 3, figures 11.

Key words: direct torque control, fuzzy logic controller, fuzzy logic estimator, induction motor, spectral analysis, total harmonic distortion.

Вступ. Найкращим способом управління крутним моментом асинхронного двигуна є традиційне пряме управління крутним моментом (DTC); цей метод управління є найбільш використовуваним у промисловому секторі через його численні переваги. Його основними перевагами є простота та виключна залежність від опору статора асинхронного двигуна. Однак використання гістерезисних компараторів знижує його ефективність, викликаючи велику пульсацію крутного моменту. Крім того, це призводить до зміни робочої частоти та обмеження вибірки частоти, що призводить до псевдовипадкового виходу за межі смуги гістерезису. **Мета.** З цих причин у цій статті представлено нове дослідження, спрямоване на підтвердження його недоліків та підвищення ефективності контролю. **Новизна.** Ми пропонуємо використовувати методи нечіткої логіки з метою оцінки двох компонентів потоку статора. **Методи.** У традиційному DTC компоненти потоку оцінюються за рівнянням, що зв'язує опір статора з напругою та струмом статора. У запропонованому методі цієї оцінки використовуються лише струми і напруги статора, що виключає залежність DTC від опору статора. **Мета цієї пропозиції** – зробити DTC стійким до параметричних змін. **Результати.** Аналізуються загальні гармонічні спотворення, швидкість обертання асинхронного двигуна, електромагнітний момент, магнітний потік та струми статора. **Практична цінність.** За допомогою цього запропонованого методу, перевіреного в Simulink/MATLAB, підтверджено кілька покращень у поведінці та управлінні двигуном: коливання крутного моменту зменшуються, перерегулювання повністю усувається, а загальні гармонічні спотворення значно зменшуються на 48,31% для струмів статора. Це дослідження підтвердило стійкість DTC до змін опору статора. Бібл. 26, табл. 3, рис. 11.

Ключові слова: пряме управління крутним моментом, контролер нечіткої логіки, пристрій оцінки нечіткої логіки, асинхронний двигун, спектральний аналіз, повне гармонічне спотворення.

Introduction. Owing to their affordability and ease of construction, induction motors (IM) are widely used in variable-speed drive systems [1]. IM compared to DC motors, are more durable, easier to maintain, and more economical [2]. Additionally, they are sturdy and resistant to big loads [3]. These many benefits, however, are not without drawbacks. The motor's dynamic behavior is frequently quite complicated [4], as a result of the strongly coupled, multivariable, nonlinear equations that come from its modeling. Furthermore, some of its state variables, including flux, cannot be measured or quantified [5-7]. To continuously control the torque and flux of these motors under these limits, more sophisticated control algorithms are needed [8]. Academic and commercial research has been conducted for a number of years to address the IM's control issue and create reliable controls [9]. For high-performance applications, there are two types of control used to control the electromagnetic torque of AC drives:

- Vector Control based on pulse width modulation inverter control for stator current regulation in the field rotational reference;
- Direct Torque Control (DTC) was proposed as an alternative to field-oriented control for high-performance

AC drives. The fundamental idea behind this control method is the direct control of electromagnetic torque and flux by direct selection of the control sequence to be used with voltage inverters. This control strategy was proposed for the 1st time in the 1980s [10, 11]. The idea of torque control in the DTC scheme [12] is to increase the torque angle (angle between the stator and rotor flux) in case torque output needs to be increased. To reduce torque, one performs the reverse. However, it is maintained at the desired magnitude for the stator-linked flux [13].

Among the advantages of DTC control, it depends only on the motor stator resistance (R_s). Unfortunately, this solution can degrade the control's robustness because the resistance value varies over time due to heating. For this reason, we propose in this paper to replace the «classic estimator» of the two flux components which is described in equation (5) with another fuzzy one, in this fuzzy estimation we eliminate the dependence of the flux estimator to the R_s , and the only quantities used in this operation are the stator currents and voltages. This technique allowed us to improve the DTC control performance by minimizing the undulations of the controlled quantities.

© Y.A. Mabrouk, B. Mokhtari, T. Allaoui

To date, several studies have investigated the fuzzy estimator in DTC control. Khadar et al. in [14] propose a method for stator resistance estimation of a double-fed induction motor (DFIM) by a three-level neutral point-clamped inverter based on the DTC technique. Also, Zidani et al. in [15] propose a new stator resistance estimator using fuzzy logic. While in [13], Kamalapur et al. implement the estimation method using the proportional-integral (PI) control and fuzzy logic control schemes. Also, El Ouanjili et al. in [9] for a DFIM driven by two voltage source inverters operating at two levels, show an improved DTC technique.

Model of the IM in the stationary frame. In the literature, there are several mathematical models representing the dynamic behavior of IMs. In the following, a state space model related to α and β axes, for electrical variables, is considered [4]:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{\alpha s}}{dt} = V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s}; & \frac{d\varphi_{\beta s}}{dt} = V_{\beta s} - R_s I_{\beta s}; \\ \frac{d\varphi_{\alpha r}}{dt} = -R_r I_{\alpha r} - \omega_m \varphi_{\beta r}; & \frac{d\varphi_{\beta r}}{dt} = -R_r I_{\beta r} + \omega_m \varphi_{\alpha r}, \end{cases} \quad (1)$$

where $\omega_m = p\Omega_m = \omega_s - \omega_r$, where p is the pole pairs; subscripts s and r refer to the stator and rotor; α and β refer to components in (α, β) frame; V, I, φ are used to describe respectively voltage, current, and flux; R_s and R_r refer to the stator and rotor resistances; Ω_m is the mechanical speed; ω_s is the rotation speed of the stator field; ω_r is the rotation speed of the rotor one.

Currents and flux relationships are [16]:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{\alpha s} \\ \varphi_{\alpha r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\alpha r} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \varphi_{\beta s} \\ \varphi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\beta s} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix}; \quad (2)$$

where L and M are respectively the inductance of motor and the mutual one.

The next equation represents the mechanical part of the motor [16]:

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (T_{em} - T_L); \quad (3)$$

where T_{em} and T_L are respectively the electromagnetic torque and load one; J is the motor inertia.

Presentation of the DTC control. The DTC principle was first developed by Takahashi and Depenbrock [10, 11] around the end of the 1980s. It accomplishes decoupled control of the electromagnetic torque and stator flux, allowing IMs to respond to electromagnetic torque accurately and quickly in the stationary frame (α, β) . A switching table is used to select the proper voltage vector. The choice of switching states has a direct impact on changes in the stator flux and torque of the motor. As a result, the choice is made by keeping the magnitudes of the flux and torque within two hysteresis bands. These controllers ensure that these two quantities are controlled separately [17, 18]. The flux and torque errors are the inputs of hysteresis controllers, and the voltage vector that is appropriate for each commutation period is determined by the controllers' outputs [19]. In DTC, the inverter voltage and frequency are adjusted based on the measured stator current and voltage. The torque and flux of the motor are then estimated based on these measurements, and the inverter voltage and frequency are adjusted to maintain the desired torque and flux. The schema of direct torque control is shown in Fig. 1.

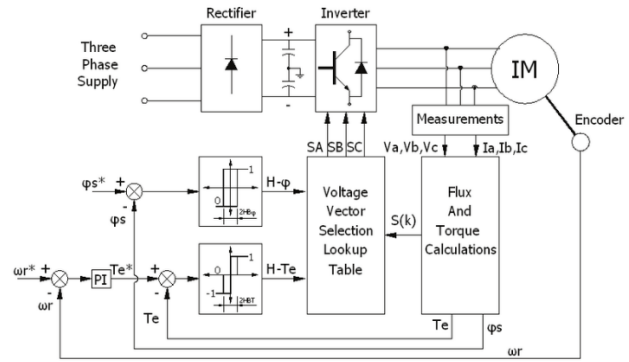


Fig. 1. Basic diagram of DTC control of IM

a) electromagnetic torque and flux estimation equations. To control the IM, a DTC loop is selected. First, the principal motor inputs, stator voltages, and currents are used to determine the T_{em} and φ_s . Then, the selection of the optimal voltage vector is applied inside the inverter. It is mandatory to express the used mathematical models for estimating the T_{em} and φ_s . The expressions of the flux into the stator can be evaluated as:

$$\varphi_s = \sqrt{(\varphi_{\alpha s}^2 + \varphi_{\beta s}^2)}, \quad (4)$$

where the variables in (4) are given in (5):

$$\begin{aligned} \varphi_{\alpha s} &= \int (V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s}); \\ \varphi_{\beta s} &= \int (V_{\beta s} - R_s I_{\beta s}), \end{aligned} \quad (5)$$

where $\varphi_{\alpha s}$ and $\varphi_{\beta s}$ represent the two components of flux in (α, β) reference frame.

The angle θ between $\varphi_{\alpha s}$ and $\varphi_{\beta s}$ is calculated as follows:

$$\theta = \arctan(\varphi_{\beta s} / \varphi_{\alpha s}). \quad (6)$$

The cross-product of the stator quantities (stator flux and stator currents) can be used to calculate the IM's produced electromagnetic torque as:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_{\alpha s} I_{\beta s} - \varphi_{\beta s} I_{\alpha s}). \quad (7)$$

b) presentation of the conventional switching DTC table. Table 1 displays the switching table for the conventional DTC control [13].

Table 1

		DTC switching table*						
Sector		1	2	3	4	5	6	
Flux	Torque							
$\Delta\varphi_s = 1$	$\Delta T_{em} = 1$	V2	V3	V4	V5	V6	V1	2 level
	$\Delta T_{em} = 0$	V7	V0	V7	V0	V7	V0	
	$\Delta T_{em} = -1$	V6	V1	V2	V3	V4	V5	
$\Delta\varphi_s = 0$	$\Delta T_{em} = 1$	V3	V4	V5	V6	V1	V2	2 level
	$\Delta T_{em} = 0$	V0	V7	V0	V7	V0	V7	
	$\Delta T_{em} = -1$	V5	V6	V1	V2	V3	V4	

* $\Delta\varphi_s$ is the difference between the reference flux and the estimated one, $\Delta\varphi_s = \varphi_s^* - \varphi_s$; ΔT_{em} is the difference between the reference electromagnetic torque and the estimated one, $\Delta T_{em} = T_{em}^* - T_{em}$.

DTC with a fuzzy estimator. Principle of the fuzzy logic controller. A fuzzy logic controller (FLC) is a type of control system that uses fuzzy logic (FL) to control a system or process. FL is a mathematical approach that deals with uncertainty and imprecision, allowing for more flexible and robust control than traditional control techniques. In an FLC, the inputs to the

system are represented as fuzzy sets, which are defined by membership functions (MF) that assign degrees of membership to each input. These MFs allow for a more natural representation of inputs that may be difficult to define using traditional crisp sets.

The output of the FLC is then determined using a set of fuzzy rules, which define the relationship between the inputs and the output. These rules are typically defined by expert knowledge or by analyzing data from the system [20, 21].

The output of the FLC is then defuzzified to produce a crisp value that can be used to control the system. This defuzzification process can be done using a variety of techniques, such as centroid or max-min.

One of the advantages of FLC is its ability to deal with complex and nonlinear systems, which may be difficult to control using traditional control techniques. FLCs can also adapt to changing system conditions, making them suitable for systems that may experience changes in operating conditions. FLCs are commonly used in a variety of applications, such as process control, robotics, and intelligent transportation systems. They have also been used in many consumer products, such as washing machines, air conditioners, and cameras, to provide intelligent control and improve performance [22, 23].

In summary, FLCs provide a flexible and robust approach to control systems and processes, using fuzzy logic to deal with uncertainty and imprecision. Their ability to deal with complex and nonlinear systems makes them suitable for a wide range of applications, from industrial control to consumer.

Inference and formulation of rules. In most cases, fuzzy systems translate input fuzzy sets into output fuzzy sets. Relations between input and output fuzzy sets are known as fuzzy rules. Any one of the following can be used to derive fuzzy rules:

- master insight and control designing information;
- control actions were taken by the operator;
- gaining knowledge from the training examples [24].

The fuzzy rules in this study are created by learning from the training instances. In this instance, the fuzzy control rules' general form is: if x and y are A_i and B_i , respectively, then $z = f_i(x, y)$ denotes the linguistic variables that, in turn, denote the control variable and the process state variables. A first-order Sugeno (FOS) fuzzy model is the outcome of a fuzzy inference system (FIS) that takes the form of a FOS fuzzy model. A_i and B_i are the language-specific values of the linguistic variables, $f_i(x, y)$ is a function of the process state variables x, y [25, 26].

The proposed flux estimator In our research we propose the use of fuzzy logic to estimate the components of the stator flux ($\varphi_{as}, \varphi_{\beta s}$), such that we use as inputs of the fuzzy system the stator voltages V_s and currents I_s of the motor, and the outputs of this system are the components of the flux without having introduced the stator resistance (R_s) in this estimate. The outputs of the fuzzy system are used to calculate the electromagnetic torque T_{em} and the position of the flux θ . Figure 2 shows the proposed estimation block.

The range of fuzzy controller inputs (V_s, I_s) are characterized into three MFs, and two constants MFs are defined for output. There are 9 rules based on which the FIS infers the gains, these rules represented in Table 2. MFs used for inputs are Negative (Ne), Zero (Z), Positive

(Po), and for outputs we choose: flux exists (exist), and flux doesn't exist (no).

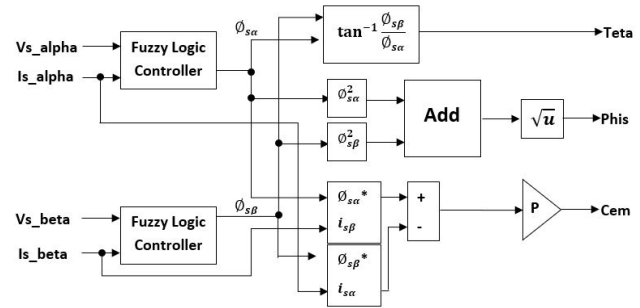


Fig. 2. Fuzzy flux estimator block

Table 2

Inference matrix			
V_s, I_s	Ne	Z	Po
Ne	exist	no	exist
Z	no	no	no
Po	exist	no	exist

Trapezoidal MFs are chosen for the three fuzzy sets (P), (N) and (Z) as shown in Fig. 3, 4, and we choose constant MF for the output (Fig. 5).

The FIS used in this work is a FOS fuzzy model, its principle of operation is given as: if V_s is Po and I_s is Po then flux exist.

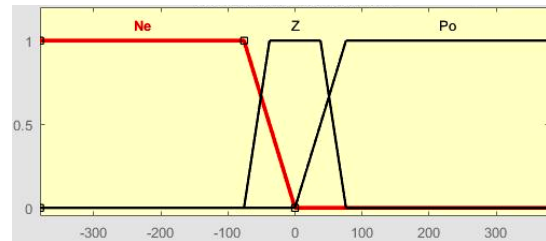


Fig. 3. Trapezoidal MFs used for the voltage input

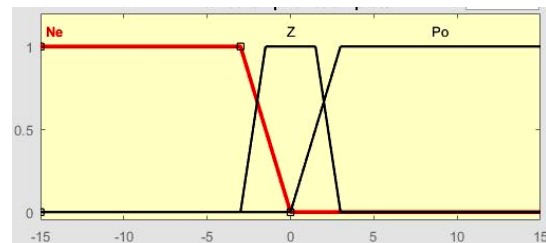


Fig. 4. Trapezoidal MFs used for the current input

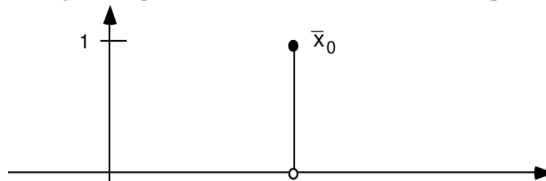


Fig. 5. MFs used for the decision output

Results and discussion. In this section, we are going to present and discuss the simulation results of conventional DTC of an IM, and the simulation results of the proposed strategy with the analysis spectral of the current. Motor and simulation parameters are listed in Appendix.

The simulation results in Fig. 6-9 show that the proposed strategy improved the performance of the DTC, minimizing torque ripples, the overshoot is absolutely removed and decreasing important values of total harmonic distortion (THD) by 48.31 %, and rotation with some oscillations.

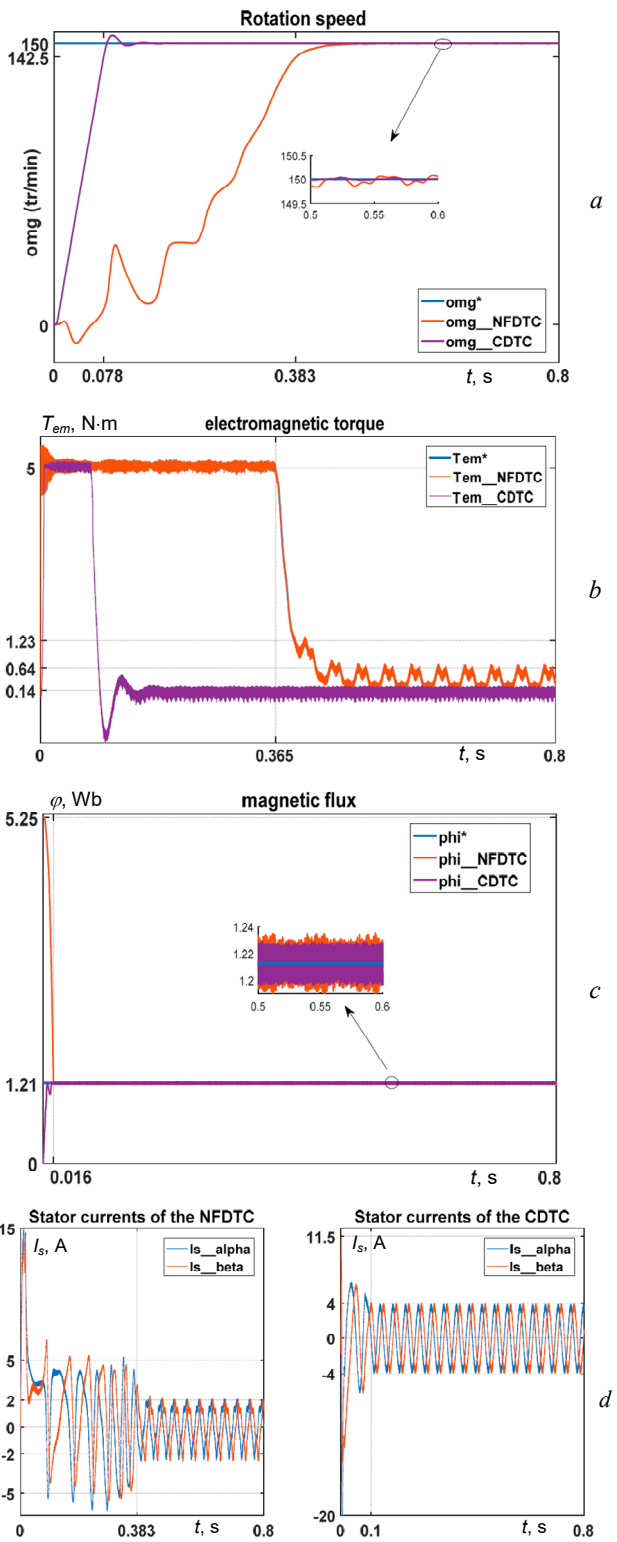


Fig. 6. Simulation results of conventional and the proposed DTC of an IM: *a* – rotation speed; *b* – electromagnetic torque; *c* – magnetic flux; *d* – stator current

From the analysis of Fig. 7, 8, we can notice the influence of the proposed method on the waveform of the current. The use of a fuzzy estimator also makes it possible to reduce the effect of harmonics of orders 3, 5, and 7. Figure 9 shows that the two components of flux obtained by a fuzzy estimator have a perfectly sinusoidal shape as desired. Table 3 presents a comparative study between the classic DTC and the proposed strategy.

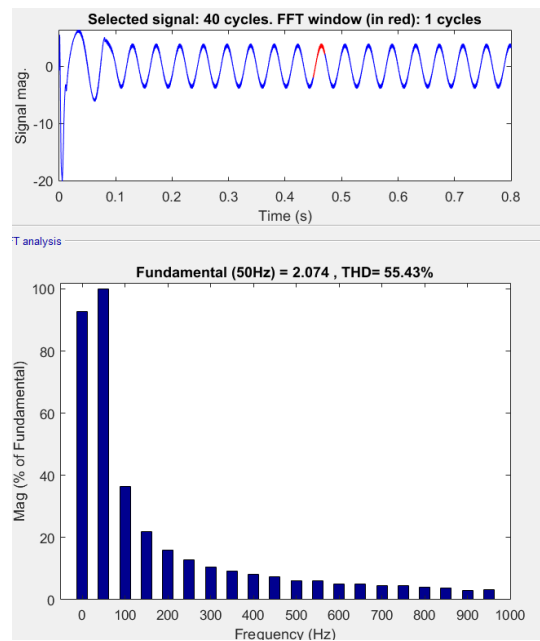


Fig. 7. The current spectral analysis of the conventional DTC control

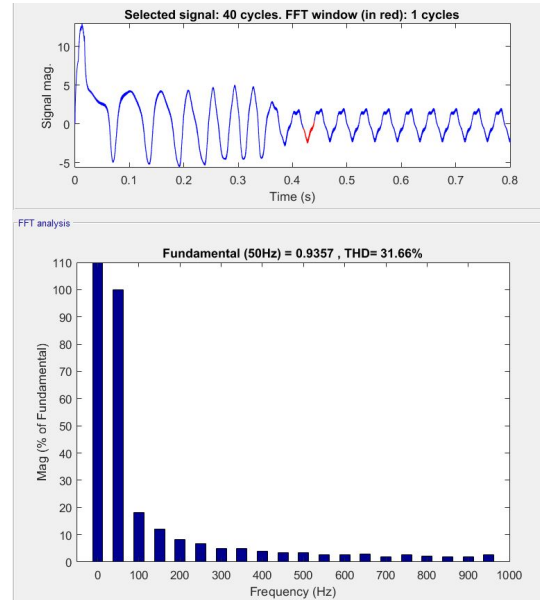


Fig. 8. The current spectral analysis of the proposed DTC control

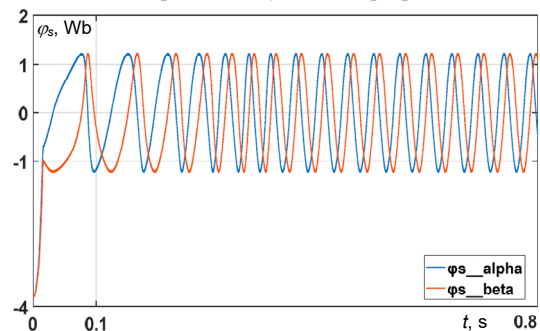


Fig. 9. The two components of flux obtained with fuzzy estimator

Table 3
Comparative study between the CDTC and the proposed one

	Dynamic response	Parameter sensitivity R_s	Current THD
Conventional DTC	fast	sensitive	important distortion
DTC with fuzzy observatory	slow	insensitive	less distortion

Robustness test. As shown in the introduction, the propose FLC-DTC, is independent of the stator resistance, to check the performance and the robustness of this proposed control, we propose to vary the value of the resistance R_s (increase it and decrease it) and see its influence on the behavior of the motor.

In the following, we show the simulation results of the FLC-DTC control, we increase the value of the resistance by 50 % of its nominal value (Fig. 10) and decrease it by 25 % of its nominal value (Fig. 11). These results confirm the effectiveness of the proposed strategy when we have a stator resistance variation.

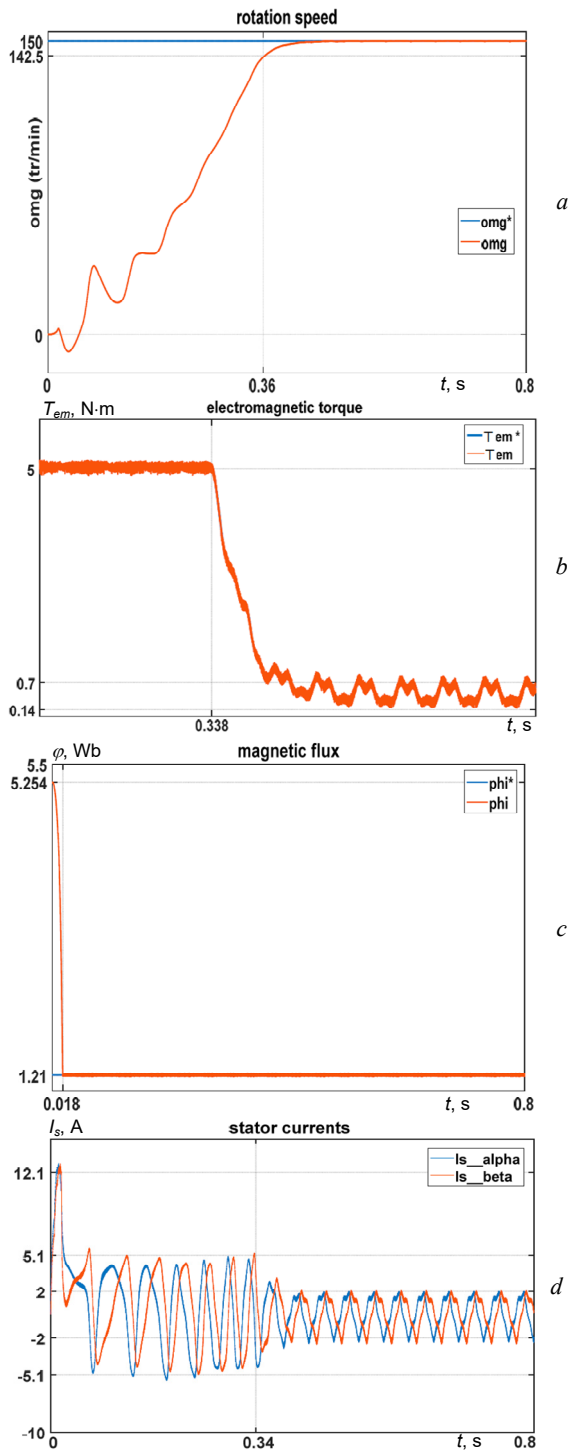


Fig. 10. Simulation results of the proposed DTC of an IM decreasing R_s by 50 % of its nominal value: *a* – rotation speed; *b* – electromagnetic torque; *c* – magnetic flux; *d* – stator current

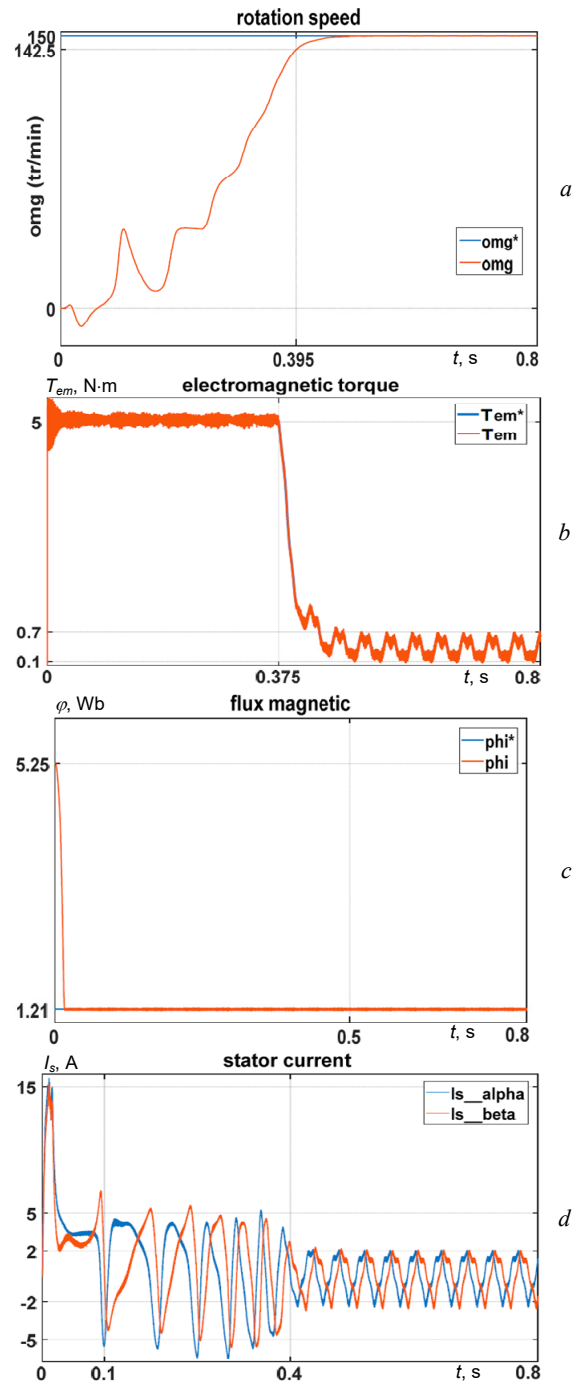


Fig. 11. Simulation results of the proposed DTC of an IM decreasing R_s by 25 % of its nominal value: *a* – rotation speed; *b* – electromagnetic torque; *c* – magnetic flux; *d* – stator current

Conclusions. In this paper, we suggested a new approach to the direct torque control of an induction motor, we used fuzzy logic to estimate the two components of the stator flux this strategy brought improvements to this control and the behavior of the motor. On the other hand, the simulation results demonstrated the stability of direct torque control to stator resistance variations, but it also has some drawbacks such as a speed response time that is a bit slow with some speed oscillations. We, therefore, propose in future studies to replace the fuzzy logic controller with a neuro-fuzzy controller and to use techniques to improve the dynamic response of the system.

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

Appendix

Pole pairs p	1
Stator resistance, Ω	4.7333
Power, W	1000
Moment of inertia, $\text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.0026
Coefficient of viscous friction	$6.1704 \cdot 10^{-4}$
Fuzzy logic gains	$k_1 = 18,25; k_2 = 3.71$

REFERENCES

1. Malyar V.S., Malyar A.V., Andreishyn A.S. A method for calculating mechanical characteristics of induction motors with squirrel-cage rotor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 2, pp. 9-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.2.02>.
2. Lallouani H., Saad B., Letfi B. DTC-SVM based on Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller of Double Stator Induction Machine fed by Six-Phase Inverter. *International Journal of Image, Graphics and Signal Processing*, 2019, vol. 11, no. 7, pp. 48-57. doi: <https://doi.org/10.5815/ijgisp.2019.07.04>.
3. Ben Slimene M. Performance analysis of six-phase induction machine-multilevel inverter with arbitrary displacement. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 12-16. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.02>.
4. Fathy Abouzeid A., Guerrero J.M., Endemaño A., Muniategui I., Ortega D., Larrazabal I., Briz F. Control Strategies for Induction Motors in Railway Traction Applications. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 3, art. no. 700. doi: <https://doi.org/10.3390/en13030700>.
5. Fekik A., Denoun H., Azar A.T., Kamal N.A., Zaouia M., Benyahia N., Hamida M.L., Benamrouche N., Vaidyanathan S. Direct power control of three-phase PWM-rectifier with backstepping control. *Backstepping Control of Nonlinear Dynamical Systems*, 2021, pp. 215-234. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-817582-8.00017-9>.
6. El Ouanjli N., Derouich A., El Ghzizal A., Motahhir S., Chebabhi A., El Mourabit Y., Taoussi M. Modern improvement techniques of direct torque control for induction motor drives - a review. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2019, vol. 4, no. 1, art. no. 11. doi: <https://doi.org/10.1186/s41601-019-0125-5>.
7. Aktas M., Awaili K., Ehsani M., Arisoy A. Direct torque control versus indirect field-oriented control of induction motors for electric vehicle applications. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 2020, vol. 23, no. 5, pp. 1134-1143. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jestech.2020.04.002>.
8. Bounar N., Boulkroune A., Boudjema F., M'Saad M., Farza, M. Adaptive fuzzy vector control for a doubly-fed induction motor. *Neurocomputing*, 2015, vol. 151, pp. 756-769. doi: <https://doi.org/10.1016/j.neucom.2014.10.026>.
9. El Ouanjli N., Taoussi M., Derouich A., Chebabhi A., El Ghzizal A., Bossoufi B. High performance direct torque control of doubly fed induction motor using fuzzy logic. *Gazi University Journal of Science*, 2018, vol. 31, no. 2, pp. 532-542.
10. Takahashi I., Noguchi T. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1986, vol. IA-22, no. 5, pp. 820-827. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.1986.4504799>.
11. Depenbrock M. Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1988, vol. 3, no. 4, pp. 420-429. doi: <https://doi.org/10.1109/63.17963>.
12. Pragati A., Ganthia B.P., Panigrahi B.P. Genetic Algorithm Optimized Direct Torque Control of Mathematically Modeled Induction Motor Drive Using PI and Sliding Mode Controller. *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2021, vol. 707, pp. 351-366. doi: https://doi.org/10.1007/978-981-15-8586-9_32.
13. Kamalapur G., Aspalli M.S. Direct torque control and dynamic performance of induction motor using fractional order fuzzy logic controller. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 2023, vol. 13, no. 4, pp. 3805-3816. doi: <https://doi.org/10.11591/ijece.v13i4.pp3805-3816>.
14. Khadar S., Kouzou A., Benguesmia H. Fuzzy Stator Resistance Estimator of Induction Motor fed by a Three Levels NPC Inverter Controlled by Direct Torque Control. *2018 International Conference on Applied Smart Systems (ICASS)*, 2018, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/ICASS.2018.8651999>.
15. Zidani F., Diallo D., Benbouzid M.E.H., Nait-Said R. Direct Torque Control of Induction Motor With Fuzzy Stator Resistance Adaptation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2006, vol. 21, no. 2, pp. 619-621. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2006.874251>.
16. Djamila C., Yahia M. Direct Torque Control Strategies of Induction Machine: Comparative Studies. *Direct Torque Control Strategies of Electrical Machines*. IntechOpen. 2021. doi: <https://doi.org/10.5772/intechopen.90199>.
17. Agha Kashkooli M.R., Madani S.M., Lipo T.A. Improved Direct Torque Control for a DFIG under Symmetrical Voltage Dip With Transient Flux Damping. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, vol. 67, no. 1, pp. 28-37. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2893856>.
18. Kodumur Meesala R.E., Thippiripati V.K. An Improved Direct Torque Control of Three-Level Dual Inverter Fed Open-Ended Winding Induction Motor Drive Based on Modified Look-Up Table. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 35, no. 4, pp. 3906-3917. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2937684>.
19. Dos Santos T.H., Goedtel A., Da Silva S.A.O., Suetake M. Scalar control of an induction motor using a neural sensorless technique. *Electric Power Systems Research*, 2014, vol. 108, pp. 322-330. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2013.11.020>.
20. Ikhe A., Pahariya Y. Voltage regulation using three phase electric spring by fuzzy logic controller. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 14-18. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.02>.
21. Aib A., Khodja D.E., Chakroune S. Field programmable gate array hardware in the loop validation of fuzzy direct torque control for induction machine drive. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 28-35. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.04>.
22. Maghfiroh H., Saputro J.S., Adriyanto F., Sujono A., Lambang R.L. Performance Evaluation of Fuzzy-PID in Speed Control of Three Phase Induction Motor. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2021, vol. 1096, no. 1, art. no. 012071. doi: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/1096/1/012071>.
23. Saifi R. Implementation of a new flux rotor based on model reference adaptive system for sensorless direct torque control modified for induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 2, pp. 37-42. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.2.06>.
24. Saidi A., Naciri F., Youb L., Cernat M., Guasch Pesquer L. Two Types of Fuzzy Logic Controllers for the Speed Control of the Doubly-Fed Induction Machine. *Advances in Electrical and Computer Engineering*, 2020, vol. 20, no. 3, pp. 65-74. doi: <https://doi.org/10.4316/AECE.2020.03008>.
25. Derbane A., Tabbache B., Ahrich A. A fuzzy logic approach based direct torque control and five-leg voltage source inverter for electric vehicle powertrains. *Revue Roumaine des Sciences Techniques Série Electrotechnique et Énergétique*, 2021, vol. 66, no. 1, pp. 15-20.
26. 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>.

Received 26.03.2023

Accepted 10.07.2023

Published 02.11.2023

Younes Abdelbadie Mabrouk¹, PhD Student,
Bachir Mokhtari¹, Lecturer,
Tayeb Allaoui², Full Professor,
¹Electrotechnics Department, LEDMASD Laboratory,
University of Laghouat, Algeria,
e-mail: mab.younes@lagh-univ.dz (Corresponding Author);
ba.mokhtari@lagh-univ.dz
²Department of Electrical Engineering, L2GEGI Laboratory,
University of Tiaret, Algeria,
e-mail: tayeb.allaoui@univ-tiaret.dz

How to cite this article:

Mabrouk Y.A., Mokhtari B., Allaoui T. Frequency analysis of stator currents of an induction motor controlled by direct torque control associated with a fuzzy flux estimator. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 27-32. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.05>

A. Abdellah, M. Larbi, D. Toumi

Open circuit fault diagnosis for a five-level neutral point clamped inverter in a grid-connected photovoltaic system with hybrid energy storage system

Introduction. Recently, the number of high and medium voltage applications has increased dramatically. The connection between these different applications requires series-parallel combinations of power semiconductors. Multilevel converter topologies provide major advantages to these applications. In this paper, a grid-connected photovoltaic system with a hybrid energy storage system using a five-level neutral point clamped inverter is studied. Although the multilevel inverter has many advantages over the two-level inverter, it has a high probability of experiencing an open circuit fault. In this context, the five-level inverter has 24 controllable switches, one of which may experience an open circuit fault at any time. Therefore, it plays an important part in the reliability and robustness of the whole system. The **novelty** of this paper presents an approach to accurately detect the open circuit fault in all insulated gate bipolar transistors of a five-level neutral point clamped inverter in a photovoltaic power generation application with a hybrid energy storage system. **Purpose.** Before using fault-tolerant control to ensure service continuity, fault diagnosis techniques must first be used, which are the crucial phase of reliability. **Methods.** A detection method based on the maximum and minimum error values is proposed. These errors are calculated using the expected and measured line-to-line pole voltages. **Results.** The open circuit fault detection method is implemented using MATLAB/Simulink. Simulation results showed the accuracy of detecting the open circuit fault in all insulated gate bipolar transistors in a short time. Moreover, this method is adaptable to several applications and is also robust to transient regimes imposed by solar irradiation and load variations. References 26, table 3, figures 16.

Key words: photovoltaic, fault diagnosis, five-level neutral point clamped inverter, line-to-line pole voltages.

Вступ. Останнім часом різко зросла кількість застосувань високої та середньої напруги. З'єднання між цими різними використаннями вимагає послідовно-паралельних комбінацій силових напівпровідників. Топології багаторівневих перетворювачів надають цим додатком великі переваги. У цій статті вивчається фотоелектрична система, підключена до мережі, з гібридною системою зберігання енергії, яка використовує п'ятирівневий інвертор із фіксуванням нейтральної точки. Хоча багаторівневий інвертор має багато переваг, порівняно з дворівневим інвертором, він має високу ймовірність виникнення обриву кола. У зв'язку з цим п'ятирівневий інвертор має 24 керувані перемикачі, один з яких будь-якої миті може зіткнутися з обривом кола. Таким чином, він відіграє важливу роль у надійності та стійкості всієї системи. **Новизна** цієї статті являє собою підхід до точного виявлення несправності розімкнутого кола у всіх біполярних транзисторах із ізолюваним затвором п'ятирівневого інвертора з фіксуванням нейтральної точки у фотоелектричних додатках для вироблення електроенергії з гібридною системою зберігання енергії. **Мета.** Перш ніж використовувати відмовостійкий контроль для забезпечення безперервності обслуговування, необхідно спочатку використовувати методи діагностики несправностей, які є вирішальним етапом надійності. **Методи.** Запропоновано метод виявлення, заснований на максимальному та мінімальному значеннях помилок. Ці помилки розраховуються з використанням очікуваних та вимірних міжфазних напруг на полюсах. **Результати.** Метод виявлення обриву кола реалізовано з використанням MATLAB/Simulink. Результати моделювання показали точність виявлення обриву кола у всіх біполярних транзисторах із ізолюваним затвором за короткий час. Більш того, цей метод адаптується до кількох застосувань, а також стійкий до перехідних режимів, викликаних сонячним випромінюванням та змінами навантаження. Бібл. 26, табл. 3, рис. 16.

Ключові слова: фотогальванічна система, діагностика несправностей, п'ятирівневий інвертор із зажимом нейтралі, лінійна напруга на полюсах.

1. Introduction. Photovoltaic (PV) system is increasingly important as it is easy to set up and requires low maintenance. Currently, the energy demand in the public domain has been fulfilled through the implementation of stand-alone, grid-connected and hybrid PV system configurations [1]. However, like other renewable energy sources, solar energy tends to be intermittent because it is influenced by meteorological conditions [2]. Hence, the Energy Storage System (ESS) is typically needed in renewable energy based microgrid system to serve as a buffer between production and load. In microgrid systems, the incoming and outgoing power of the ESS elements varies considerably depending on the instantaneous power production and load status [3]. These intermittent variations negatively impact ESS performance, reduce ESS life and increase the cost of battery replacement, as batteries are featured with high-energy density, but have low-power density, low charge/discharge rates and slow dynamic response. One way around these problems is to combine multiple types of energy storage elements to create a Hybrid Energy Storage System (HESS). Currently, batteries and supercapacitors (SCs) are the most popular choices for many systems because SCs have high-power densities, offer a long life cycle with high efficiency and fast charge/discharge response [4, 5].

The grid-connected PV system with a HESS was widely studied in the literature [6, 7]. Moreover, this

system must be equipped with an inverter that presents the connection between the generator and the AC side. The inverter, which is based on power semiconductors, including insulated gate bipolar transistors (IGBTs) and diodes, is one of the most vulnerable components, and therefore plays an important role in the reliability and robustness of the overall system. According to a study, 34 % of faults in power converters are related to power semiconductors and mainly to controllable switches, while diodes have a lower failure rate [8].

The multi-level Neutral Point Clamped (NPC) inverter is increasingly used in grid-connected PV systems because it has many advantages over two-level inverters, including lower harmonic distortion of the output voltage, the best choice for medium to high power and low switching loss [9, 10]. However, the high number of power switching devices increases the chance of failure. The most common power semiconductor failures are open circuit (OC), short circuit (SC), which can occur due to high thermal or electrical strain, wire disconnection or gate driver failure [11]. In most cases, a short-circuit fault results in an overcurrent, which is very destructive and can immediately damage the IGBTs. Therefore, protection against short-circuit faults is often achieved through hardware solutions. In addition, industrial gate drivers protect the system against short circuits [12]. However,

© A. Abdellah, M. Larbi, D. Toumi

when an OC fault occurs, the system continues to operate, but the line current and DC bus voltage fluctuate, which may result in a secondary fault in the power converter or other devices. One of the most important ways to boost system reliability is through fault-tolerant techniques. Currently, fault tolerance methods for inverters are mainly classified into two categories: software-based approaches without additional hardware and hardware-based approaches [13]. However, fault diagnosis is a crucial phase of service continuity, because without it, it is impossible to reconfigure the converter correctly [14].

Literature review. Fault diagnosis methods for multilevel converters are still not widely studied in the literature due to their more recent development than two-level converters. Moreover, the diagnostic methods validated for two-level converters are not directly applicable to multilevel converters due to their large number of power components. These methods are classified into two categories: voltage-based methods and current-based methods. For methods based on currents [15] proposes a method using the Average Current Park Vector for a three level NPC inverter. Although this method can detect the OC fault in two switches, the possibility of the failure of two IGBTs at the same time is rare. In [16], the authors contribute to the improvement of the previously mentioned study by accurately detecting the faulty switch. However, this study is only dedicated to AC drive applications. A study based on the extension theory method to locate faults in a three-level NPC inverter supplying an AC motor is proposed in [17]. The inputs used for this method are the frequency spectra of the line current waveforms. For an AC motor drive, the frequency spectra are different depending on the faulty switch. However, for a grid-connected system, it is impossible to detect the OC fault because the frequency spectrum is the same for the upper half arm as well as for the lower half arm. The authors of [18] accurately locate

the OC fault in a three-level NPC converter associated with a wind power system using the neural network. The inputs used in this study are the magnitude and phase angle of the generator currents. However, this method is limited to AC drive applications and requires large data storage and computing capacity.

For voltage-based methods, the authors of [19] propose a method based on the evaluation of pole voltages and motor line currents to detect the fault in a three-level NPC inverter. Although this method has the ability to detect multiple OC faults in all IGBTs and clamp diodes, it is not suitable for grid-connected systems. In [20] the authors contributed significantly to the accurate location of the faulty IGBT in a three-level NPC rectifier without adding additional hardware. The estimated voltage errors are represented by the expected value of the converter line voltage and its estimated value. However, this estimation generates a lot of noise, and the choice of thresholds and minimum detection time depends on each system, which reduces the robustness of this method. Fault detection of a five-level NPC inverter is not studied at all in the literature. The authors in [21] focused on the reconfiguration of this inverter without specifying the diagnostic method.

The goal of the paper. To remedy the previously mentioned drawbacks, this study presents an approach to accurately detect the OC fault in all IGBTs of a five-level NPC inverter. This inverter is used in a grid-connected PV system with a HESS to improve the power quality and to be able to support high power. The detection method is based on the maximum and minimum error values resulting from the comparison between the measured line-to-line pole voltages and their expected values. The fault monitoring is well achieved regardless of the load type (resistive or inductive) and power state (transient or steady-state), which amplifies the reliability of this algorithm. In addition, the proposed method can quickly detect the OC fault.

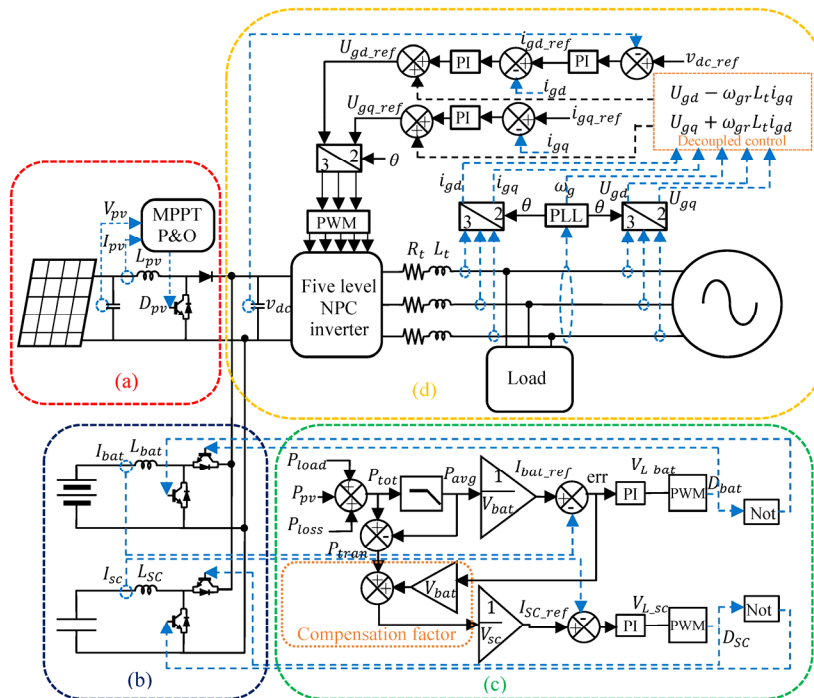


Fig. 1. Schematic diagram of grid-connected PV system with AC load

2. System description. The global system architecture is depicted in Fig. 1, which comprises three main functions: generation of electrical energy, HESS and energy management, connection to the grid.

2.1 PV generation. PV panels have been installed to produce electrical energy (Fig. 1,a). The PV generator is formed by PV panels connected in series for increasing the voltage and in parallel for increasing the current, and a DC/DC boost converter which transmits the produced power P_{pv} to the DC bus. The voltage V_{pv} at the terminals of the bank of panels, and the current I_{pv} passing through them, follow a $I_{pv}(V_{pv})$ characteristic which depends on the exogenous inputs which are the solar irradiation, and the atmospheric temperature. The electrical behavior of a PV cell can be described with good precision by a model called «single diode» [22].

The Perturb & Observe method is used for extracting the maximum power of PV panels. It is an iterative method,

allowing acquiring the maximum power point. It depends on measuring the characteristics $I_{pv}(V_{pv})$ of the PV modules,

then induces a slight disturbance of the voltage (or the current) to analyze the resulting power change [23].

2.2 Configuration of the HESS and energy management. Figure 1,*b* presents the HESS, which includes batteries and SCs. Each bank of SCs and batteries is connected to a DC/DC buck-boost converter, which connects it to the DC bus. There must be a complementarity between these hybrid storage systems. The batteries providing the «energy» function are sized in terms of average power, while the SCs having the «power» function are sized in transient power. The implementation of SCs is to improve battery life.

The energy management is presented in Fig. 1,*c*. To determine the total power P_{tot} , it is necessary to calculate the power of the PV generation P_{pv} , the power of the load P_{load} and the power dissipated in the grid filter P_{loss} . Then a low-pass filter is used to split the total power into two components: the transient power component P_{tran} and the average power component P_{avg} . Consequently, the part containing the high frequencies (transient power) is supplied to the SCs and those of the low frequencies to the batteries [24]. The power balance equation is stated as follows:

$$P_{tot} = P_{load} + P_{loss} - P_{pv} = P_{avg} + P_{tran} \quad (1)$$

Since the components P_{tran} and P_{avg} are based on a reference current on the DC bus side, two gains are used to estimate the reference currents on the SC side (I_{SCref}) and battery side (I_{batref}). The measured values of the SC and battery current (I_{SC} and I_{bat}) are taken in order to compare them with their reference values. In addition, a compensation factor is used to increase system performance by recovering uncompensated battery power due to its slow dynamics [25]. This uncompensated power is added to the transient power to be recovered by SC. Finally, the PI controllers are concerned with the generation of adequate control signals via the duty cycles of the converters (D_{SC} and D_{bat}), which allow the measured currents to follow their references.

2.3 Control of grid connection. The grid connection consists of a five-level NPC inverter, an R - L filter at each phase, a load and a power grid as shown in Fig. 1,*d*. To control the grid side, Voltage Oriented Control (VOC) is proposed in this paper using the PI controller. The purpose of the VOC is to keep the DC bus voltage constant regardless of the amplitude and direction of the power. This control technique needs to calculate the angle using a phase locked loop for the Park transform. The control strategy comprises an outer loop to control the DC bus voltage and two internal loops to control the direct and quadrature components of the current (d -axis and q -axis). The external loop is then produced employing a regulation loop, making it possible to maintain a constant DC bus voltage, with a PI regulator generating the current reference I_{gdref} . Concerning the internal loop, the direct and quadrature components are used to regulate active and reactive power, respectively. Furthermore, a decoupled control for direct and quadrature components is implemented to tackle the problem of the relationship between the d -axis and q -axis [26].

3. Open circuit fault analysis. This section presents the analysis of the OC fault in a five-level NPC inverter, which is shown in Fig. 2 by the arm of the A phase. The five-level NPC inverter arm consists of four capacitors of equal capacity dividing the input voltage V_{dc} into four identical voltage levels and eight switches (IGBTs) mounted in antiparallel with diodes. In addition, six clamp

diodes are present to have five additional voltage levels, as shown in Table 1 [9].

This analysis is only dedicated to the switches of the upper half arm of phase A S_{A1} , S_{A2} , S_{A3} , S_{A4} due to its symmetrical shape. Therefore, the switches of the lower half arm S_{A5} , S_{A6} , S_{A7} , S_{A8} have the same analysis as those of the upper half arm, except for the path and the sign of the phase current.

3.1 Open circuit fault in S_{A1} . When the OC fault arises in the switch S_{A1} , then the current path is D_1 , S_{A2} , S_{A3} , S_{A4} and the switching state P_2 is impossible as shown in Fig. 3,*a*. Figure 4,*a* represents when an OC fault occurs in S_{A1} at the instant $t = 0.5$ s, from this instant a part of the positive phase current (I_{Ma}) flows. Furthermore, the diode D_1 is reverse biased due to the grid voltage, which is greater than the DC bus voltage $V_{dc}/4$. The control increases the amplitude of the currents of other phases (I_{Mb} and I_{Mc}) to balance the power.

3.2 Open circuit fault in S_{A2} . When the OC fault has appeared at the switch S_{A2} , the switching states P_2 and P_1 are impossible. Therefore, the current path of the faulty phase (I_{Ma}) is formed by D_2 , S_{A3} and S_{A4} as shown in Fig. 3,*b*. Then the diode D_1 , which blocks the majority of the positive phase current, is reverse biased. Therefore, the positive phase current is 0, as shown in Fig. 4,*b*.

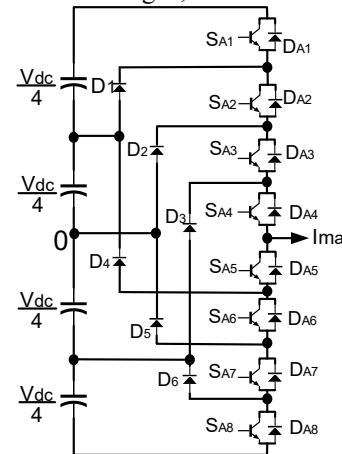


Fig. 2. The A -phase arm of a five-level NPC inverter

Table 1

State of leg X	IGBT's states $X \in \{A, B, C\}$								Pole voltage V_{XO}
	S_{X1}	S_{X2}	S_{X3}	S_{X4}	S_{X5}	S_{X6}	S_{X7}	S_{X8}	
P_2	1	1	1	1	0	0	0	0	$+V_{dc}/2$
P_1	0	1	1	1	0	0	0	0	$+V_{dc}/4$
0	0	0	1	1	1	1	0	0	0
N_1	0	0	0	1	1	1	1	0	$-V_{dc}/4$
N_2	0	0	0	0	1	1	1	1	$-V_{dc}/2$

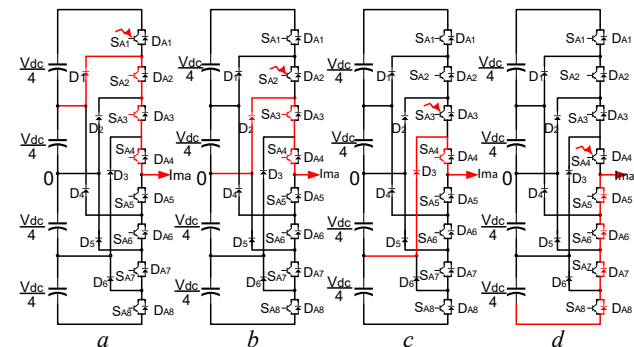


Fig. 3. Current paths in the case of an OC fault

3.3 Open circuit fault in S_{A3} . When S_{A3} is open-circuited, the impossible switching states are P_2, P_1 and 0. Therefore, the current path is formed by D_3, S_{A4} as shown in Fig. 3,c. However, because of the negative DC bus voltage and the positive grid voltage, diode D_3 is always reverse biased. So, the positive current corresponding to the faulty phase cannot flow, as shown in Fig. 4,c.

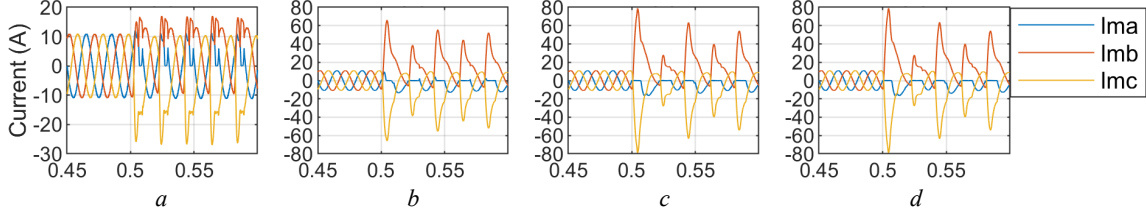


Fig. 4. Current waveforms under OC fault in switches (a) S_{A1} , (b) S_{A2} , (c) S_{A3} , (d) S_{A4}

From the previous analysis, the phase current is 0 in both situations when the switch S_{A3} or S_{A4} is faulty. The phase current when the fault occurs in S_{A5} or S_{A6} is also equal to each other. Therefore, if the load is not reactive, it is difficult or impossible to distinguish the OC fault from the switches mentioned above. Unless there are additional algorithms added to the detection technique. This will add a large computational capacity and slow down the detection time.

4. Diagnostic technique. In this section, a technique for detecting an OC fault of one of the switches of a five-level NPC inverter is proposed. This method is based on the comparison between the measured and expected line-to-line pole voltages, denoted V_{XY} and V_{XY}^* , respectively ($XY \in \{AB, BC, CA\}$). The five-level NPC inverter is controlled by the sine-triangle PWM control, which generates the control commands $\delta_{X_i} (i \in \{1, 2, \dots, 8\})$ to control the DC-bus voltage and the active and reactive power. Using these control commands those of the upper half arm of each phase, it is possible to estimate each pole voltage $V_{XO}^* (X \in \{A, B, C\})$ according to the following relation:

$$V_{XO}^* = (\delta_{X1} + \delta_{X2} + \delta_{X3} + \delta_{X4} - 2) \frac{V_{dc}}{2}. \quad (2)$$

The expected line-to-line pole voltages are:

$$V_{XY}^* = V_{XO}^* - V_{YO}^*. \quad (3)$$

To precisely locate the OC fault in each phase and each switch, the fault was analyzed using the deference between the expected and measured line-to-line pole voltages ΔV_{XY} . The diagnostic errors are calculated by:

$$\Delta V_{XY} = V_{XY}^* - V_{XY}. \quad (4)$$

The diagnostic errors must be normalized so that the diagnostic algorithm is independent of the DC bus voltage using the following formula:

$$\varepsilon_{XY} = \Delta V_{XY} / V_{dc}. \quad (5)$$

In healthy conditions, the diagnostic errors are 0, which means the measured and expected line-to-line pole are equal. On the other hand, if the OC fault has occurred in any switch, two-line voltage errors are affected by the OC fault, because each phase is linked to two line-to-line pole voltages. The third error, which has nothing to do with the faulty phase, remained 0.

Therefore, it is possible to accurately detect the defective half arm. For example, if the fault appeared in the upper half arm of phase X , the errors are as follows:

3.4 Open circuit fault in S_{A4} . When S_{A4} is open-circuited, the impossible switching states are $P_2, P_1, 0$ and N_1 . Therefore, the current path is formed by D_{A8}, D_{A7}, D_{A6} and D_{A5} as shown in Fig. 3,d. However, due to negative DC bus voltage and positive mains voltage, diode D_{A8}, D_{A7}, D_{A6} and D_{A5} are always reverse biased. So, the positive phase current cannot flow as shown in Fig. 4,d.

$$\begin{cases} \varepsilon_{XY} = \text{threshold}; \\ \varepsilon_{YZ} \approx 0; \\ \varepsilon_{ZX} = -\text{threshold}. \end{cases} \quad (6)$$

The diagnostic errors linked to defective phase X take symmetrical values. If the fault appeared in the lower half arm of phase X , the errors are the same, but the values of those linked to the defective phase are reversed.

After detecting the fault and determining the faulty phase and half-arm, it is necessary to identify with precision the faulty switch by determining the values of the errors corresponding to each switch. To calculate the maximum error value when S_{X1} is in OC, the current passes through D_1, S_{X2}, S_{X3} and S_{X4} instead as explained in section (3), connecting the DC bus mid-point (O) to the AC terminal and generating a pole voltage of value P_1 . This results in a pole voltage error ΔV_{XY} of $V_{dc}/4$. From (5), the normalized diagnostic error applied to the identification process (ε_{XY}) reaches a magnitude of 0.25 when the switching state is P_2 . Furthermore, the second normalized diagnostic error (ε_{ZX}) affected by the fault obtains a symmetrical value of -0.25 when the switching state is N_2 . The third error (ε_{YZ}), which is completely unrelated to the faulty phase, is 0. Using the analysis done in section (3), a similar process is employed to compute the normalized diagnostic error values for all switches, and the results are listed in Table 2.

However, these errors are not fixed at those values which vary at each cycle between 0 and the maximum value for the high error and between 0 and the minimum value for the low error. For this, it is only necessary to capture the maximum and minimum error values using an algorithm that calculates at any time the maximum and minimum error values, resulting in six errors $\{\max(\varepsilon_{XY}), \min(\varepsilon_{XY}), \max(\varepsilon_{YZ}), \min(\varepsilon_{YZ}), \max(\varepsilon_{ZX}), \min(\varepsilon_{ZX})\}$. Therefore, the fault detection of each switch relies on the behavior of these six errors and the threshold ranges in which these errors may exist. Table 3 summarizes the proposed OC fault detection method.

The diagnostic algorithm is recapitulated in the block diagram in Fig. 5. In summary, the algorithm begins with a step of calculating the expected pole voltages, and a line-to-line pole voltage measurement from which the necessary diagnostic errors are calculated. Then, as shown in Table 2, the maximum and minimum values of each normalized diagnostic error are extracted, since the errors don't have a

fixed value. An OC fault is recognized by checking (6), which identifies the faulty phase. In the event of a fault, the conditions in Table 3 immediately locate the faulty IGBT.

5. Simulation results and discussion. The simulation results of a grid-connected PV system with a hybrid storage system were performed via MATLAB. All the parameters of the studied system are presented in the Appendix. Power is injected via a balanced three-phase grid (220 V / 50 Hz). Before the system is subjected to an OC type fault, it is simulated in its healthy state to check the energy management. The PV generation power and the load power are shown in Fig. 6,a. From Fig. 6,b, it is evident that when the PV generation is higher than the demand the battery and the SC are charged by the difference of the two powers, and when the generation is lower than the load demand the

battery and the SC discharge to provide the rest of the required power. In the same figure, the SC supplies or absorbs the transient component of the current, while the battery supplies or absorbs the average component of the current. Figure 6,c shows the DC bus voltage following its reference (630 V). There are small fluctuations that are corrected by the PI regulator when the generation power or the load demand is changed. Figure 6,d illustrates the three-phase currents coming out of the five-level NPC inverter. The quality of the currents is very good thanks to this inverter. From Fig. 6,e, it is clear that the active power coming out of the inverter is the same as that of the load, which means that the energy management is working well. Since the load is purely active, the grid side controller maintains the reactive power around 0, as shown in Fig. 6,f.

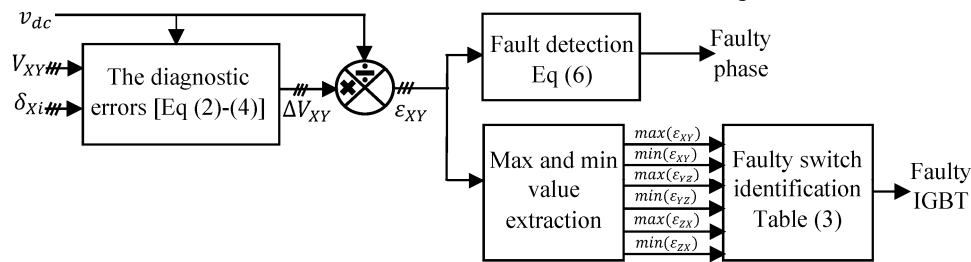


Fig. 5. Proposed diagnostic algorithm block diagram

Table 2

Normalized diagnostic errors with OC fault in phase X

Faulty switch	ε_{XY}					ε_{YZ}					ε_{ZX}				
	P_2	P_1	0	N_1	N_2	P_2	P_1	0	N_1	N_2	P_2	P_1	0	N_1	N_2
S_{X1}	0.25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-0.25
S_{X2}	0.5	0.25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-0.25	-0.5
S_{X3}	0.75	0.5	0.25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-0.25	-0.5	-0.75
S_{X4}	1	0.75	0.5	0.25	0	0	0	0	0	0	-0.25	-0.5	-0.75	-1	
S_{X5}	-1	-0.75	-0.5	-0.25	0	0	0	0	0	0	0.25	0.5	0.75	1	
S_{X6}	-0.75	-0.5	-0.25	0	0	0	0	0	0	0	0	0.25	0.5	0.75	
S_{X7}	-0.5	-0.25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.25	0.5	
S_{X8}	-0.25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.25	

Table 3

Look-up table for detection of the faulty IGBT of phase X

Faulty switch	$\max(\varepsilon_{XY})$	$\min(\varepsilon_{XY})$	$\max(\varepsilon_{YZ})$	$\min(\varepsilon_{YZ})$	$\max(\varepsilon_{ZX})$	$\min(\varepsilon_{ZX})$
S_{X1}	[0.05 0.25]	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	[-0.25 -0.05]
S_{X2}	[0.25 0.5]	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	[-0.5 -0.25]
S_{X3}	[0.5 0.75]	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	[-0.75 -0.5]
S_{X4}	[0.75 1]	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	[-1 -0.75]
S_{X5}	≈ 0	[-1 -0.75]	≈ 0	≈ 0	[0.75 1]	≈ 0
S_{X6}	≈ 0	[-0.75 -0.5]	≈ 0	≈ 0	[0.5 0.75]	≈ 0
S_{X7}	≈ 0	[-0.5 -0.25]	≈ 0	≈ 0	[0.25 0.5]	≈ 0
S_{X8}	≈ 0	[-0.25 -0.05]	≈ 0	≈ 0	[0.05 0.25]	≈ 0

To verify the effectiveness of the proposed detection technique, an OC type fault is imposed on the switches by forcing the switching states to 0. For the same parameters (irradiation and load) used previously, the OC type fault is generated at 0.55 s in switches S_{A3} , S_{B4} and S_{C7} , as shown in Fig. 7–9. From Fig. 7, the three fault cases show significant oscillations on the output currents of the faulty five-level NPC inverter. Consequently, the active power supplied to the load and the grid is no longer stable as well as the reactive power supplied to the grid is no longer equal to 0 and is oscillating, as shown in Fig. 8. Figure 9 shows a comparison between an ESS with and without SCs when the OC type fault occurs on the same switches mentioned previously. When the OC fault appeared, it turned out that

the SCs absorb the power peaks that are harmful to the batteries. These show small ripples as if nothing had happened. On the other hand, the system without hybrid storage (without SCs) forces the batteries to absorb the power peaks, which will reduce its lifespan.

The normalized diagnostic errors with which the fault can be detected are shown in Fig. 10. After $t = 0.55$ s, the behavior of these errors for the three fault cases is changed, which means that there is a fault. From Fig. 10,a, the ε_{AB} and ε_{CA} errors vary at 0.75 and -0.75 respectively, and ε_{BC} is around 0. From Table 2, the fault is in the S_{A3} switch. The fault can be easily detected using the same reasoning for Fig. 10,b,c. Furthermore, when the load changes at $t = 0.75$ s, these errors remain stable at maximum and minimum values.

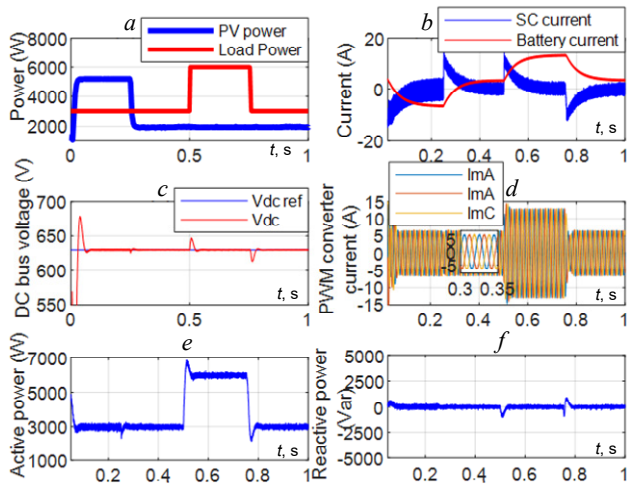


Fig. 6. The overall system behavior without OC fault

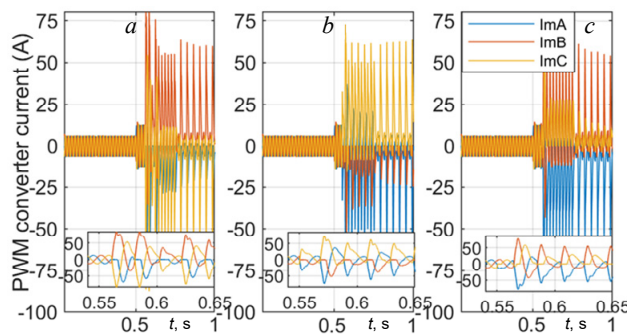


Fig. 7. The output currents of the PWM converter: a) OC fault in S_{A3} ; b) OC fault in S_{B4} ; c) OC fault in S_{C7}

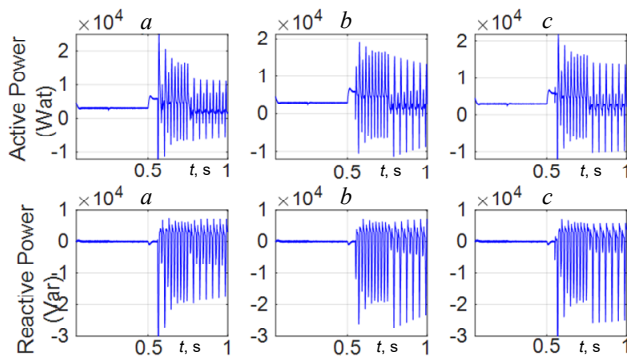


Fig. 8. Effects of an OC fault on active and reactive power: a) S_{A3} ; b) S_{B4} ; c) S_{C7}

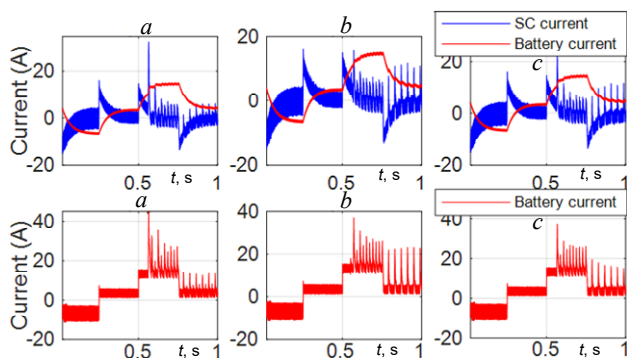


Fig. 9. Comparison between a storage system with and without SC under an OC fault: a) S_{A3} ; b) S_{B4} ; c) S_{C7}

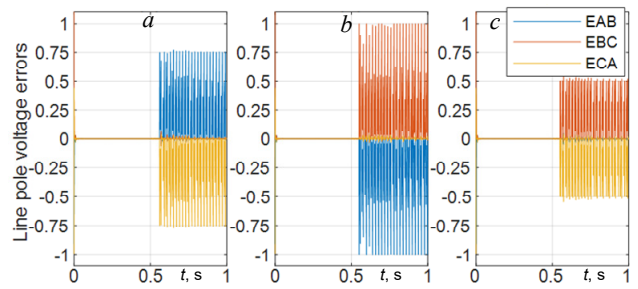


Fig. 10. Normalized diagnostic errors: a) S_{A3} ; b) S_{B4} ; c) S_{C7}

However, these errors switch between 0 and their maximum and minimum values. For this, Fig. 11 shows after using an algorithm to calculate the maximum and minimum point of each error. It is now easy to locate the fault using Table 3. The fault detection signals are presented in Fig. 12. Note that when the amplitude of the faulty phase detection signal is equal to «1» the fault is in phase A, «2» the fault is in phase B, and «3» the fault is in phase C. When the amplitude of the faulty switch detection signal is equal to «1» the fault is in switch S_{X1} , «2» the fault is in switch S_{X2} and so on, and «8» the fault is in switch S_{X8} . After the occurrence of an OC fault at 0.55 s in a five-level NPC inverter, the proposed method accurately detected it thanks to the six-normalized diagnostic errors. In addition, the time to identify each faulty switch is fast.

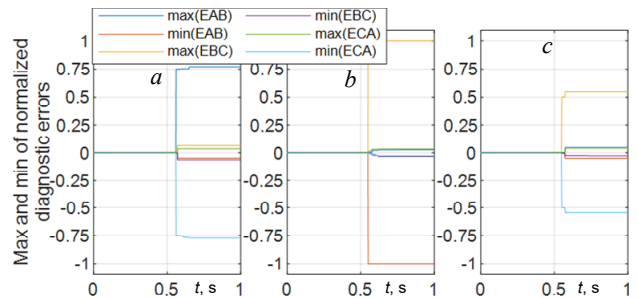


Fig. 11. Maximum and minimum values of the normalized diagnostic errors: a) S_{A3} ; b) S_{B4} ; c) S_{C7}

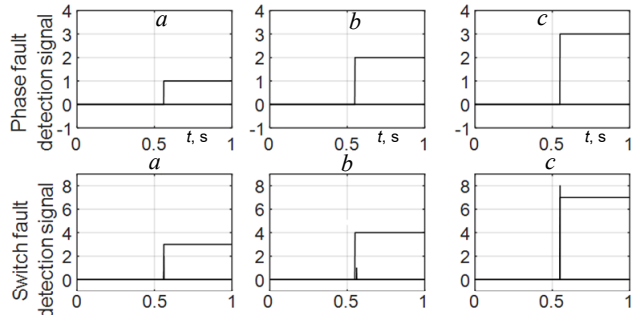


Fig. 12. Fault detection signals for phase and switch: a) S_{A3} ; b) S_{B4} ; c) S_{C7}

To test the robustness under transient conditions, the fault is shifted to $t = 0.5$ s which is the same time as the load variation. The OC fault is now applied to the switches S_{A5} , S_{B2} , S_{C3} . From Fig. 13, a-c, the maximum and minimum errors are the same values of Table 3 to detect the fault in switches S_{A5} , S_{B2} , S_{C3} . Therefore, the detection results are shown in Fig. 14, a-c. Moreover, for an active load fixed at a value of 2 kW with a reactive power of 2 kVAr, it is obvious that the OC fault is well detected, according to Fig. 15, 16.

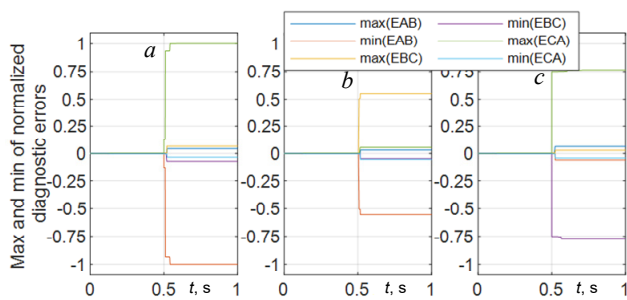


Fig. 13. Max and min values of the normalized diagnostic errors under transient conditions: a) S_{A5} ; b) S_{B2} ; c) S_{C3}

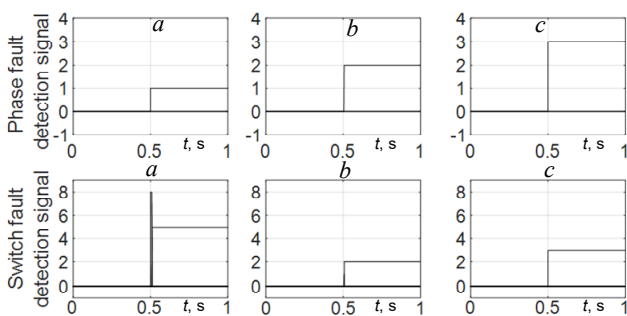


Fig. 14. Fault detection signals for phase and switch under transient conditions: a) S_{A5} ; b) S_{B2} ; c) S_{C3}

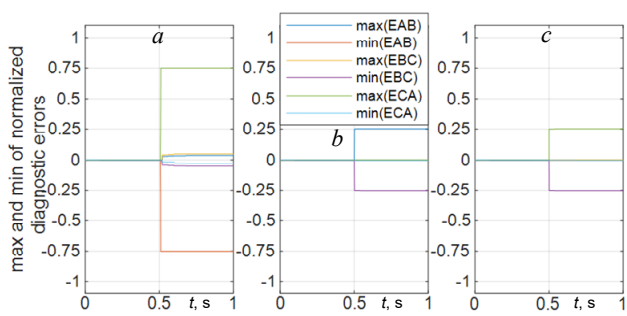


Fig. 15. Max and min values of the normalized diagnostic errors with active (2 kW) and reactive (2 kVAR) load: a) S_{A6} ; b) S_{B8} ; c) S_{C1}

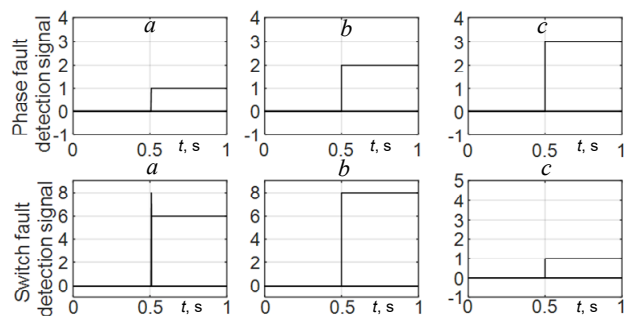


Fig. 16. Fault detection signals for phase and switch with active (2 kW) and reactive (2 kVAR) load: a) S_{A6} ; b) S_{B8} ; c) S_{C1}

6. Conclusions. A method for detecting an open circuit fault in a five-level neutral point clamped inverter has been proposed. This inverter has been used in a grid-connected photovoltaic system with a Hybrid Energy Storage System. The combination of the battery and supercapacitor improves the overall battery performance in terms of lifetime. Even when the open circuit fault occurs, the supercapacitor absorbs the ripples that are harmful to the battery. The detection method is mainly based on the calculation of the maximum and minimum point of each normalized diagnostic error, which results in six. These six

errors are determined by comparing the three measured line-to-line pole voltages with their expected values. The fault in each switch is related to the behavior of all six faults at once. Therefore, it is possible to discriminate the fault in each insulated-gate bipolar transistor through the lookup table. Furthermore, this method can identify the open circuit fault no matter what type of load. It is also robust to transient regimes imposed by solar irradiation and load variations, ensuring system reliability.

Appendix.

PV array parameters: MPPT power $P_m = 165$ W; inductor filter $L_{pv} = 10$ mH; cells in series $N_s = 8$; cells in parallel $N_p = 4$.

Battery parameters: terminal voltage $V_{bat} = 12$ V; inductor filter $L_{bat} = 8$ mH; A-h capacity 100 A-h; internal resistance 1.2 m Ω ; batteries in series – 25.

SC parameters: maximum voltage $V_{SC} = 2.5$ V; inductor filter $L_{SC} = 8$ mH; internal resistance 3.2 m Ω ; nominal capacity 350 F; SC in series – 120.

Utility grid parameters: DC bus capacitance $C = 900$ μ F; coupling inductance $L_f = 6.8$ mH; grid voltage $V_g = 380$ V; grid frequency $f = 50$ Hz.

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

REFERENCES

1. Cabrane Z., Kim J., Yoo K., Ouassaid M. HESS-based photovoltaic/batteries/supercapacitors: Energy management strategy and DC bus voltage stabilization. *Solar Energy*, 2021, vol. 216, pp. 551-563. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2021.01.048>.
2. Teleke S., Baran M.E., Bhattacharya S., Huang A.Q. Rule-Based Control of Battery Energy Storage for Dispatching Intermittent Renewable Sources. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2010, vol. 1, no. 3, pp. 117-124. doi: <https://doi.org/10.1109/TSTE.2010.2061880>.
3. Jing W., Hung Lai C., Wong S.H.W., Wong M.L.D. Battery-supercapacitor hybrid energy storage system in standalone DC microgrids: a review. *IET Renewable Power Generation*, 2017, vol. 11, no. 4, pp. 461-469. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2016.0500>.
4. Javed K., Ashfaq H., Singh R., Hussain S.M.S., Ustun T.S. Design and Performance Analysis of a Stand-alone PV System with Hybrid Energy Storage for Rural India. *Electronics*, 2019, vol. 8, no. 9, art. no. 952. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics8090952>.
5. Khaligh A., Li Z. Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2010, vol. 59, no. 6, pp. 2806-2814. doi: <https://doi.org/10.1109/TVT.2010.2047877>.
6. Roy P.K.S., Karayaka H.B., Yan Y., Alqudah Y. Investigations into best cost battery-supercapacitor hybrid energy storage system for a utility scale PV array. *Journal of Energy Storage*, 2019, vol. 22, pp. 50-59. doi: <https://doi.org/10.1016/j.est.2018.12.024>.
7. Kong L., Yu J., Cai G. Modeling, control and simulation of a photovoltaic /hydrogen/ supercapacitor hybrid power generation system for grid-connected applications. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2019, vol. 44, no. 46, pp. 25129-25144. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2019.05.097>.
8. Choi U.-M., Lee J.-S., Blaabjerg F., Lee K.-B. Open-Circuit Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control for a Grid-Connected NPC Inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, vol. 31, no. 10, pp. 7234-7247. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2510224>.
9. Himour K., Ghedamsi K., Berkouk E.M. Supervision and control of grid connected PV-Storage systems with the five level diode

- clamped inverter. *Energy Conversion and Management*, 2014, vol. 77, pp. 98-107. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2013.09.001>.
10. Yang G., Fu C., Yi H., Chai C., Huang B., Hao S., Chen Z. Direct power control of three-level NPC grid-connected system combined with fault-tolerant technology. *Microelectronics Reliability*, 2018, vol. 88-90, pp. 1057-1062. doi: <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2018.07.140>.
11. Jlassi L., 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>.
12. Zhou D., Yang S., Tang Y. A Voltage-Based Open-Circuit Fault Detection and Isolation Approach for Modular Multilevel Converters With Model-Predictive Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 33, no. 11, pp. 9866-9874. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2796584>.
13. Rehman H., Tariq M., Sarwar A., Alhosaini W., Hossain M.A., Batiyah S.M. Single-Phase Fault Tolerant Multilevel Inverter Topologies – Comprehensive Review and Novel Comparative Factors. *Energies*, 2022, vol. 15, no. 24, art. no. 9319. doi: <https://doi.org/10.3390/en15249319>.
14. Li H., Guo Y., Xia J., Li Z., Zhang X. Open-circuit fault diagnosis for a fault-tolerant three-level neutral-point-clamped STATCOM. *IET Power Electronics*, 2019, vol. 12, no. 4, pp. 810-816. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2018.5802>.
15. Abadi M.B., Mendes A.M.S., Cruz S.M.A. Three-level NPC inverter fault diagnosis by the Average Current Park's Vector approach. *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, 2012, pp. 1893-1898. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEIMach.2012.6350140>.
16. Mendes A.M.S., Abadi M.B., Cruz S.M.A. Fault diagnostic algorithm for three-level neutral point clamped AC motor drives, based on the average current Park's vector. *IET Power Electronics*, 2014, vol. 7, no. 5, pp. 1127-1137. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2013.0416>.
17. Chao K.-H., Ke C.-H. Fault Diagnosis and Tolerant Control of Three-Level Neutral-Point Clamped Inverters in Motor Drives. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 23, art. no. 6302. doi: <https://doi.org/10.3390/en13236302>.
18. Abid M., Larbi S., Larbi M., Allaoui T. Diagnosis and localization of fault for a neutral point clamped inverter in wind energy conversion system using artificial neural network technique. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 55-59. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.09>.
19. Abadi M.B., Mendes A.M.S., Cruz S.M.A. Method to diagnose open-circuit faults in active power switches and clamp-diodes of three-level neutral-point clamped inverters. *IET Electric Power Applications*, 2016, vol. 10, no. 7, pp. 623-632. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2015.0644>.
20. Caseiro L.M.A., Mendes A.M.S. Real-Time IGBT Open-Circuit Fault Diagnosis in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage-Source Rectifiers Based on Instant Voltage Error. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, vol. 62, no. 3, pp. 1669-1678. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2341558>.
21. Yu Y., Li X., Wei L. Fault Tolerant Control of Five-Level Inverter Based on Redundancy Space Vector Optimization and Topology Reconfiguration. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 194342-194350. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3033805>.
22. Abdellah A., Toumi D., Larbi M., Moreau S. Zero-Compensator Filter for Power Sharing Between Battery/Supercapacitor in a Grid-Connected Photovoltaic System. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 2022, vol. 20, no. 2, pp. 154-169. doi: <https://doi.org/10.15598/aeec.v20i2.4321>.
23. Mostafa H.H., Ibrahim A.M., Anis W.R. A performance analysis of a hybrid golden section search methodology and a nature-inspired algorithm for MPPT in a solar PV system. *Archives of Electrical Engineering*, 2019, vol. 68, no. 3, pp. 611-627. doi: <https://doi.org/10.24425/ae.2019.129345>.
24. Jing W., Lai C.H., Wong W.S.H., Wong M.L.D. Dynamic power allocation of battery-supercapacitor hybrid energy storage for standalone PV microgrid applications. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 2017, vol. 22, pp. 55-64. doi: <https://doi.org/10.1016/j.seta.2017.07.001>.
25. Manandhar U., Tummuru N.R., Kollimalla S.K., Ukil A., Beng G.H., Chaudhari K. Validation of Faster Joint Control Strategy for Battery- and Supercapacitor-Based Energy Storage System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, vol. 65, no. 4, pp. 3286-3295. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2750622>.
26. Ali A.I.M., Mohamed H.R.A. Improved P&O MPPT algorithm with efficient open-circuit voltage estimation for two-stage grid-integrated PV system under realistic solar radiation. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2022, vol. 137, art. no. 107805. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.107805>.

Received 24.11.2022
Accepted 03.03.2023
Published 02.11.2023

Abderrahmane Abdellah¹, PhD Student,
M'hamed Larbi¹, Full Professor,
Djilali Toumi¹, Senior Lecturer,
¹Department of Electrical Engineering,
L2GEGI Laboratory, University of Tiaaret, Algeria,
e-mail: abderrahmane.abdellah@univ-tiaaret.dz (Corresponding Author);
larbi_mh@yahoo.fr; toumi_dj@yahoo.fr

How to cite this article:

Abdellah A., Larbi M., Toumi D. Open circuit fault diagnosis for a five-level neutral point clamped inverter in a grid-connected photovoltaic system with hybrid energy storage system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 33-40. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.06>

Вольт-амперні характеристики одноступневих магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів з відмітною структурою перетворювальної ланки у вхідному контурі

У роботі проведено експериментальне дослідження одноступневих магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів з відмітною структурою зарядно-розрядного перетворювача у вхідному контурі. Наведено електричні параметри кожної схеми, відмічено фізичні й конструктивні особливості комутуючого дроселя вихідної ланки компресії імпульсів, та описано технічні засоби проведення експерименту. Отримано замкнуті вольт-амперні характеристики комутуючого дроселя, відповідно до яких проведено числові розрахунки інтегральних магнітних та енергетичних характеристик запропонованих моделей. Виведено аналітичні вирази для опису динаміки магнітної індукції в осерді дроселя за часом. На основі кривої гістерезису осердя роз'яснено обмінні процеси передачі енергії між джерелом живлення та комутуючим дроселем. Розглянуто енергетичні характеристики магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів в залежності від струму підмагнічування. Пояснено особливості заряду повздовжньої ємності у схемі з паралельною перетворювальною ланкою, що відбувається одночасно у двох суміжних колах. Отримано залежності споживаної потужності від напруги джерела живлення та виконано аналіз цих характеристик за різним співвідношенням між повздовжньою та поперечною ємністю суміжних ланок компресії імпульсів. Результати досліджень можуть бути застосовані при розробці низьковольтних магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів з поліпшеними енергодинамічними параметрами. Бібл. 15, рис. 8.

Ключові слова: магнітно-напівпровідниковий генератор імпульсів, комутуючий дросель, перетворювальна ланка, електричні та енергетичні характеристики, зсувний струм, динаміка втрат енергії.

Постановка проблеми. Представлене дослідження є продовженням попереднього циклу робіт автора з даної тематики [1, 2], що висвітлює принципи побудови, фізичне та математичне моделювання магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів (МНГІ), як високої так і низької напруги з метою знаходження більш раціональних схемних рішень, особливих режимів їх роботи та способів ефективної передачі енергії від генератора до навантаження.

Аналіз останніх досліджень та публікацій. МНГІ відносяться до класу пристроїв перетворювальною техніки, які служать для посилення пікової потужності імпульсу на навантаженні [3, 4]. Вони широко використовуються у низці електророзрядних технологій, де потрібно мати потужні імпульси струму субмікросекундною тривалістю з гострим переднім фронтом, наприклад, для живлення СВЧ-пристроїв або накачування газових лазерів на парах металів [5, 6]. В останні роки актуальність використання цих пристроїв суттєво зросла з потребою очищення повітря від діоксиду сірки [7, 8] та обеззараження стічних вод [9, 10]. Стаціонарний режим електромагнітних коливань у МНГІ в основному досягається за умови амплітудної асиметрії між основним та зворотним імпульсами, при цьому процеси передачі енергії між ланками компресії імпульсів зазвичай розглядаються у допущенні їх односпрямованості від генератора до навантаження [11]. Математичне моделювання дозволяє застосовувати апроксимацію кривою намагнічування комутуючого дроселя (КД), проте вона все ж таки залишається «статичною» [12, 13], тобто у наближенні до повільного процесу намагнічування його осердя, та дозволяє отримати тільки опосередковане судження щодо характеристик індукції та динаміки втрат енергії на перемагнічування у осерді КД. Як відомо з [14], перетворювальна ланка зарядного контуру та перша ланка компресії імпульсів визначають режим роботи генератора, у той час як роль наступних магнітних елементів стиснення полягає у доведенні імпульсу до визначеної тривалості. Тому у поточній роботі акцентується увага на експериментальному дослідженні одноступневих МНГІ, що відрізняються перетворювальною ланкою у вхідному контурі. Причому, на відміну від попередніх математичних моделей різних варіантів

МНГІ, ці дослідження визначені експериментальними, як переважними щодо їх доступності та результативності.

Відокремлення раніше невирішеної частини завдань. Незважаючи на численну кількість публікацій з даної тематики, все ж таки осторонь залишилися процеси обміну енергії між джерелом живлення та КД, які помітно посилюються зі зростанням зсувних струмів викликаних асиметричним режимом електромагнітних коливань у різних схемах МНГІ.

Мета роботи – дослідження електричних та енергетичних характеристик одноступневих МНГІ з відмітною перетворювальною ланкою (послідовна або паралельна) електроенергії у вхідному контурі.

Методи дослідження. Фізичне моделювання електромагнітних процесів з використанням відповідних технічних засобів; числове та аналітичне моделювання; обробка даних засобами Excel.

Основний матеріал. У роботі проведено аналіз низьковольтних (до 1 кВ вихідною напругою) МНГІ з послідовною ланкою компресії імпульсів на навантаженні, які відрізняються структурою зарядно-розрядного перетворювача у вхідному контурі та способом відновлення індукції в осерді КД до початкового стану. Спираючись на теоретичні моделі високовольтних МНГІ, що розглянуті у попередній роботі автора [15], за основу даного дослідження були взяті саме різноманітні варіанти побудови вхідного перетворювача електроенергії, відокремлюючи ту частину пристрою, що містить ланку підвищення напруги (високовольтний трансформатор). Ці перетворювачі умовно можна розділити на одно- та двоключові, що містять послідовну, паралельну, або послідовно-паралельну ланку у вхідному контурі МНГІ. Основною перевагою паралельної ланки перетворення енергії над послідовною є те, що для досягнення перемагнічування КД не потрібно застосовувати додаткове джерело енергії, що генерує струм підмагнічування в його основній обмотці, а навпаки процес формування зворотного імпульсу відбувається, за рахунок енергії основного джерела електроживлення.

Схема першого варіанта МНГІ, що містить послідовну перетворювальну ланку $C_0-VT_0-VD_0-L_0$ у

зарядному контурі та додаткове джерело зсувного струму E_b наведена на рис. 1.

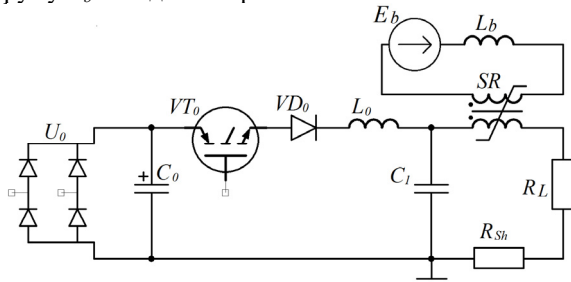


Рис. 1. Магнітний генератор з послідовною ланкою у зарядному контурі

На вході пристрою також міститься діодний випрямляч U_0 та батарея конденсаторів C_0 загальною ємністю 1 мФ. Мережева напруга до діодного випрямляча подається через знижувальний автотрансформатор, що дає змогу плавно регулювати вхідну постійну напругу. Зарядний дросель L_0 повинен забезпечувати постійну індуктивність, тому його сконструйовано на кільцевому магнітопроводі з розпоршеного заліза. Схема розраховувалась виходячи з максимальної накопиченої енергії, що запасається у C_1 , тривалості вхідного імпульсу та коефіцієнту компресії КД. Для параметрів зарядного контуру 32 мкГн та 1 мкФ тривалість струму у цій ланці складає 10 мкс. У якості осердя КД SR використовувався стрічковий магнітопровід з кобальтового сплаву (габаритні розміри $50 \times 34 \times 30$ мм), який має високий коефіцієнт прямокутності петлі магнітного гістерезису з урахуванням об'єму магнітопроводу $V_m = 3.2 \cdot 10^{-5} \text{ м}^3$, розмаху індукції $\Delta B = 0,8$ Тл, та відносною магнітною проникністю у його насиченому стані $\mu_s = 5$, коефіцієнт компресії вихідної ланки склав $x_k = 3.4$. Генератор навантажувался на лінійний опір $R_L = 12$ Ом, складений з двох паралельно з'єднаних малоіндуктивних резисторів, загальною потужністю 120 Вт. Джерело електроживлення задає зсувний струм у додатковій обмотці КД, яке приєднується через розв'язуючий дросель L_b , що призначений для усунення змінної складової вторинної обмотки КД. Індуктивність розв'язуючого дроселя складає 10 мГн. Струм зсуву I_{bc} задавався постійним на рівні 1,5 А для забезпечення достатньо швидкого перемагнічування КД.

Для вимірювання вольт-амперних характеристик КД було використано біфілярний шунт струму R_{Sh} з опором 0,16 Ом та подільник напруги 1:10 змішаного типу (резистивно-ємнісний). Усі вимірювання проводились відносно мінусової шини пристрою, тому шунт струму було розташовано у розріз між C_1 та R_L . Як зазначено на рис. 1 за таким варіантом розміщення КД для вимірювання напруги на ньому потрібно мати різницю напруг між C_1 та R_L , але ж це ускладнює процес обчислювання через необхідність точної синхронізації одразу трьох сигналів (струму КД, напруги на R_L , напруги на C_1). Якщо розміщувати КД послідовно поряд з шунтом на мінусовій шині, то напруга на його обмотці буде визначатися за вирахуванням падіння напруги на самому шунті, що дозволить полегшити подальші числові розрахунки. Сигнали струму на шунті U_{Sh} та напруги на КД U_{SR} надходять через коаксіальні лінії на входи двоканального запам'ятовуючого осцилографу SDS1022, що має спіль-

ну мінусову клему між його каналами. Оцифровані дані зберігалися у текстовому форматі та переносилися у Excel для математичних розрахунків. Кількість точок дискретизації, що дає осцилограф по кожному каналу становить 10^3 з інтервалом 40 нс та амплітудним значенням у мілівольтах. Так як сигнали мають асиметричну форму, то для їх коректного виведення на екрані осцилографу потрібно забезпечити відхилення позиції промінів цих сигналів від нульового положення, тому результати оцифрування перетворювались з урахуванням вертикального зсуву по кожному каналу осцилографу та коефіцієнту передачі по кожному сигналу за відповідними формулами:

$$U_c = (U_i - U_b) / 100, \quad (1)$$

$$I_c = (I_i - I_b) / 160, \quad (2)$$

де U_i, I_i – дискретизовані значення сигналів напруги та струму КД, U_b, I_b – зсуви для компенсації відхилення у мВ, U_c, I_c – нормовані значення напруги та струму КД.

Далі наведено основні формули розрахунку (аналізу) одноступеневого МНП, які застосовані у програмі Excel.

Формули для розрахунку КД з тороїдальним осердям:

Поперечний переріз осердя:

$$S_c = h \cdot (D - d) / 2, \quad (3)$$

де D, d, h – відповідно зовнішній, внутрішній діаметри та висота осердя.

Довжина середньої лінії:

$$\ell_c = \pi \cdot (D + d) / 2. \quad (4)$$

Напруженість магнітного поля:

$$H = (w \cdot I_c) / \ell_c, \quad (5)$$

де I_c – струм через обмотку дроселя, w – кількість її витків.

Індуктивність дроселя з рівномірно розподіленою обмоткою по осердю:

$$L_{SR} = \mu_r \mu_0 \frac{w^2 \cdot S_c}{\ell_c}. \quad (6)$$

Індукція магнітного поля пропорційна інтегралу напруги на його обмотці та визначається як:

$$B = B_0 + \frac{1}{w \cdot S_c} \int U_c dt, \quad (7)$$

де U_c – напруга на обмотці дроселя, B_0 – початкова індукція магнітного поля у осерді КД.

Енергія зовнішнього джерела живлення, що витрачається на перемагнічування осердя, може визначатися за наступними рівнозначними виразами:

$$E_m = \int_0^{\tau} U_c \cdot I_c \cdot dt = V_m \cdot \int_{-B}^{+B} dB \cdot H, \quad (8)$$

де τ – час за яким відбувається повний цикл проходу кривої гістерезису $B(H)$; V_m – об'єм магнітопроводу КД.

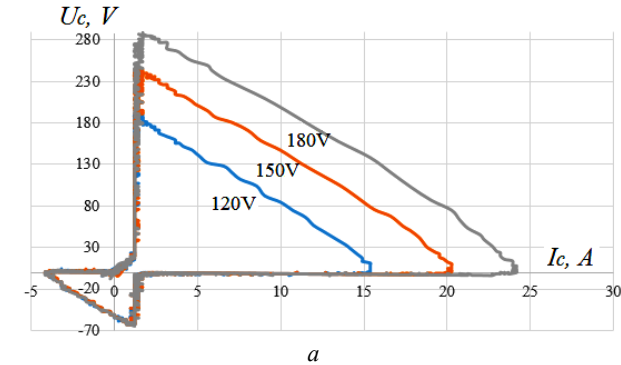
Для інтегралів у зазначених виразах можна наблизитися за допомогою апроксимації за методом трапецій:

$$E_m = \frac{V_m}{2} \sum_{k=0}^{k=n} (H^{k+1} + H^k) \cdot (B^{k+1} + B^k), \quad (9)$$

де H^k, B^k – дискретні значення напруженості та індукції магнітного поля в осерді КД.

На основі перетворених сигналів струму і напруги КД були побудовані замкнуті вольт-амперні характеристики для трьох значень вхідної напруги

($U_{in}=120, 150, 180$ В), що наведені на рис. 2,а. Спільною рисою отриманих кривих є їх додатний зсув відносно осі струму та однаковий контур від'ємної петлі 3-го квадранту, що відтворює процес формування імпульсу зворотної полярності. Відмітною рисою є зростаючий контур петель гістерезису розташованих у 1-му квадранті. Інтегральний розрахунок цих кривих відбувається за часовою стрілкою починаючи з нульового положення системи координат. Площа кожної кривої пропорційна енергії, що витрачається



джерелом живлення, тому, можна стверджувати, що різниця між площинами 1-го та 3-го квадрантів буде прямо пропорційна енергії, що розсіюється на КД. Залежність індукції від напруженості поля та динаміка енергії втрат в осерді КД розраховувалась за формулами зазначеними вище та результати відображено на рис. 2,б. Відповідно до отриманих графіків, можна відмітити, тенденцію поступового розширення площі гістерезису осердя КД зі зростанням вхідної напруги, що пов'язано зі зростанням швидкості заряду C_1 .

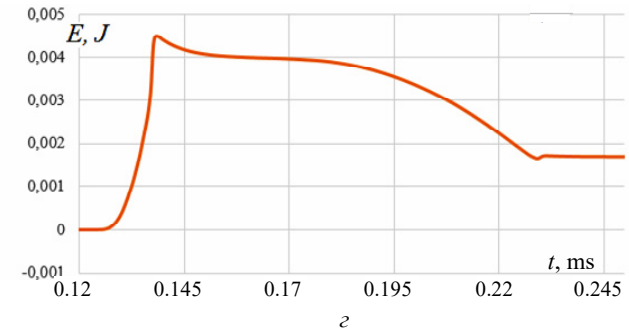
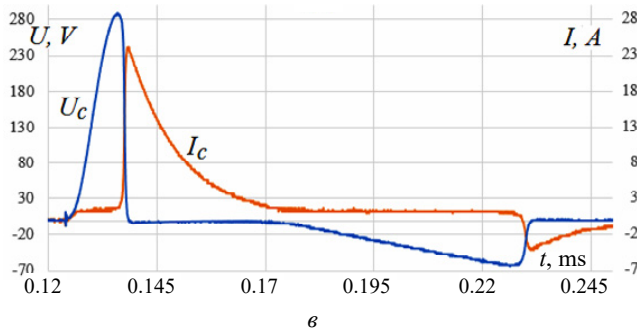
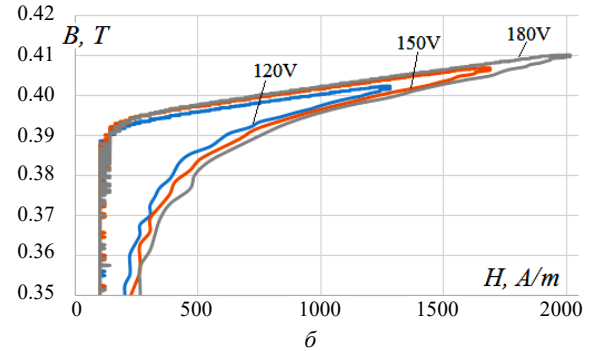


Рис. 2. Електромагнітні характеристики КД: а) вольт-амперні залежності; б) індукція в осерді; в) осцилограми напруги та струму; г) динаміка енергії перемагнічування

Максимальна амплітуда заряду ємності C_1 від ємності джерела живлення C_0 визначається відповідно до виведеного виразу:

$$U_{\max}(t_1) = U_{C1} + \frac{U_{C0} - U_{C1}}{L_0 \cdot \omega_1 \cdot C_1} \cdot \left(\frac{\omega_1}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} \cdot \exp(\alpha_1 \cdot t_1) \right), \quad (10)$$

де циклічна частота коливань зарядного контуру ω_1 , тривалість його півхвилі t_1 та декремент згасання α визначаються відповідно як

$$\omega_1 = \frac{\sqrt{R_0^2 \cdot C_0^2 \cdot C_1^2 - 4 \cdot L_0 \cdot C_0 \cdot C_1 \cdot (C_0 + C_1)}}{2 \cdot L_0 \cdot C_0 \cdot C_1}; \quad (11)$$

$$t_1 = \pi / \omega; \quad \alpha = -R_0 / 2 \cdot L_0.$$

Якщо прийняти, що струм через КД на основній кривій намагнічування має достатньо мале значення в порівнянні зі струмом у його насиченні, тому закон зміни індукції у його осерді буде визначатися за напругою на конденсаторі C_1 та може бути записаний як:

$$B(t) = -B_s + \frac{1}{S_m \cdot w_1} \cdot \left(\frac{U_{C1} - U_{C0}}{L_0 \cdot \omega_1 \cdot C_1} \cdot \frac{\omega_1^2}{(\alpha_1^2 + \omega_1^2)^2} \times \exp(\alpha_1 \cdot t) \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \right) \quad (12)$$

Процес повернення індукції до початкового стану відбувається за рахунок дії струму підмагнічування I_{bc} від

джерела E_b у його додатковій обмотці w_2 , що відповідно трансформує в основну обмотку w_1 струм зсуву рівний:

$$i_b = -I_{bc} \cdot w_1 / w_2. \quad (13)$$

Цей струм створить лінійно зростаючу напругу на C_1 зворотної полярності до появи робочого імпульсу, що описується лінійним законом:

$$U_{C1} = -\frac{I_{bc} \cdot w_1}{C_1 \cdot w_2} \cdot t. \quad (14)$$

Інтегруючи це рівняння за часом відповідно до (7), отримуємо вираз індукції на інтервалі зворотного перемагнічування:

$$B(t) = B_s - \frac{I_{bc} \cdot w_1}{2 \cdot S_c \cdot w_1 \cdot C_1 \cdot w_2} \cdot t^2, \quad (15)$$

де B_s – індукція насичення осердя КД.

Тобто на зворотному процесі індукція буде змінюватися за параболічним законом, а її повна динаміка зображена на рис. 3,б.

Як відмічено на рис. 3,а, петля гістерезису має додатний зсув по осі напруженості поля за рахунок струму підмагнічування, що впливає на енергетичну взаємодію між джерелом живлення та осердям КД, що запасає енергію магнітного поля. Відповідно до отриманого графіку втрат енергії на перемагнічування осердя (рис. 2,г), криву гістерезису можна розбити на ділянки, де робота зовнішнього джерела живлення має, як додатне так і від'ємне значення. На ділянці

поля від залишкової індукції до додатної індукції насичення (крива 1–2 на рис. 3,а), робота зовнішнього джерела живлення (енергія конденсатора C_1) виконується за рахунок намагнічування осердя, при цьому $dB > 0$ та $H > 0$, тому результуючий приріст енергії за формулою (9) $dE_m > 0$. У момент насичення КД та введення енергії у навантаження R_L на графіку динаміки втрат енергії (рис. 2,з) спостерігається незначний її приріст. Але вже на етапі формування зворотної напруги, значна частина енергії накопичена в осерді КД буде повертатися до джерела живлення (крива 2–3 на рис. 3,а), тому що на цій ділянці поля $dB < 0$ та $H > 0$, а результуючий приріст енергії втрат відповідно становить $dE_m < 0$. У момент досягнення індукції протилежного значення $-B_s$ робота джерела живлення буде теж додатною ($dB < 0$, $H < 0$), тому що напруженість поля стає від'ємною, що відмічається на кривій (рис. 2,з) незначним її приростом (крива 3–4), але цей приріст буде компенсовано на етапі формування нового робочого імпульсу (крива 4–3).

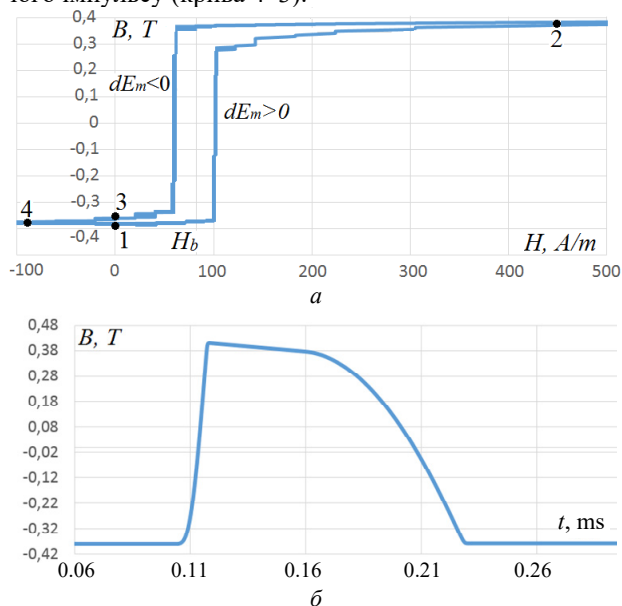


Рис. 3. а – петля магнітного гістерезису зі зсувом за H ; б – динаміка індукції B від часу

Принцип роботи схеми МНГІ при відсутності струму підмагнічування відрізняється тим, що зменшується амплітуда вихідного імпульсу, але водночас зростає споживана потужність в залежності від вхідної випрямленої напруги на конденсаторі C_0 , що відображено на рис. 4. У такому режимі КД працює по частковій кривій намагнічування, тому скорочується робочий перепад індукції магнітного поля у осерді та відповідно затримка його насичення, що поступово повністю зникає, а характеристика пікової напруги імпульсу досягає свого насичення. Так як затримка часу між закриттям транзистора VT_0 та насиченням КД відсутня, то розрядний струм буде замикатися не тільки, по колу C_1-SR-R_L але й по колу $C_0-VT_0-SR-R_L$, що додатково підніме енергію імпульсу при його амплітуді навіть нижче за вхідну.

Наступна схема МНГІ вже базується на паралельному перетворювальному елементі та зарядному дроселі у вхідному контурі. Цей варіант пристрою дозволяє уникнути використання додаткового джерела зсув-

ного струму, але за тою відзнакою від попереднього варіанта МНГІ, що генерує на навантаженні імпульси інверсної полярності. На схемі (рис. 5) мережева змінна напруга з автотрансформатора, діодний випрямляч та електролітичний конденсатор поєднано в один елемент та зображено джерелом постійної напруги E_0 .

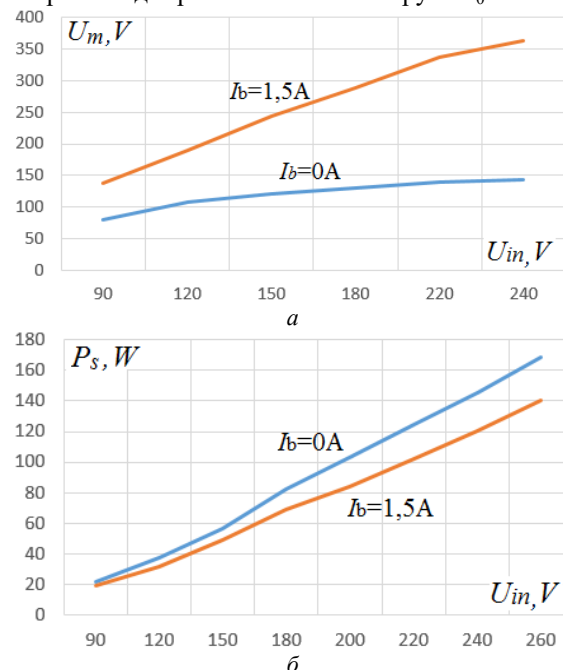


Рис. 4. Характеристики амплітудного значення напруги U_m імпульсу на навантаженні (а) та споживаної потужності пристрою P_s (б) в залежності від постійної вхідної напруги

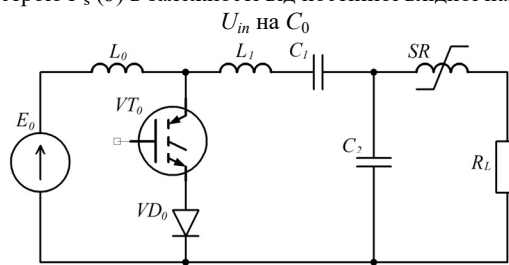


Рис. 5. Схема МНГІ з паралельною перетворювальною ланкою у вхідному контурі

Відмітною особливістю КД схеми з паралельною перетворювальною ланкою є те, що його замкнуті вольт-амперні характеристики (рис. 6) стають прямо протилежними до характеристик першого варіанта МНГІ, а саме робочий та зворотній імпульси описано у 3-му квадранті та 1-му квадранті системи координат відповідно. Характеристики мають від'ємний зсув по струму, але на відміну від попередньої моделі МНГІ, цей зсув виявляється залежним від вхідної напруги джерела живлення E_0 .

У наближенні до ідеальної моделі КД зарядно-розрядні процеси у схемі можна розглянути окремо та розбити на декілька інтервалів по окремим контурам. При відпиранні VT_0 у контурі $C_1-L_1-VT_0-C_2$ починається розрядний процес C_1 на C_2 з частковою передачею енергії, у зв'язку з присутністю зарядного струму від джерела живлення, тому після запирання VT_1 на C_1 буде присутня залишкова напруга. Цей процес відображено на рис. 7,а, де напругу на конденсаторі C_1 , отримано у результаті розрахунку, як різницю між числовими даними напруг на VT_0 та C_2 .

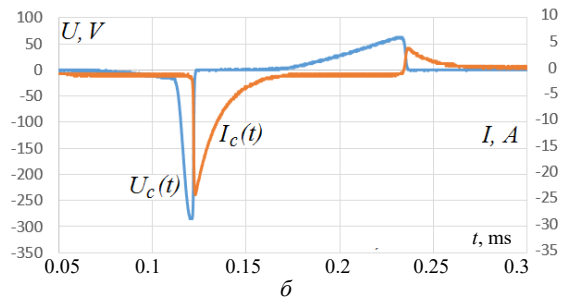
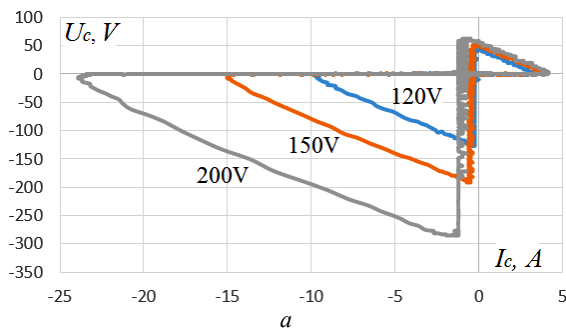


Рис. 6. Електричні характеристики КД: *a* – замкнуті вольт-амперні залежності, *б* – осцилограми напруги та струму

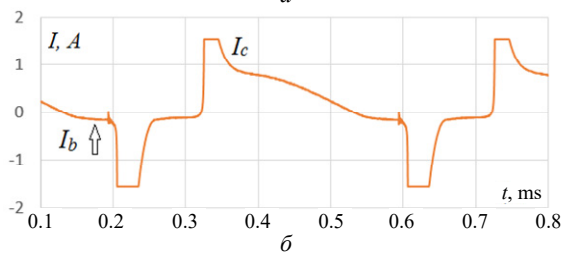
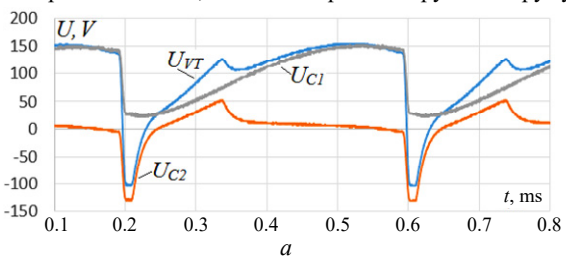


Рис. 7. *a* – характеристики напруг на конденсаторах; *б* – характеристика струму через КД

Після запирання VT_0 починається фаза заряду послідовно з'єднаних C_1 та C_2 у контурі $E_0-L_0-L_1-C_1-C_2$. Через порівняно низьку власну частоту коливаль цього контуру, напруга на C_2 зростає практично за лінійним законом. У той же час індукція в осерді КД змінює своє значення на протилежне і при досягненні індукції насичення відбувається скидання енергії C_2 на навантаження. На цьому етапі зарядний струм буде замикатися на навантаження через індуктивність обмотки насиченого КД у межах контуру $E_0-L_0-L_1-C_1-SR-R_L$. При цьому ємність C_1 продовжує заряджатися за коливальним законом до свого максимального значення, а напруга на C_2 буде залишатися на рівні залишкової через її шунтування на навантаження обмоткою SR . Струм у обмотці КД, що наведено на рис. 7,б, також відображає частину струму заряду ємності C_1 . При досягненні напруги на C_1 максимального значення струм через КД змінює свій напрямок і формується порівняно невеликий за значенням зсувний струм підмагнічування I_b , який, як виявляється, залежить від напруги джерела живлення. На цьому етапі осердя КД виходить зі стану зворотного наси-

чення та у процесі заряду C_2 намагнічується по основній кривій до протилежної границі насичення. Оскільки процес заряду C_1 відбувається одночасно по двом колам, то для аналітичного визначення зсувного струму через обмотку КД потрібно вирішити характеристичне рівняння 4-го порядку та знайти невідомі коефіцієнти гармонічних рівнянь, що достатньо ускладнює процес обчислення. Враховуючи той факт, що індуктивність зовнішнього кола складається з L_0 та індуктивності КД у його ненасиченому стані, коли відносна проникність його осердя є достатньо великою ($\mu = 10^5$), то частота його коливаль буде нижчою за частоту внутрішнього кола. Крім того різниця початкових напруг між C_0 та C_1 буде вищою для внутрішнього кола, тому зсувний струм через КД буде складати меншу частину зарядного струму C_1 . Отже, можна припустити, що зсувний струм зовнішнього кола буде модулювати зарядний струм C_1 до моменту насичення КД від лінійно зростаючої напруги на C_2 . Таким чином, коливальні процеси у розглянутих контурах можуть бути описані за подібними аналітичними виразами зазначеними вище з урахуванням параметрів кожного контуру. Наприклад, для вище зазначеного зарядного контуру з $E_0-L_0-L_1-C_1-SR-R_L$, його циклічна частота ω_2 та декремент згасання α_2 можуть бути знайденими за формулами:

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{R_L^2 \cdot C_0^2 \cdot C_1^2 \cdot C_2^2 - 4 \cdot (L_0 + L_1 + L_{SR}) \times \times C_0 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot (C_0 \cdot C_1 + C_1 \cdot C_2 + C_0 \cdot C_2)}{2 \cdot (L_0 + L_1 + L_{SR}) \cdot C_0 \cdot C_1 \cdot C_2}}; \quad (16)$$

$$\alpha_2 = -\frac{R_L}{2 \cdot (L_0 + L_1 + L_{SR})}.$$

Максимальна напруга на кожному конденсаторі визначено за (10), але з урахуванням алгебраїчної суми початкових значень напруг на трьох ємностях $U_{C0}-U_{C1}-U_{C2}$ та суми індуктивностей $L_0+L_1+L_{SR}$ цього контуру. Значення зсувного струму через КД орієнтовно визначається як:

$$i_b(t) = \frac{U_{C0} - U_{C1}}{(L_0 + L_{SR}) \cdot \omega_2} \sin(\omega_2 \cdot t) \cdot \exp(\alpha_2 \cdot t), \quad (17)$$

де індуктивність L_{SR} визначається за формулою, як для тороїдального осердя (6). Визначено, що початкова напруга U_{C1} на ємності C_1 є максимальною напругою при намагнічуванні осердя L_{SR} .

Встановлено, що через те, що заряд C_1 відбувається за коливальним законом, то спостерігається залежність вихідної амплітуди імпульсів від частоти комутації транзистора. У частотному діапазоні від 1,2 до 1,8 кГц амплітуда основного імпульсу значно послаблюється, що супроводжується зниженням споживаної потужності. До моменту нової комутації VT_0 за рахунок коливального заряду C_1 ємність C_2 встигає знову перезарядитися і тому формується ще пара імпульсів основної та зворотної полярності. Виявлено, якщо область комутації VT_0 буде співпадати з моментом формування імпульсу розмагнічування, то зарядний струм C_2 буде шунтуватися індуктивністю насиченого КД, що й спричиняє значне зниження робочого імпульсу. У іншому випадку, коли момент комутації співпадає або відбувається раніше моменту перезаряду C_2 , амплітуда імпульсу на ньому тільки підвищується. Згідно з даним дослідженням встановлено, що для коректної роботи пристрою частота генерації повинна бути не менше за 2-2,5 кГц.

Залежності характеристик споживаної потужності та вихідної амплітуди імпульсів від вхідної напруги джерела живлення на частоті генерації 2,5 кГц для 3-х значень поперечної ємності C_2 та фіксованої ємності $C_1 = 1$ мкФ, показано на рис. 8.

Отримані графіки, можна аналізувати наступним чином, а саме: зростання ємності C_2 від 0,5 до 1,5 мкФ призводить до більш глибокого розрядження конденсатора C_1 , тому перепад зарядної напруги на ньому стає більш суттєвий, що спричиняє збільшення зарядного струму й споживаної потужності МНГІ. При співвідношенні $C_1 < C_2$ імпульси на навантаженні стають більш затяжними та характеризуються зменшенням їх амплітуди (рис. 8, б). Навпаки для співвідношення $C_1 > C_2$, ємність C_1 вже не повністю розряджається тому на неї формується суттєва залишкова напруга, що зменшує стрибок зарядного струму. Можна відзначити, що характеристика потужності зростає за квадратичним законом та відповідає енергії, що накопичується у C_1 на момент комутації VT_0 . Розрахунки також показали, що залежності втрат енергії в осерді від вхідної напруги живлення відзначаються наявністю їх порогового значення, за яким енергія втрат перестає зростати, що може відбуватися у випадку досягнення петлі гістерезису осердя КД її максимального розширення. Максимальні втрати енергії в осерді КД за один цикл намагнічування для цієї схеми МНГІ при вхідній напрузі 280 В не перевищують 1,5 мДж. Розглянуті схемні рішення низьковольтних магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів доцільно застосовувати у сучасних передових електроімпульсних технологіях обробки матеріалів.

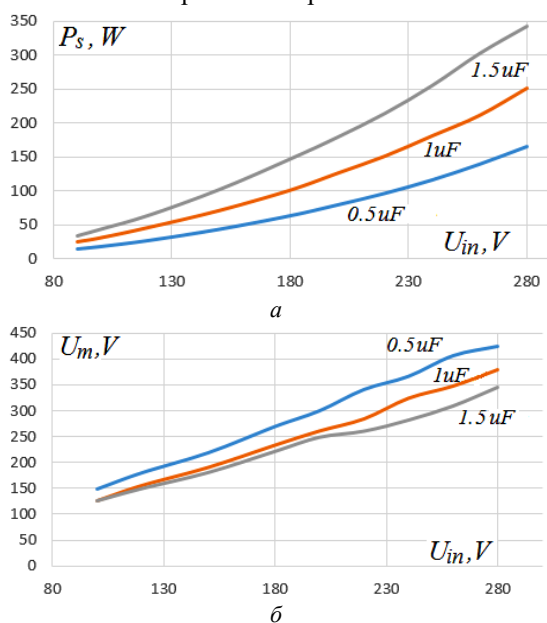


Рис. 8. Характеристики: а – споживаної потужності; б – вихідної амплітуди імпульсу для 3-х значень ємності C_2

Висновки.

1. Згідно з виконаним числовим аналізом над експериментальними вольт-амперними характеристиками одноступеневої схеми МНГІ з послідовною перетворювальною ланкою у вхідному контурі, визначено, що значна частина енергії на етапі процесу перемагнічування осердя КД повертається знову до джерела живлення. На відміну від симетричної петлі гістерезису, яка характерна для двотактних схем магнітних генераторів імпульсів без зовнішнього підмагнічуван-

ня, присутність значної долі від'ємної енергії у характеристиці намагнічування КД спричинена наявністю постійного зсувного струму через його обмотку, що збільшує ділянку магнітного поля, де його індукція та напруженість мають протилежні значення.

2. На основі експериментально отриманих замкнених вольт-амперних характеристик комутуючого дроселя для схеми МНГІ з паралельною перетворювальною ланкою у вхідному контурі, вперше встановлено присутність зсувного струму, значення якого залежить від вхідної напруги живлення. На основі розглянутих коливальних процесів у суміжних зарядних контурах, запропоновано аналітичне рівняння для оцінки зсувного струму, що відіграє важливу роль на етапі повернення енергії від комутуючого дроселя у джерело живлення.

3. Встановлено, що споживана потужність МНГІ з паралельною перетворювальною ланкою у вхідному контурі залежить від співвідношення ємностей у суміжних ланках компресії імпульсів. Зменшення залишкової напруги на повздовжній ємності призводить до зростання зарядного струму та споживаної потужності. При виконанні умови $C_1 > C_2$ генератор формує на навантаженні імпульси з більшою амплітудою та меншою тривалістю.

Подяка. Автор висловлює щирю подяку к.т.н. В.І. Зозульову за своєрідне розуміння практичних шляхів вдосконалення силових перетворювачів електроенергії та цінні рекомендації надані в процесі обговорення результатів даної роботи.

Конфлікт інтересів. Автор заявляє про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Khrysto O. Energy transfer processes in high-voltage circuits based on magnetic pulse compression. *Acta Electrotechnica et Informatica*, 2020, vol. 20, no. 3, pp. 3-10. doi: <https://doi.org/10.15546/aeei-2020-0013>.
2. Волков І.В., Зозульов В.І., Христо О.І. Підвищення ефективності пристроїв перетворювальної техніки шляхом керування часом заряду (перезаряду) їхніх ємнісних накопичувачів енергії. *Технічна електродинаміка*, 2019, № 2, С. 15-18. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2019.02.015>.
3. Голубев В.В., Зозульов В.І., Маруня Ю.В., Сторожук А.І. Розвиток принципів побудови та вдосконалення магнітно-напівпровідникових імпульсних пристроїв силової перетворювальної техніки. *Праці Інституту електродинаміки НАНУ*, 2022, № 62, С. 34-40. doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.62.034>.
4. Li S., Gao J., Yang H., Zhu D., Qian B., Cui Y., Wu Q., Zhang J. Investigation on Adjustable Magnetic Pulse Compressor in Power Supply System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, vol. 34, no. 2, pp. 1540-1547. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2830106>.
5. Boyko N.I. Powerful generators of high-voltage pulses with nanosecond fronts. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 1, pp. 59-61. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.1.09>.
6. Ghodke D.V., Muralikrishnan K., Singh B. New multiplexed all solid state pulser for high power wide aperture kinetically enhanced copper vapor laser. *Review of Scientific Instruments*, 2013, vol. 84, no. 11, art. no. 113102. doi: <https://doi.org/10.1063/1.4829075>.
7. Божко І.В., Зозульов В.І., Кобильчак В.В. SOS-генератор для електророзрядних технологій на основі імпульсного бар'єрного розряду. *Технічна електродинаміка*, 2016, № 2, С. 63-67. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.02.063>.
8. Pokryvailo A., Yankelevich Y., Wolf M. A High-Power Pulsed Corona Source for Pollution Control Applications. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2004, vol. 32, no. 5, pp. 2045-2054. doi: <https://doi.org/10.1109/tps.2004.835952>.
9. Guo X., Zheng D., Blaabjerg F. Power Electronic Pulse Generators for Water Treatment Application: A Review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 35, no. 10, pp. 10285-10305. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2976145>.
10. Akiyama H., Akiyama M. Pulsed Discharge Plasmas in Contact with Water and their Applications. *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2021, vol. 16, no. 1, pp. 6-14. doi: <https://doi.org/10.1002/tee.23282>.

11. Balcerak M., Hořub M., Pařka R. High voltage pulse generation using magnetic pulse compression. *Archives of Electrical Engineering*, 2013, vol. 62, no. 3, pp. 463-472. doi: <https://doi.org/10.2478/ae-2013-0037>.

12. Choi J. Introduction of the magnetic pulse compressor (MPC) – fundamental review and practical application. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 2010, vol. 5, no. 3, pp. 484-492. doi: <https://doi.org/10.5370/JEET.2010.5.3.484>.

13. Nejadmalayeri A.H., Bali Lashak A., Bahrami H., Soltani I. A high voltage isolated pulse generator using magnetic pulse compression and resonant charging techniques for dielectric barrier discharge applications. *Journal of Electrical and Computer Engineering Innovations*, 2021, vol. 9, no. 2, pp. 239-248. doi: <https://doi.org/10.22061/jeccei.2021.7519.400>.

14. Волков І.В., Зозульов В.І., Голубев В.В., Пашенко В.В., Сторожук А.І. Оптимізація структурних вузлів магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів. *Праці Інституту електродинаміки НАНУ*, 2019, № 53, С. 65-74. doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.53.065>.

15. Христо О.І. Електричні та енергетичні характеристики послідовно-паралельної перетворювальної ланки магнітно-напівпровідникового генератора високвольтних імпульсів. *Вісник НТУ «ХПИ». Серія «Техніка та електрофізика високих напруг»*, 2015, № 51, С. 99-106.

REFERENCES

1. Khrysto O. Energy transfer processes in high-voltage circuits based on magnetic pulse compression. *Acta Electrotechnica et Informatica*, 2020, vol. 20, no. 3, pp. 3-10. doi: <https://doi.org/10.15546/aei-2020-0013>.

2. Volkov I.V., Zozulov V.I., Khrysto O.I. Increasing of the efficiency of power electronics devices by the control of charging time of the capacitors in their circuits. *Technical Electrodynamics*, 2019, no. 2, pp. 15-18. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2019.02.015>.

3. Golubev V.V., Zozulov V.I., Marunia Yu.V., Storozhuk A.I. Development of principles of construction and improvement of magnetic-semiconductor pulse devices of power converter technology. *Proceedings of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine*, 2022, no. 62, pp. 34-40. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.62.034>.

4. Li S., Gao J., Yang H., Zhu D., Qian B., Cui Y., Wu Q., Zhang J. Investigation on Adjustable Magnetic Pulse Compressor in Power Supply System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, vol. 34, no. 2, pp. 1540-1547. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2830106>.

5. Boyko N.I. Powerful generators of high-voltage pulses with nanosecond fronts. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 1, pp. 59-61. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.1.09>.

6. Ghodke D.V., Muralikrishnan K., Singh B. New multiplexed all solid state pulser for high power wide aperture kinetically enhanced copper vapor laser. *Review of Scientific Instruments*, 2013, vol. 84, no. 11, art. no. 113102. doi: <https://doi.org/10.1063/1.4829075>.

7. Bozhko I.V., Zozulov V.I., Kobylchak V.V. SOS-generator for the electric discharge technology used pulse barrier discharge. *Technical Electrodynamics*, 2016, no. 2, pp. 63-67. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.02.063>.

8. Pokryvailo A., Yankelevich Y., Wolf M. A High-Power Pulsed Corona Source for Pollution Control Applications. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2004, vol. 32, no. 5, pp. 2045-2054. doi: <https://doi.org/10.1109/tps.2004.835952>.

9. Guo X., Zheng D., Blaabjerg F. Power Electronic Pulse Generators for Water Treatment Application: A Review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 35, no. 10, pp. 10285-10305. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2976145>.

10. Akiyama H., Akiyama M. Pulsed Discharge Plasmas in Contact with Water and their Applications. *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2021, vol. 16, no. 1, pp. 6-14. doi: <https://doi.org/10.1002/tee.23282>.

11. Balcerak M., Hořub M., Pařka R. High voltage pulse generation using magnetic pulse compression. *Archives of Electrical Engineering*, 2013, vol. 62, no. 3, pp. 463-472. doi: <https://doi.org/10.2478/ae-2013-0037>.

12. Choi J. Introduction of the magnetic pulse compressor (MPC) – fundamental review and practical application. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 2010, vol. 5, no. 3, pp. 484-492. doi: <https://doi.org/10.5370/JEET.2010.5.3.484>.

How to cite this article:

Khrysto O.I. Current-voltage characteristics of single-stage semiconductor magnetic pulse generators with a distinctive structure of the conversion link in the input circuit. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 41-47. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.07>

13. Nejadmalayeri A.H., Bali Lashak A., Bahrami H., Soltani I. A high voltage isolated pulse generator using magnetic pulse compression and resonant charging techniques for dielectric barrier discharge applications. *Journal of Electrical and Computer Engineering Innovations*, 2021, vol. 9, no. 2, pp. 239-248. doi: <https://doi.org/10.22061/jeccei.2021.7519.400>.

14. Volkov I.V., Zozulov V.I., Golubev V.V., Paschenko V.V., Storozhuk A.I. Optimization of structural units of magnetic - semiconductor pulse generators. *Proceedings of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine*, 2019, no. 53, pp. 65-74. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.53.065>.

15. Khrysto O.I. Electrical and energy characteristics of the serial-parallel converter unit of a high-voltage semiconductor - magnetic pulse generator. *The Bulletin of National Technical University «KhPI». Series: Techniques and Electrophysics of High Voltage*, 2015, no. 51, pp. 99-106. (Ukr).

Надійшла (Received) 11.03.2023

Прийнята (Accepted) 04.05.2023

Опублікована (Published) 02.11.2023

Христо Олександр Іванович¹, к.т.н., с.н.с.,

¹Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України, 54018, Миколаїв, пр. Богоявленський, 43-А, e-mail: alexander.khrysto@gmail.com

O.I. Khrysto¹, PhD, Senior Researcher,

¹Institute of Pulse Processes and Technologies of NAS of Ukraine, 43-A, Bogoyavlenskij Avenue, Mykolajiv, 54018, Ukraine.

Current-voltage characteristics of single-stage semiconductor magnetic pulse generators with a distinctive structure of the conversion link in the input circuit.

Introduction. The main feature of the semiconductor magnetic pulse generators (SMPGs) is a slow accumulation of energy in the primary capacitor and its rapid introduction into the load by using a series of sequentially connected magnetic compression stages. Initially, these devices were mainly used for pumping gas lasers, but over the last decade SMPGs have been increasingly used in electric discharge technologies for water purification and air ionization to remove toxic impurities. At the same time, along with the practice of using these devices, development has also been achieved in the principles of their design and methods of mathematical modeling.

Problem. The main drawback of the existing theory of SMPG's stationary oscillations mode is an adoption of the saturable reactor (SR) model in approximation of the static magnetization curve of its core, as well as unidirectional nature of the energy transfer from the generator to the load. In most publication the exchange processes between the power source and SR are still not covered. **Goal.** Study of electrical and energy characteristics of low-voltage single-stage SMPG devices with series and parallel conversion stages in the charging circuit. **Methodology.** To achieve the set goal, this work uses comprehensive approach relayed on technical tools of setting up the experiment, numerical methods for processing measurement results, as well as an analytical method for describing electromagnetic processes in single-stage SMPG circuits. **Results.** The closed current-voltage characteristics of the SR are obtained, according to which the numerical calculations of the integral magnetic and energy characteristics of the proposed models are carried out. The features of the longitudinal capacitance charging process in a SMPG's circuit with a parallel conversion stage, which occurs simultaneously in two adjacent circuits, are explained. Analytical expressions to describe the dynamics of magnetic flux density in the SR's core as a time-dependent function are derived. Based on the obtained hysteresis curve of the core, the exchange processes of energy transfer between the power source and the SR are explained. **Practical value.** The results of the research can be applied in the development of low-voltage SMPG circuits with improved energy-dynamic parameters. Reference 15, figures 8.

Key words: semiconductor magnetic pulse generator, commutating choke, conversion link, electrical and energy characteristics, displacement current, energy losses dynamics.

Активний випрямляч з фіксованою частотою модуляції та векторною системою управління в режимі двонаправленого потоку енергії

В статті розглянуто роботу активного випрямляча-джерела напруги, що працює з фіксованою частотою модуляції в режимі двонаправленого потоку енергії, запропоновано нову структуру векторної системи управління, та отримано характеристики роботи схеми в широкому діапазоні зміни величини та знаку вихідної потужності. Розглянуті фізичні передумови функціонування силової схеми АВДН, запропонованої авторами векторної системи управління та принципи формування діючих усереднених неї сигналів в складі частотного перетворювача середньої потужності. Показано переваги нової системи управління над існуючими та отримано залежності, що демонструють коректність застосування запропонованих у статті технічних рішень. Результати математичного моделювання показали, що АВДН, який працює з фіксованою частотою модуляції та запропонованою системою управління, дозволяє підтримувати задане значення вихідної напруги та близький до синусоїди струм мережі живлення при нульовому споживанні реактивної потужності в усталеному режимі в широкому діапазоні зміни параметрів схеми та величини і знаку потужності навантаження. Бібл. 17, табл. 1, рис. 9.

Ключові слова: активний випрямляч, фіксована частота модуляції, векторна система управління, двонаправлений потік енергії, векторна діаграма, перетворення координат, широко-імпульсна модуляція.

Вступ. Частотний перетворювач є невід'ємною частиною промислових установок, що використовують у своєму складі асинхронний двигун (АД). Змінюючи діюче значення і частоту трифазної змінної напруги, що підводиться до статорних обмоток, він дозволяє реалізувати різні стратегії управління швидкістю і моментом на валу даного типу електричної машини. У діапазоні малих і середніх потужностей при живленні від промислової мережі 380-400 V найбільше поширення отримала структура перетворювача на базі автономного інвертора напруги (АІН). Вона містить дві основні складові: перетворювач трифазної змінної напруги в постійну – випрямляч і інвертор, що живиться від його вихідної напруги, виконаний, найчастіше, за трифазною мостовою схемою на ключах знакозмінного струму.

Використання різних алгоритмів модуляції дозволяє такому інвертору формувати на навантаженні напругу з необхідними параметрами і регулювати їх у широких межах. Серед можливих варіантів виділяють широтно-імпульсну, частотно-імпульсну, часо-імпульсну і векторно-імпульсну модуляції [1-3], кожна з яких має свої переваги і недоліки.

Для АІН, що працюють у діапазоні малих і середніх потужностей, переважно поширення отримала широтно-імпульсна модуляція (ШІМ, PWM). Маючи відносну простоту реалізації, вона забезпечує фіксовану частоту перемикання вентилів у схемі, що істотно спрощує їх тепловий розрахунок, а також полегшує розрахунок фільтрів на виході схеми [4, 5].

Випрямлячем в розглянутій структурі може виступати трифазна мостова діодна схема. Проста і надійна, тут вона має ряд істотних недоліків: спотворює форму струму мережі живлення; не формує достатній рівень напруги на вході АІН при його роботі в режимі синусоїдальної ШІМ; не забезпечує повернення енергії з навантаження в мережу живлення [1, 6].

Сучасні вимоги до якості енергії, що споживається з промислової мережі, змушують розглядати інші топології випрямлячів, позбавлених зазначених недоліків. Серед них можна виділити діодний випрямляч з різними схемами модулів корекції коефіцієнта потужності, випрямляч за схемою Вієнна і схему активного випрямляча-джерела напруги (АВДН), вико-

нано, аналогічно АІН, за трифазною мостовою схемою на ключах знакозмінного струму [1, 7, 8].

Варто зазначити, що лише схема АВДН дозволяє одночасно усунути всі недоліки, притаманні діодному випрямлячеві в структурі частотного перетворювача на основі АІН. Її ефективність буде також залежати від алгоритму модуляції, що використовується, та структури системи управління, що його реалізує. Для однакових силових схем АВДН і АІН в єдиному перетворювачі доцільно використовувати однакові алгоритми модуляції та структури систем управління, побудовані на подібних принципах.

У сучасній практиці найбільшу ефективність показали стратегії управління швидкістю і моментом на валу асинхронного двигуна, побудовані на принципах представлення струмів і напруг статора у вигляді узагальнених векторів у різних системах координат. Їх реалізують так звані «векторні» системи управління автономними інверторами [7, 9].

За аналогічним принципом можуть бути побудовані і системи управління АВДН [10-13].

Мета роботи – створення векторної системи управління з покращеними характеристиками для активного випрямляча-джерела напруги, що працює в режимі двонаправленого потоку енергії з фіксованою частотою модуляції.

Силовa схема перетворювача. На рис. 1 зображено узагальнену функціональну схему частотного перетворювача з АВДН у вхідному колі. Вона складається з наступних компонентів: АС – трифазна мережа синусоїдальної змінної напруги u_S ; індуктивність фази L , включаючи додаткові вхідні реактори; активний випрямляч АР, що виконаний за трифазною мостовою схемою на ключах знакозмінного струму; ділянка постійного струму перетворювача DC з ємнісним накопичувачем енергії С, що згладжує пульсації напруги та створює для навантаження режим роботи, близький за характеристиками до джерела напруги; навантаження Load, яким є АІН з ШІМ, що живить асинхронний двигун.

Фізичні процеси у кожній фазі вхідного кола АВДН аналогічні двом іншим зі зсувом на 120 електричних градусів. Розглянемо їх на прикладі еквівалентної схеми, наведеної на рис. 2.

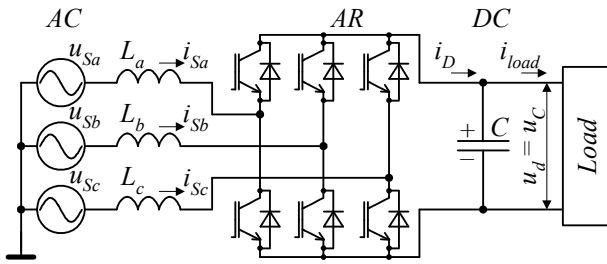


Рис. 1. Функціональна схема перетворювача з АВДН

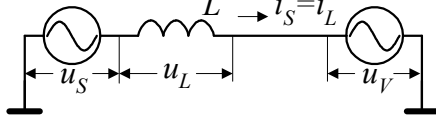


Рис. 2. Еквівалентна схема фази вхідного кола АВДН

Вона містить: джерело синусоїдальної змінної напруги фази з миттєвим значенням u_S ; миттєву фазну напругу на вході АВДН u_V , що формується, при роботі напівпровідникового комутатора схеми в режимі ШІМ, періодичним підключенням до фази мережі живлення напруги на конденсаторі ланки постійного струму $u_C = u_d$ з різною полярністю. У результаті на періоді модуляції змінюється знак падіння напруги u_L на вхідній індуктивності фази L і динаміка струму i_L , що протікає через неї. Це дозволяє формувати необхідну форму та фазу струму джерела живлення.

Згідно із законом Кірхгофа в будь-який момент часу миттєві напруги контуру (рис. 2) будуть пов'язані між собою виразом

$$u_S = u_L + u_V. \quad (1)$$

Узагальнена векторна діаграма для вхідного кола фази АВДН при підтримці одиничного коефіцієнта потужності показана на рис. 3,а для режиму споживання енергії, і рис. 3,б – для режиму рекуперації енергії з навантаження в мережу живлення.

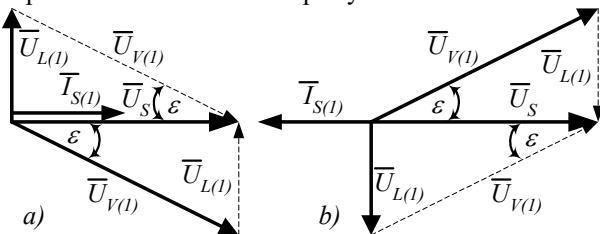


Рис. 3. Узагальнена векторна діаграма вхідного кола АВДН при одиничному коефіцієнті потужності для: а – споживання енергії навантаженням; б – рекуперації енергії з навантаження в мережу живлення.

Наявність індуктивності L надає вхідному колу АВДН властивості джерела струму, що дозволяє схемі працювати в режимі підвищувального ШІМ і підтримувати напругу на конденсаторі $u_C = u_d$ ланки постійного струму вище напруги мережі.

Керуючи амплітудою та фазовим кутом зсуву ε напруги u_V , можна керувати амплітудою та фазою струму джерела i_S за допомогою зміни падіння напруги на вхідній індуктивності u_L . При цьому середнє значення та знак струму на виході АВДН будуть пропорційні активній потужності на вході схеми. Реактивною потужністю можна керувати незалежно, зсувом струму основної гармоніки i_S щодо напруги u_S .

Система управління. Якщо говорити про стратегію побудови системи управління АВДН, то часто вихо-

дять із дуальної ідентичності її силових кіл зі схемою АПН у складі загального частотного перетворювача. Справді, силові схеми обох перетворювачів є абсолютно однаковими. Обидві мають загальну ланку постійного струму, що має властивості джерела напруги і власні кола трифазної змінної напруги, які, за рахунок послідовного включення в їх фази індуктивностей, мають властивості джерел струму. Обидві забезпечують двонаправлений потік енергії, тому що працюють як знижувальний ШІП при її передачі з ланки постійного струму в ланку змінного і як підвищувальний, при передачі з ланки змінного струму в ланку постійного. Отже можна використовувати концепції побудови систем управління АПН для регулювання асинхронного електродвигуна під час створення систем управління АВДН.

Основними концепціями управління асинхронним двигуном є пряме управління моментом (*Direct Torque Control – DTC*) і векторне управління з орієнтацією по полю (*Field Oriented Control – FOC*) [10, 11, 14]. Їм ставлять у відповідність стратегію прямого управління потужністю (*Direct Power Control – DPC*) і управління, орієнтоване на напругу (*Voltage Oriented Control – VOC*), що використовуються в АВДН [10, 11, 14, 15]. Кожна з них має багато варіантів виконання, які володіють власними перевагами і недоліками.

Зазначимо, що з фіксованою частотою модуляції працюють лише векторні системи управління АВДН, побудовані на базі *VOC* концепції. Вони засновані на принципі представлення узагальнених векторів струму і напруги мережі в обертових (наприклад $d-q$) координатах, в яких регульовані величини є постійними сигналами, що дозволяє усунути статичні помилки управління. При цьому використовується структура роздільного управління «активною» i_d і «реактивною» i_q складовими струму мережі з використанням власних, зазвичай пропорційно-інтегральних (ПІ) регуляторів для кожного з каналів. Регулюючи d -складову струму можна керувати потоком енергії між джерелом і навантаженням, а також підтримувати необхідний рівень напруги на конденсаторі ланки постійного струму. На регулятор q -складової покладається лише функція підтримки нульового, або іншого заданого кута зсуву між струмом і напругою мережі живлення. Це повністю відповідає описаному вище принципу роботи силових кіл АВДН.

Векторні системи управління АВДН, що використовують структури роздільного управління, широко представлені в [9-14]. Їх істотним недоліком є необхідність прямого і зворотного перетворення координат узагальнених векторів струму і напруги з обчисленням тригонометричної функції їхнього кута повороту. Це ускладнює фізичну реалізацію таких систем і висуває підвищені вимоги до її елементної бази.

Можна спростити векторну систему управління АВДН, що працює з фіксованою частотою модуляції, якщо використати описаний вище принцип роботи перетворювача.

Для формування необхідної форми та фазового зсуву струму мережі $i_S = i_L$ необхідно керувати падінням напруги на вхідній індуктивності схеми u_L за допомогою регулювання величини та фазового зсуву вхідної напруги u_V . Її перша гармоніка, у свою чергу,

повторює напругу управління на вході генератора *PWM* з деяким заданим коефіцієнтом передачі.

Представивши (1) у відносних одиницях, можна отримати вираз для визначення напруги управління *PWM* генератора, що формує задану форму струму мережі у вигляді

$$u_V^* = u_S^* - u_L^* = u_S^* - L \frac{di_L^*}{dt}, \quad (2)$$

де u_S^* , u_V^* , u_L^* і i_L^* – відносні напруги та струм фази вхідного кола АВДН згідно з рис. 2, для яких, як базові величини, прийняті амплітуди номінальної фазної напруги та струму джерела живлення відповідно.

Таким чином, при незмінній нарузі джерела живлення, задача системи управління зводиться до формування сигналу завдання струму фази вхідного кола АВДН з необхідними параметрами. Вирішити її можна, використовуючи описаний вище принцип роздільного регулювання.

На рис. 4 показана структурна схема запропонованої авторами векторної системи управління АВДН, що працює з фіксованою частотою модуляції.

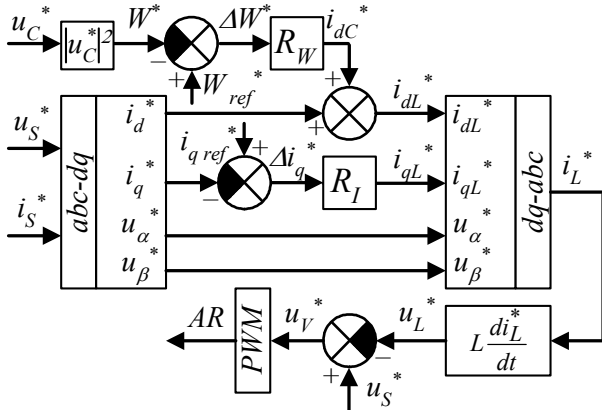


Рис. 4. Структурна схема системи управління АВДН

Миттєві значення трьох фазних струмів i_S^* і напруг u_S^* мережі живлення, приведені до відносних одиниць, подаються на блок перетворення координат *abc-dq*. У ньому з використанням матриці Кларка відбувається перетворення струмів і напруг з координат *abc* в координати *α-β* за виразами

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sa}^* \\ i_{Sb}^* \\ i_{Sc}^* \end{bmatrix}; \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha^* \\ u_\beta^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Sa}^* \\ u_{Sb}^* \\ u_{Sc}^* \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Потім відносні миттєві струми мережі перетворюються з координат *α-β* у координати *d-q*. Якщо для цього використовувати безпосередньо матрицю Парка [16], виникне необхідність вираховувати тригонометричні функції кута повороту узагальненого вектора напруги джерела живлення. Це підвищує вимоги до апаратної частини системи управління. Тому доцільно отримувати проекції узагальненого вектора струму мережі на осі *d-q* через координати узагальненого вектора напруги мережі в системі *α-β* за виразом [16]

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{u_\alpha^{*2} + u_\beta^{*2}}} \begin{bmatrix} u_\alpha^* & u_\beta^* \\ -u_\beta^* & u_\alpha^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix}. \quad (5)$$

У режимі повної компенсації реактивної потужності величина *q*-проекції узагальненого вектора струму мережі повинна прагнути до нуля. Ця умова справедлива як для режиму споживання енергії навантаженням, так і для режиму рекуперації енергії з навантаження в мережу живлення. Тому відносне миттєве значення *q*-складової струму мережі i_q^* порівнюється із завданням $i_{q\text{ref}}^* = 0$. Сигнал неузгодженості Δi_q^* подається на вхід ПІ-регулятора струму R_I , який формує *q*-складову сигналу завдання струму дроселя вхідного кола АВДН i_{qL}^* .

Потік енергії, що споживається або генерується навантаженням, залежить від режимів роботи самого навантаження і в структурі, що розглядається (рис. 1), контролюється системою управління АН. Тому немає необхідності вводити який-небудь додатковий регулятор *d*-складової струму мережі АВДН i_d^* в наведену на рис. 4 структуру системи управління. Цим запропонована структура відрізняється від більшості структур, побудованих на основі концепції *VOC* [9-15].

Регулятор необхідний для підтримки постійної величини напруги на конденсаторі ланки постійного струму на рівні вище амплітуди лінійної напруги джерела. Йому потрібно формувати складову i_{dC}^* , яка доповнює i_d^* в залежності від значення і напрямку енергії, що передається у перетворювачі. При цьому і сам конденсатор є накопичувачем енергії, величину якої можна визначити як

$$E_C = C \cdot u_C^2 / 2, \quad (6)$$

де C – ємність конденсатора; u_C – напруга на конденсаторі у колі постійного струму схеми (рис. 1).

Миттєва потужність у ньому, що визначається суперпозицією миттєвих активних потужностей у джерелі та навантаженні, може бути отримана як похідна від (6) за часом

$$\frac{dE_C}{dt} = \frac{C}{2} \frac{du_C^2}{dt} = P_S - P_{load}. \quad (7)$$

Вираз (7) є нелінійним відносно u_C , що ускладнює роботу регулятора. Її можна полегшити лінеаризацією зворотного зв'язку, ввівши для цього в (7) нову змінну $W = u_C^2$. Тоді отримаємо лінійну, відносно W , залежність

$$\frac{C}{2} \frac{dW}{dt} = P_S - P_{load}. \quad (8)$$

Тепер можна використовувати лінійний регулятор, вибираючи величину енергії в якості змінної для регулювання напруги ланки постійного струму. У ньому, згідно з рис. 4, миттєва напруга ланки постійного струму u_C , приведена до відносних одиниць номінальним амплітудним значенням лінійної напруги джерела, зводиться в квадрат і порівнюється зі зведеною в квадрат відносною заданою напругою конденсатора. Сигнал неузгодженості ΔW^* подається на вхід ПІ-регулятора R_W , який формує сигнал i_{dC}^* , що доповнює поточну величину *d*-складової струму мережі АВДН i_d^* до необхідного рівня i_{dL}^* .

Отримані значення i_{dL}^* і i_{qL}^* разом з розрахованими раніше u_{α}^* і u_{β}^* надходять у перетворювач координат $dq-abc$. У ньому відбувається зворотнє перетворення $d-q$ складових струму в координати $\alpha-\beta$ за виразом

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha L}^* \\ i_{\beta L}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{u_{\alpha}^{*2} + u_{\beta}^{*2}}} \begin{bmatrix} u_{\alpha}^* & -u_{\beta}^* \\ u_{\beta}^* & u_{\alpha}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dL}^* \\ i_{qL}^* \end{bmatrix}, \quad (9)$$

а потім з координат $\alpha-\beta$ в координати abc за виразом

$$\begin{bmatrix} i_{aL}^* \\ i_{bL}^* \\ i_{cL}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha L}^* \\ i_{\beta L}^* \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Миттєве відносне падіння напруги на вхідному дроселі схеми u_L^* отримують як похідну від струму i_L^* , помножену на поточне значення індуктивності фази джерела. Далі, згідно (2), віднімаємо u_L^* з u_S^* і отримуємо таким чином відносна вхідна напруга u_V^* надходить на вхід PWM генератора як напруга управління.

Таким чином, запропонована авторами система управління має, порівняно з відомими, наступні переваги: знижує число регуляторів у системі до двох; не вимагає обчислення $d-q$ складових напруги; не вимагає обчислення тригонометричних функцій у процесі перетворення координат.

Математичне моделювання. На рис. 5 наведено віртуальну модель перетворювача на базі АВДН, що відповідає структурі на рис. 1. Вона виконана в програмному середовищі MATLAB/Simulink.

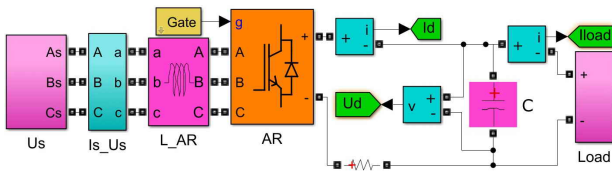


Рис. 5. MATLAB модель силових кіл АВДН

Модель має такі ж параметри, що були прийняті авторами в попередніх дослідженнях [4], а саме: джерело трифазної змінної напруги з потужністю короткого замикання 150 MVA і лінійною напругою на вході перетворювача 400 V; величина вхідної індуктивності фази прийнята рівною 400 μH ; ємність ланки постійного струму 28 mF; АВДН працює в режимі синусоїдальної ШІМ з фіксованою частотою модуляції 4 kHz та векторною системою управління, виконаною за структурою (рис. 4). Для перевірки можливості роботи схеми з двонаправленим потоком енергії, в якості навантаження прийнята ланка з послідовним з'єднанням резистора, що обмежує максимальний струм, та джерела регульованої ЕРС. Система автоматичного управління навантаженням дозволяє підтримувати на ньому рівень споживаної потужності в діапазоні ± 315 kW, тобто до номінальної в обох напрямках.

На рис. 6 представлено MATLAB модель векторної системи управління АВДН, що виконана відповідно до структури (рис. 4) та повністю відповідає запропонованому алгоритму роботи.

Перевірка роботи моделі (рис. 5) з векторною системою управління (рис. 6) показала здатність пере-

творювача підтримувати задану напругу на виході і формувати близький до синусоїди струм джерела, що має нульовий або 180 градусний кут зсуву щодо фазної напруги у всьому діапазоні зміни потужності схеми, яку споживає чи генерує навантаження.

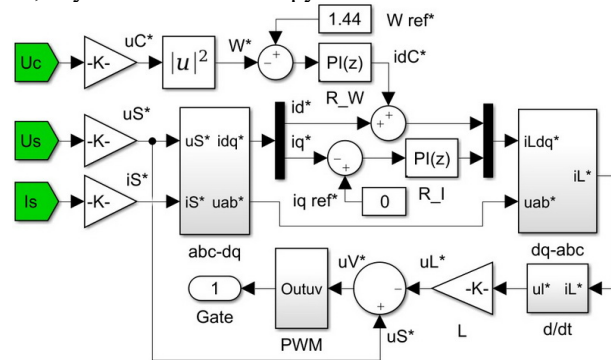


Рис. 6. MATLAB модель системи управління АВДН

На рис. 7, *a-d* наведено машинограми, що ілюструють роботу схеми та її системи управління протягом єдиного інтервалу часу у 5 с при зміні потужності навантаження в обох напрямках.

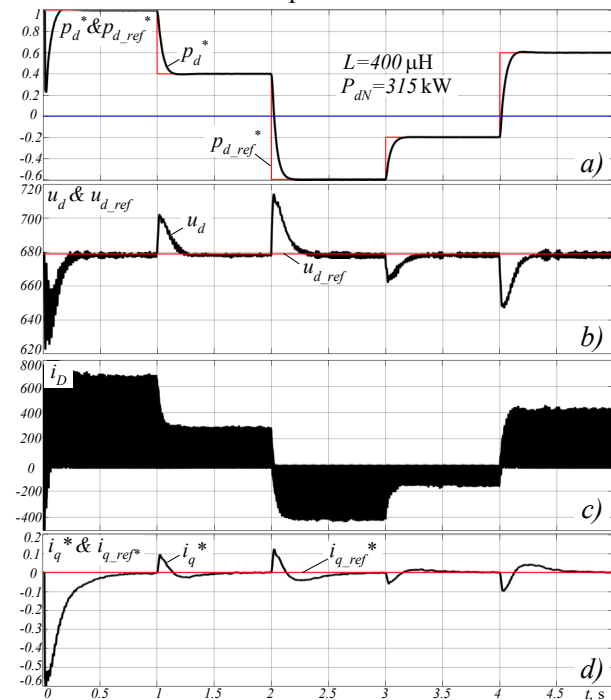


Рис. 7. Машинограми роботи схеми АВДН

На рис. 7, *a* показано поточне значення відносної миттєвої потужності навантаження і сигнал завдання, що змінюється східчасто з різною полярністю. Видно, що регулятор потужності коректно відпрацьовує завдання.

На рис. 7, *b* показаний сигнал завдання та поточне миттєве значення напруги ланки постійного струму. Видно, що в режимі, що встановився, регулятор напруги підтримує його рівень точно у відповідності з завданням, а відхилення рівня миттєвої напруги в перехідних режимах не перевищує 8 % від заданого значення. Завдання по напрузі на конденсаторі вибрано на рівні, що перевищує номінальну амплітуду лінійної напруги джерела живлення на 20 %, що при заданій лінійній напрузі живлення 400 V становить 678.8 V.

На рис. 7,с показано миттєве значення струму на виході АВДН. Видно, що воно модульовано високою частотою і змінює свою полярність при зміні знака потужності навантаження.

На рис. 7,д показано відносне миттєве значення q -складової струму мережі АВДН i_q^* . Видно, що в режимі роботи, що встановився, її величина прагне до нуля, тобто рівня, заданого регулятором, що свідчить про відсутність споживання або генерації реактивної потужності в навантаженні.

На рис. 8,а,б показані миттєві значення струму та напруги фази А в режимі споживання (рис. 8,а) та рекуперації (рис. 8,б) потужності навантаження на рівні ± 180 kW.

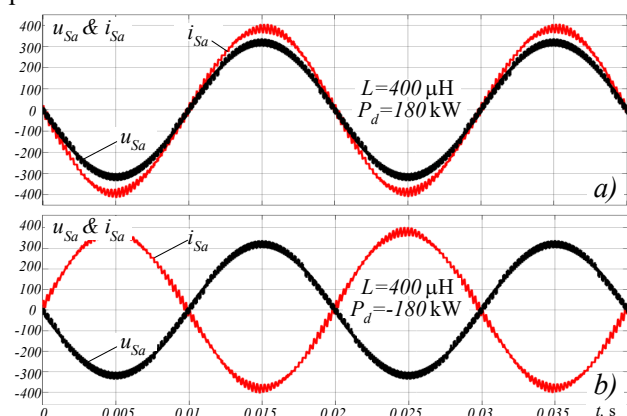


Рис. 8. Машинограми струму та напруги фази А АВДН

Видно, що фазний струм має синусоїдальну форму і знаходиться у фазі або в протифазі з напругою джерела в режимі роботи, що встановився.

Машинограми, наведені на рис. 7, 8, свідчать про коректну роботу АВДН з фіксованою частотою модуляції і запропонованою системою управління у всіх допустимих режимах роботи.

За допомогою моделі (рис. 5) отримані залежності сумарного коефіцієнта гармонійних спотворень струму (THD_I) та напруги (THD_U) фази на вході перетворювача від відносного значення потужності схеми, яку споживає чи генерує навантаження. Дослідження проведені для двох значень індуктивності вхідного реактора АВДН. Отримані результати наведено у табл. 1.

Таблиця 1

Експериментальні дані дослідження

P_d^*	$THD_I, \%$		$THD_U, \%$	
	$L=200 \mu\text{H}$	$L=400 \mu\text{H}$	$L=200 \mu\text{H}$	$L=400 \mu\text{H}$
1	4.2	2.46	10.24	5.46
0.8	5.3	3.1	10.25	5.47
0.6	7.1	4.1	10.25	5.48
0.4	10.1	5.7	10.23	5.49
0.2	20.5	11.2	10.22	5.5
0	–	–	10.2	5.48
-0.2	21.8	12.2	10.16	5.46
-0.4	11.0	5.9	10.14	5.44
-0.6	7.2	3.9	10.12	5.42
-0.8	5.7	3.1	10.11	5.39
-1	4.5	2.5	10.07	5.35

За табл. 1 побудовані графічні залежності THD_I і THD_U у точці підключення перетворювача від відносного значення потужності схеми, яку споживає чи

генерує навантаження, які показані на рис. 9. Також на рис. 9 пунктирною лінією показані допустимі нормами [17] значення THD_I та THD_U , що становлять 5 % та 8 % відповідно.

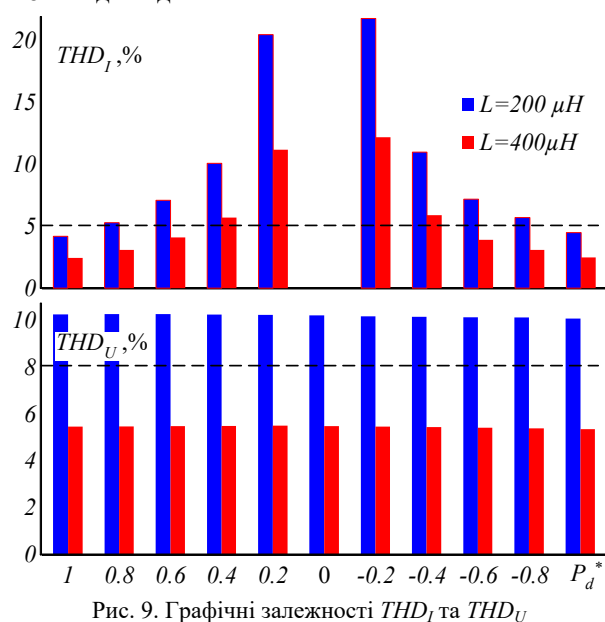


Рис. 9. Графічні залежності THD_I та THD_U

З отриманих графічних залежностей (рис. 9) можна зробити висновок, що при вхідній індуктивності L , прийнятій на рівні $400 \mu\text{H}$, значення THD_I та THD_U відповідають встановленим нормативам в усьому діапазоні зміни потужності схеми, яку споживає чи генерує навантаження. При зменшенні величини вхідної індуктивності для отримання необхідних показників THD_I та THD_U необхідно встановлювати додатковий вхідний фільтр.

Висновки.

1. В статті запропоновано нову векторну систему управління активним випрямлячем-джерелом напруги, що працює в режимі двонаправленого потоку енергії з фіксованою частотою модуляції. Вона забезпечує стійку та коректну роботу перетворювача та має істотні переваги в порівнянні з відомими векторними системами управління, а саме: знижує число регуляторів у системі до двох; не вимагає обчислення d - q складових напруги; не вимагає обчислення тригонометричних функцій при перетворенні координат.

2. У статті докладно розглянуті фізичні передумови функціонування силової схеми та запропонованої авторами векторної системи управління АВДН з фіксованою частотою модуляції, принципи формування діючих усередині неї сигналів.

3. Математичне моделювання перетворювача з запропонованою векторною системою управління в програмному середовищі MATLAB/Simulink показало, що схема АВДН дозволяє підтримувати близький до синусоїди струм мережі живлення та задане значення вихідної напруги при нульовому споживанні реактивної потужності в усталеному режимі для широкого діапазону зміни величини та знаку потужності навантаження. Отримані машинограми дозволяють перекоонатися в коректності роботи силової схеми та системи управління, що забезпечує мінімальні відхилення від заданих параметрів під час перехідних процесів.

Конфлікт інтересів. Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

1. Kolar J.W., Friedli T. The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems – Part I. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 1, pp. 176-198. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2197867>.
2. Nandhini E., Sivaprakasam A. A Review of Various Control Strategies Based on Space Vector Pulse Width Modulation for the Voltage Source Inverter. *IETE Journal of Research*, 2022, vol. 68, no. 5, pp. 3187-3201. doi: <https://doi.org/10.1080/03772063.2020.1754935>.
3. Jalnekar R.M., Jog K.S. Pulse-Width-Modulation Techniques: A Review. *IETE Journal of Research*, 2000, vol. 46, no. 3, pp. 175-183. doi: <https://doi.org/10.1080/03772063.2000.11416153>.
4. Krylov D.S., Kholod O.I. Determination of the input filter parameters of the active rectifier with a fixed modulation frequency. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 4, pp. 21-26. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.03>.
5. Kim H., Sul S.-K. A novel filter design for output LC filters of PWM inverters (2011) *Journal of Power Electronics*, 11 (1), pp. 74-81. doi: 10.6113/JPE.2011.11.1.074.
6. Yazdavar A.H., Azzouz M.A., El-Saadany E.F. Harmonic Analysis of Three-Phase Diode Bridge Rectifiers Under Unbalanced and Distorted Supply. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2020, vol. 35, no. 2, pp. 904-918. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2019.2930557>.
7. Premkumar K., Kandasamy P., Vishnu Priya M., Thamizhselvan T., Ron Carter S.B. Three-phase rectifier control techniques: A comprehensive literature survey. *International Journal of Scientific and Technology Research*, 2020, vol. 9, no. 1, pp. 3183-3188.
8. Dwivedi A., Tiwari A.N. Analysis of three-phase PWM rectifiers using hysteresis current control techniques: a survey. *International Journal of Power Electronics*, 2017, vol. 8, no. 4, pp. 349-377. doi: <https://doi.org/10.1504/IJPELEC.2017.085201>.
9. Krylov D., Kholod O., Radohuz S. Active rectifier with different control system types. *2020 IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, 2020, pp. 273-278. doi: <https://doi.org/10.1109/IEPS51250.2020.9263226>.
10. Sociro T.B., Friedli T., Kolar J.W. Design and Implementation of a Three-Phase Buck-Type Third Harmonic Current Injection PFC Rectifier SR. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 4, pp. 1608-1621. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2209680>.
11. Wang Y. *Analysis of three-phase rectifier via three different control methods and switch power loss comparison*. Mankato, Minnesota State University, 2021. 93 p.
12. Krylov D.S., Kholod O.I. The efficiency of the active controlled rectifier operation in the mains voltage distortion mode. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 2, pp. 30-35. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.05>.
13. Zhang C., Yu S., Ge X. A Stationary-Frame Current Vector Control Strategy for Single-Phase PWM Rectifier. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, vol. 68, no. 3, pp. 2640-2651. doi: <https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2895290>.
14. Liu C., Luo Y. Overview of advanced control strategies for electric machines. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 2017, vol. 3, no. 2, pp. 53-61. doi: <https://doi.org/10.23919/CJEE.2017.8048412>.
15. Kumar R., Gupta R.A., Bhangale S.V. Vector control techniques for induction motor drive: a review. *International Journal of Automation and Control*, 2009, vol. 3, no. 4, pp. 284-306. doi: <https://doi.org/10.1504/IJAAC.2009.026778>.
16. Zhemerov G.G., Tugay D.V. *Coordinates transformation of general vectors of voltages and currents for a three-phase power supply system*. Kharkiv, O.M. Beketov NUUE Publ., 2020. 200 p.
17. *IEEE Std 519-2014. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*, 2014, pp. 1-29. doi: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2014.6826459>.

Надійшла (Received) 05.03.2023

Прийнята (Accepted) 08.05.2023

Опублікована (Published) 02.11.2023

Крылов Денис Сергійович¹, к.т.н., доц.,
Холод Ольга Ігорівна¹, к.т.н., старший викладач,

¹Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»,
61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,
e-mail: Denis.Krylov@khpi.edu.ua (Corresponding Author);
Olha.Kholod@khpi.edu.ua

D.S. Krylov¹, O.I. Kholod¹

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

Active rectifier with a fixed modulation frequency and a vector control system in the mode of bidirectional energy flow.

Goal. Creation of a vector control system with improved characteristics for an active rectifier-voltage source operating in the bidirectional energy flow mode with a fixed modulation frequency.

Methodology. The physical prerequisites for the active rectifier - voltage source operation in the system of a medium-power frequency electric drive are considered. A vector control system with a fixed modulation frequency is constructed, the principles of forming the signals acting in it and the influence on its operation of the converter power circuit parameters and the power consumed by it are considered. Mathematical modeling of the converter with the developed control system in MATLAB/Simulink made it possible to verify the correctness of the operation of the power circuit and the control system. **Results.** A new structure of a vector control system operating with a fixed modulation frequency is proposed, and the performance characteristics of the circuit in a wide range of changes in the magnitude and sign of the output power are obtained. The advantages of the new control system over the existing ones are shown. **Originality.** The physical prerequisites for the functioning of the power scheme and the vector control system of the ARVS proposed by the authors with a fixed frequency of modulation, the principles of forming the signals operating within it are considered in detail. **Practical significance.** New structure of the vector control system operating with a fixed modulation frequency is proposed and the advantages of the new control system over the existing ones are shown. References 17, tables 1, figures 9.

Key words: active rectifier, fixed modulation frequency, vector control system, bidirectional energy flow, vector diagram, coordinate transformation, pulse width modulation.

How to cite this article:

Krylov D.S., Kholod O.I. Active rectifier with a fixed modulation frequency and a vector control system in the mode of bidirectional energy flow. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 48-53. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.08>

Integrated through-silicon-via-based inductor design in buck converter for improved efficiency

Introduction. Through-silicon-via (TSV) is one of the most important components of 3D integrated circuits. Similar to two-dimensional circuits, the performance evaluation of 3D circuits depends on both the quality factor and inductance. Therefore, accurate TSV-inductor modeling is required for the design and analysis of 3D integrated circuits. **Aim.** This work proposes the equivalent circuit model of the TSV-inductor to derive the relations that determine both the quality factor and the inductance by Y-parameters. **Methods.** The model developed was simulated using MATLAB software, and it was used to evaluate the effect of redistribution lines width, TSV radius, and the number of turns on inductance and quality factor. Additionally, a comparative study was presented between TSV-based inductors and conventional inductors (i.e., spiral and racetrack inductors). **Results.** These studies show that replacing conventional inductors with TSV-inductors improved the quality factor by 64 % compared to a spiral inductor and 60 % compared to a racetrack inductor. Furthermore, the area of the TSV-inductor was reduced up to 1.2 mm². Using a PSIM simulator, the application of an integrated TSV-inductor in a buck converter was studied, and the simulation gave very good results in 3D integration compared to 2D integration. Moreover, the simulation results demonstrated that using a TSV-inductor in a buck converter could increase its efficiency by up to 15 % and 6 % compared to spiral and racetrack inductors, respectively. References 21, tables 3, figures 8.

Key words: through-silicon-via-based inductor, 3D integration, buck converter, efficiency.

Вступ. Наскрізне з'єднання кремнію (TSV) є одним з найважливіших компонентів тривимірних інтегральних схем. Подібно до двовимірних схем, оцінка продуктивності тривимірних схем залежить як від добротності, так і від індуктивності. Тому для проектування та аналізу тривимірних інтегральних схем необхідне точне моделювання TSV-індуктора. **Мета.** У цій роботі пропонується еквівалентна модель схеми TSV-індуктора для виведення співвідношень, що визначають як добротність, так і індуктивність за Y-параметрами. **Методи.** Розроблена модель була змодельована з використанням програмного забезпечення MATLAB та використана для оцінки впливу ширини ліній перерозподілу, радіусу TSV та кількості витків на індуктивність та добротність. Крім того, було представлено порівняльне дослідження між індукторами на основі TSV та звичайними індукторами (тобто спіральними та індукторами типу бігова доріжка). **Результати.** Ці дослідження показують, що заміна звичайних індукторів на TSV-індуктори покращила добротність на 64 % порівняно зі спіральним індуктором і на 60 % порівняно з індуктором типу бігова доріжка. Крім того, площа TSV-індуктора була зменшена до 1,2 мм². За допомогою симулятора PSIM було вивчено застосування вбудованого дроселя TSV в знижувальному перетворювачі, і моделювання дало дуже хороші результати при 3D-інтеграції порівняно з 2D-інтеграцією. Більш того, результати моделювання показали, що використання TSV-індуктора в понижувальному перетворювачі дозволяє підвищити його ефективність до 15% та 6 % порівняно зі спіральними індукторами та індукторами типу бігова доріжка відповідно. Бібл. 21, табл. 3, рис. 8.

Ключові слова: індуктор на основі кремнію, 3D-інтеграція, знижуючий перетворювач, ефективність.

Introduction. In recent years, technological advancements have enabled several functions to be combined into one chip by increasing passive components while maintaining the same chip area [1-3]. However, the scaling process in 2D technology has the effect of wasting energy for the integrated passive components, resulting in an inefficient system [4]. It is possible to resolve this latter issue using 3D integration due to its superior performance in comparison to 2D [5, 6]. 3D integration is a new technical approach to scientific progress that distinguishes itself from its 2D counterpart by its high efficiency, smaller area, and lower cost [7]. Several technologies including 3D integration exist, with the most important being integrated circuits based on through-silicon-via (TSV). As a solution to the aforementioned problems associated with planar inductors, a TSV-inductor is suggested in a buck converter [8]. The structure of TSV-based inductors is the most compact in design with fewer parasites and is used in a wide variety of applications [9].

To address the problems encountered with 2D inductors, several studies have been conducted in the literature to exploit TSVs. These studies include Zhang et al. (2010) [10], Bontzios et al. (2011) [11], and Feng et al. (2012) [12]. In 2013, Tida et al [13] attempted to employ TSVs in vertical inductors for radio frequency applications.

The main contributions of this article are as follows: we are the first to study the behavior of TSV-inductors at high frequencies. Additionally, we compare the effects of 3D inductors with 2D inductors on the efficiency of the buck micro-converter.

This work is organized as follows: first, a theoretical study of the TSV-inductor is presented, highlighting its equivalent electrical circuit. Second, simulation results are

presented, showing the influence of the geometric parameters of the 3D inductor. Finally, this paper concludes by demonstrating how the efficiency of the buck converter can be improved using the proposed TSV-inductor and comparing it with two other inductors.

Design and modeling TSV-inductor. There is a strong relationship between the performance of the TSV-inductor and its geometric parameters.

Figure 1 shows the typical structure of a TSV-based 3D inductor, which consists of three basic parts: the TSV, which is cylindrical in shape, and the upper and lower redistribution lines (RDLs) that's have rectangular forms.

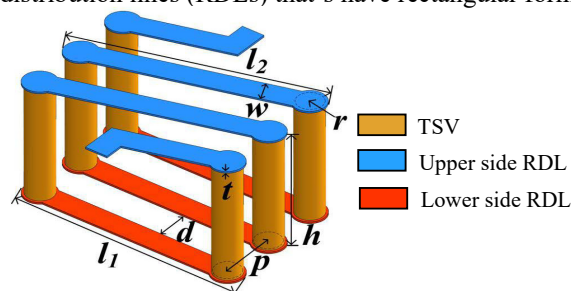


Fig. 1. Typical structure of TSV-inductor

The variables defining the geometry are the height h and radius r of the TSV, the length l , the width w , and the thickness t of each conductor, and the spacing d and the number of turns N . Copper is used as the metal material for these elements, and SiO₂ is used as the insulating material between the substrate and the copper lines.

Table 1 summarizes all geometric parameters that are essential factors in the performance of the TSV-inductor.

Table 1
Geometrical parameters of TSV-inductor

Parameter	Value
TSV height h , μm	80
TSV radius r , μm	12
Number of turns N	3
RDL length l , μm	150
RDL width w , μm	20
RDL thickness t , μm	6
Spacing between RDLs d , μm	15

The structure has two positive features: it greatly reduces the inductor printing space (lowering costs), and the design is greatly simplified. There are many equivalent circuit models for on-chip spiral inductors, but these models are rarely applied to inductors with TSVs.

As shown in Fig. 2, *a*, a π -equivalent circuit model has been developed for the higher frequency ranges [14]. The parameters of this model are: the capacitance between the redistribution lines adjacent C , the inductance series of the redistribution lines L_s , the resistance series of the redistribution lines R_s , the capacitance between the TSV and the substrate C_{ox} , the capacitance of the substrate C_{sub} and the resistance of the substrate R_{sub} , which represent the resistance, inductance, and capacitance characteristics of RDL and TSV [15, 16]. As shown in Fig. 2, *b*, these parameters of the circuit model can be derived from the Y-parameters: elements of admittance series Y_a and the elements of admittance shunt Y_b , and Y_c [17].

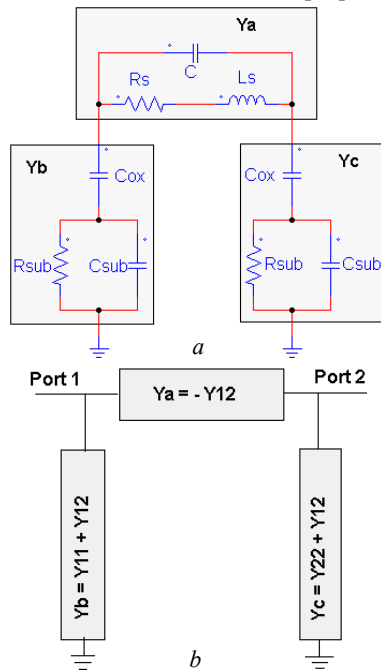


Fig. 2. *a* – equivalent circuit model of TSV-inductor;
b – π -model of two-port network

The definition of TSV-inductors is mainly based on two parameters; quality factor Q and inductance L . These latter are given by the Y parameters through the following equations [18, 19]:

$$L = \frac{\text{Im}(1/Y_{11})}{\omega}, \quad (1)$$

where $\omega = 2\pi f$ and f is the frequency,

$$Q = \frac{\text{Im}(1/Y_{11})}{\text{Re}(1/Y_{11})}. \quad (2)$$

Simulation and results. In this study, we simulated the proposed design using MATLAB software. The simulation results show a parametric study of conductor width w , the radius r of the TSV, and the number of turns N , to verify the extent to which structural parameters affect the electrical response of solenoid inductors. For a detailed examination of the effects of geometric parameters, we chose the frequency range 1–10 GHz as it includes the peak values of the electrical parameters (i.e., inductance and quality factor).

RDL width. As shown in Fig. 3, widening the width of RDL increases the quality factor with decreasing the value of the inductance due to the low resistance. At 6 GHz, the RDL width of 25 μm gives a maximum quality factor 50 and a minimum inductance 8,4 nH. Compared to a RDL width of 15 μm , it shows a 36 % variation in inductance and the Q factor decreases by 18 %.

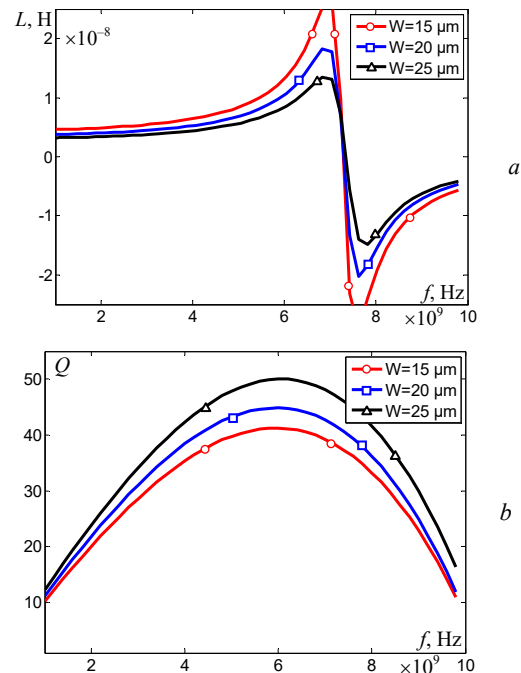


Fig. 3. Inductance (*a*) and quality factor (*b*) of TSV-inductor for different widths of RDL

Radius of TSV. Figure 4 shows the effect of changing the radius of the TSV while holding all other geometric parameters constant.

At 2 GHz, the smallest radius of 10 μm shows an inductance of 4.8 nH with a maximum difference of 31 %. The highest Q factor is observed in the largest diameter of 14 μm , which shows an improvement of 14 % compared to the smallest diameter. Therefore, to achieve a high inductance value with a high-quality factor, an optimum radius should be chosen.

Number of turns. Figure 5 shows the effect of changing N on inductance and quality factor while keeping all geometric parameters constant.

The inductance at 3 GHz is about 3.5 nH when the number of turns is 2 and increases to 5 nH when $N = 4$. With increasing frequency, we notice that there is a significant increase in inductance.

The quality factor peak at 49 when the number of turns is 2 at 7 GHz, for $N = 3$ the peak is 45 at 6.5 GHz, and for $N = 4$, is 42 at 6 GHz, respectively.

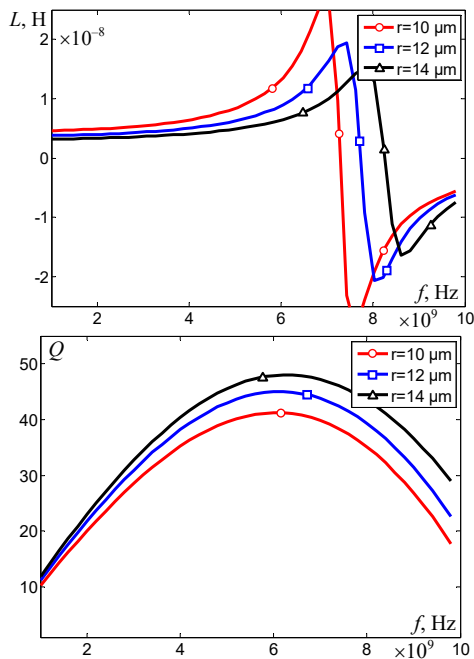


Fig. 4. Effect of changing the radius of TSV on inductance (a) and quality factor (b)

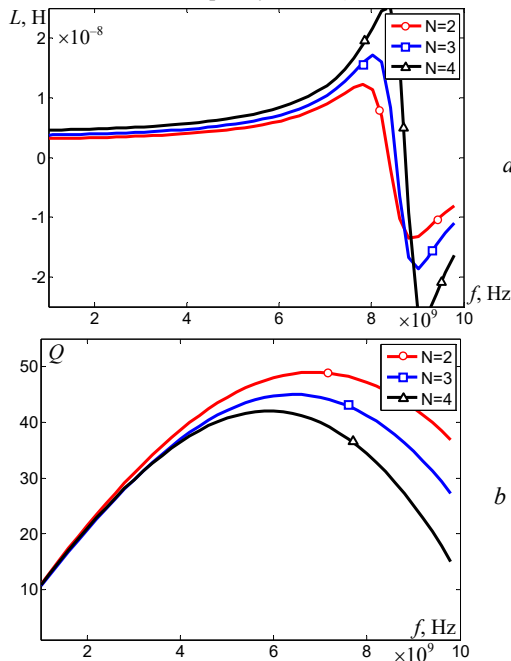


Fig. 5. Inductance (a) and quality factor (b) for TSV-inductor against frequency from 2 to 4 turns

Comparison and application in buck converter.

The results obtained from the proposed TSV-inductor are compared with the 2D inductors in Table 2.

Table 2
Comparison between spiral inductor, racetrack inductor and TSV-inductor

Reference	Type	Size, mm ²	L , nH	Q_{max}
[20]	Spiral inductor	26	13,84	16
[21]	Racetrack inductor	22,7	8,89	18
This work	TSV-inductor	1,2	4,2	45

It is clear that the proposed TSV-inductor in our work presents a higher quality factor compared to other conventional inductors. The low Q of the 2D inductors is caused by the large substrate loss. As shown in Table 2, the achieved quality factor in this work is greater than that

obtained in [20], [21] by 64,4 % and 60 %, respectively. The proposed inductor is considerably smaller than those of the other two types by about 95 %.

In order to compare the performance of the TSV-inductor with the other two types above, we applied each of them to a buck converter design with the same design specifications given in Table 3.

Table 3
Design specifications for the buck converter

V_{in} , V	V_{out} , V	f , MHz	Max load, A
1,5	0,8	500	0,5

Using a model of the TSV-inductor studied in the first part of this work in a buck converter gives the results obtained by the PSIM simulator. Figure 6 shows the output current of the buck converter at the frequency 500 MHz, which is stable at the value of 0,5 A after an initial period of about 2 ms. We also observe the same behavior for the output voltage shown in Fig. 7. It is noticeable that the input voltage decreased from 1.5 V to 0.8 V.

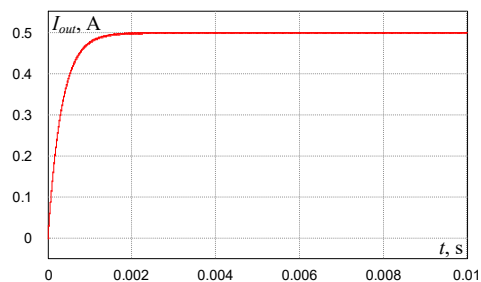


Fig. 6. Current output of a buck converter using a TSV-inductor

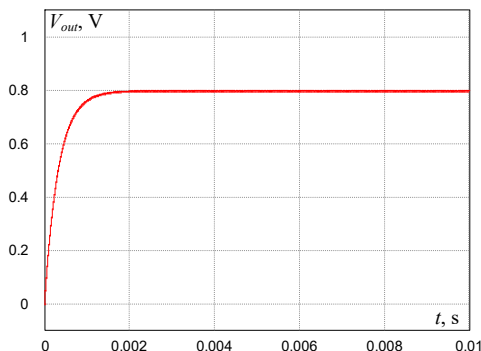


Fig. 7. Voltage output of a buck converter using a TSV-inductor

A study of the effects of load current on the efficiencies of three designs was conducted. Figure 8 shows that all three designs achieve approximately the same efficiency between 0 and 100 mA, but the difference between them increases slightly after 150 mA and reaches 500 mA, which is the maximum load. As expected, the TSV-inductor improves its efficiency by up to 15 % and 6 % compared to the spiral inductor and racetrack inductor, respectively.

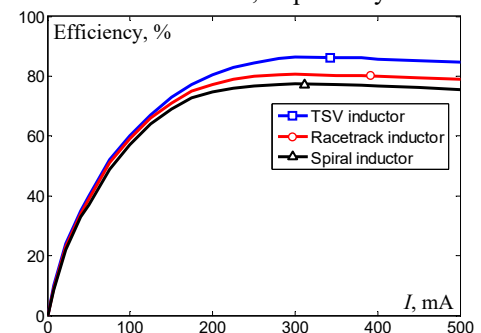


Fig. 8. Variation of buck converter efficiency as a function of load current for three inductors' different

Conclusions. In this article, a simple model of the through-silicon-via (TSV) inductor has been derived from the physical layout. Then, the effect of various geometric parameters such as the width of redistribution lines, the radius of TSV, and the number of turns was analyzed in detail using MATLAB simulations to determine the optimal TSV-indicator geometry parameters. Furthermore, we demonstrated the efficiency of the 3D TSV-inductor structure compared to other conventional 2D inductors in buck converter designs of the integrated circuit. According to simulations, the use of a TSV-inductor in a buck converter improves its efficiency by 15 % and 6 % compared to the spiral inductor and racetrack inductor, respectively. The results show that the TSV-inductor is a very promising approach for the integration of DC-DC converters.

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

REFERENCES

- Namoune A., Taleb R., Mansour N. Design and modeling of solenoid inductor integrated with FeNiCo in high frequency. *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)*, 2020, vol. 18, no. 4, pp. 1746-1753. doi: <https://doi.org/10.12928/telkomnika.v18i4.12139>.
- Namoune A., Taleb R., Derrouazin A., Belboula A., Hamid A. Integrated square shape inductor with magnetic core in a buck converter DC-DC. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2019, vol. 95, no. 9, pp. 57-61. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2019.09.11>.
- Baazouzi K., Bensalah A.D., Drid S., Chrifi-Alaoui L. Passivity voltage based control of the boost power converter used in photovoltaic system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 11-17. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.02>.
- Mimouni A., Laribi S., Sebaa M., Allaoui T., Bengharbi A. A. Fault diagnosis of power converters in a grid connected photovoltaic system using artificial neural networks. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 25-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.04>.
- Hamdi R., Hadri Hamida A., Bennis O. On modeling and real-time simulation of a robust adaptive controller applied to a multicellular power converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 48-52. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.08>.
- Benzidane M.R., Melati R., Benyamina M., Meskine S., Spiteri P., Boukourt A., Adda Benattia T. Miniaturization and Optimization of a DC-DC Boost Converter for Photovoltaic Application by Designing an Integrated Dual-Layer Inductor Model. *Transactions on Electrical and Electronic Materials*, 2022, vol. 23, no. 5, pp. 462-475. doi: <https://doi.org/10.1007/s42341-021-00370-9>.
- Wang F., Ren R., Yin X., Yu N., Yang Y. A transformer with high coupling coefficient and small area based on TSV. *Integration*, 2021, vol. 81, pp. 211-220. doi: <https://doi.org/10.1016/j.vlsi.2021.07.003>.
- Zhi C., Dong G., Zhu Z., Yang Y. A TSV-Based 3-D Electromagnetic Bandgap Structure on an Interposer for Noise Suppression. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 2022, vol. 12, no. 1, pp. 147-154. doi: <https://doi.org/10.1109/TCPMT.2021.3131317>.
- Wu H., Dong G., Xiong W., Zhi C., Li S., Zhu Z., Yang Y. Accurate Magnetic Coupling Coefficient Modeling of 3-D Transformer Based on TSV. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2022, vol. 32, no. 12, pp. 1419-1422. doi: <https://doi.org/10.1109/LMWC.2022.3195193>.
- Zhang B., Xiong Y.-Z., Wang L., Hu S., Shi J., Zhuang Y.-Q., Li L.-W., Yuan X. 3D TSV transformer design for DC-DC/AC-DC converter. *2010 Proceedings 60th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, 2010, pp. 1653-1656. doi: <https://doi.org/10.1109/ECTC.2010.5490761>.
- Bontzios Y.I., Dimopoulos M.G., Hatzopoulos A.A. Prospects of 3D inductors on through silicon vias processes for 3D ICs. *2011 IEEE/IFIP 19th International Conference on VLSI and System-on-Chip*, 2011, pp. 90-93. doi: <https://doi.org/10.1109/VLSISoC.2011.6081657>.
- Feng Z., Lueck M.R., Temple D.S., Steer M.B. High-Performance Solenoidal RF Transformers on High-Resistivity Silicon Substrates for 3D Integrated Circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, vol. 60, no. 7, pp. 2066-2072. doi: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2012.2195026>.
- Tida U.R., Zhuo C., Shi Y. Through-silicon-via inductor: Is it real or just a fantasy? *2014 19th Asia and South Pacific Design Automation Conference (ASP-DAC)*, 2014, pp. 837-842. doi: <https://doi.org/10.1109/ASP-DAC.2014.6742994>.
- Xiong W., Dong G., Zhu Z., Yang Y. Compact and Physics-Based Modeling of 3-D Inductor Based on Through Silicon Via. *IEEE Electron Device Letters*, 2021, vol. 42, no. 10, pp. 1559-1562. doi: <https://doi.org/10.1109/LED.2021.3107320>.
- Namoune A., Taleb R., Benzidane M.R. Design and simulation of integrated spiral inductor a boost converter for photovoltaic application. *Ingenieria Energética*, 2023, vol. 44, no. 1, pp. 1-12.
- Liu Y., Zhu Z., Liu X., Lu Q., Yin X., Yang Y. Physics based scalable inductance model for three-dimensional solenoid inductors. *Microelectronics Journal*, 2020, vol. 103, art. no. 104867. doi: <https://doi.org/10.1016/j.mejo.2020.104867>.
- Chen B., Zhuo C., Shi Y. A physics-aware methodology for equivalent circuit model extraction of TSV-inductors. *Integration*, 2018, vol. 63, pp. 160-166. doi: <https://doi.org/10.1016/j.vlsi.2018.07.002>.
- Namoune A., Taleb R., Mansour N., Belboula A. Design and modeling of integrated octagonal shape inductor with substrate silicon in a buck converter. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics (JEEI)*, 2019, vol. 7, no. 3, pp. 527-534. doi: <https://doi.org/10.52549/jeei.v7i3.942>.
- Pulijala V., Syed A. Comparison of the effects of 60 nm and 96 nm thick patterned permalloy thin films on the performance of on-chip spiral inductors. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2016, vol. 419, pp. 245-248. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2016.06.031>.
- Meere R., Wang N., O'Donnell T., Kulkarni S., Roy S., O'Mathuna S.C. Magnetic-Core and Air-Core Inductors on Silicon: A Performance Comparison up to 100 MHz. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2011, vol. 47, no. 10, pp. 4429-4432. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2158519>.
- Anthony R., Wang N., Casey D.P., O'Mathuna C., Rohan J.F. MEMS based fabrication of high-frequency integrated inductors on Ni-Cu-Zn ferrite substrates. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2016, vol. 406, pp. 89-94. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2015.12.099>.

Received 13.02.2023
Accepted 14.04.2023
Published 02.11.2023

Abdelhadi Namoune¹, Associate Professor,
Rachid Taleb², Professor,
Noureddine Mansour³, Associate Professor,
Mohammed Ridha Benzidane⁴, Doctor of Electrical Engineering
Abdelkader Boukourt⁴, Professor,
¹ Department of Electrotechnical & Automatic Engineering,
Relizane University, Laboratoire Génie Industriel et
Développement Durable (GIDD), Relizane, Algeria,
e-mail: namoune.abdelhadi@gmail.com (Corresponding Author)
² Electrical Engineering Department,
Laboratoire Génie Electrique et Energies Renouvelables (LGEER),
Hassiba Benbouali University of Chlef, Algeria,
e-mail: rac.taleb@gmail.com
³ College of Engineering, University of Bahrain, Bahrain,
e-mail: nmansour@uob.edu.bh
⁴ Electrical Engineering Department,
Abdelhamid Ibn Badis University, Mostaganem, Algeria,
e-mail: ridha.benzidane.etu@univ-mosta.dz;
abdelkader.boukourt@univ-mosta.dz

How to cite this article:

Namoune A., Taleb R., Mansour N., Benzidane M.R., Boukourt A. Integrated through-silicon-via-based inductor design in buck converter for improved efficiency. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 54-57. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.09>

E. Parimalasundar, S. Muthukaruppasamy, R. Dharmaparakash, K. Suresh

Performance investigations of five-level reduced switches count H-bridge multilevel inverter

Introduction. This research paper describes a simple five-level single-phase pulse-width modulated inverter topology for photovoltaic grid applications. Multilevel inverters, as opposed to conventional two-level inverters, include more than two levels of voltage while using multiple power switches and lower-level DC voltage levels as input to produce high power, easier, and less modified oscillating voltage. The H-bridge multilevel inverter seems to have a relatively simple circuit design, needs minimal power switching elements, and provides higher efficiency among various types of topologies for multi-level inverters that are presently accessible. Nevertheless, using more than one DC source for more than three voltage levels and switching and conduction losses, which primarily arise in major power switches, continue to be a barrier. The **novelty** of the proposed work consists of compact modular inverter configuration to connect a photovoltaic system to the grid with fewer switches. **Purpose.** The proposed system aims to decrease the number of switches, overall harmonic distortions, and power loss. By producing distortion-free sinusoidal output voltage as the level count rises while lowering power losses, the constituted optimizes power quality without the need for passive filters. **Methods.** The proposed topology is implemented in MATLAB/Simulink with gating pulses and various pulse width modulation technique. **Results.** With conventional topology, total harmonic distortion, power switches, output voltage, current, power losses, and the number of DC sources are investigated. **Practical value.** The proposed topology has proven to be extremely useful for deploying photovoltaic-based stand-alone multilevel inverters in grid applications. References 18, table 2, figures 15.

Key words: H-bridge multilevel inverter, pulse width modulation, switching losses, total harmonic distortion.

Вступ. У цій дослідницькій статті описується проста топологія п'ятирівневого однофазного інвертора із широтно-імпульсною модуляцією для фотоелектричних мереж. Багаторівневі інвертори, на відміну від звичайних дворівневих інверторів, включають більше двох рівнів напруги при використанні кількох перемикачів потужності та рівнів постійної напруги нижчого рівня на вході для створення більш потужної, простішої і менш модифікованої коливальної напруги. Багаторівневий інвертор з H-мостом, мабуть, має відносно просту схему, вимагає мінімальної кількості елементів, що перемикають, і забезпечує більш високу ефективність серед різних типів топологій багаторівневих інверторів, які доступні в даний час. Тим не менш, використання більше одного джерела постійного струму для більш ніж трьох рівнів напруги, а також втрати на перемикання та провідність, які в першу чергу виникають в основних силових перемикачах, як і раніше, залишаються перешкодою. **Новизна** запропонованої роботи полягає у компактній модульній конфігурації інвертора для підключення фотоелектричної системи до мережі з меншою кількістю перемикачів. **Мета.** Пропонована система спрямована на зменшення кількості перемикачів, загальних гармонічних спотворень та втрат потужності. Створюючи синусоїдальну вихідну напругу без спотворень у міру збільшення рівня та одночасно знижуючи втрати потужності, перетворювач оптимізує якість електроенергії без необхідності використання пасивних фільтрів. **Методи.** Запропонована топологія реалізована в MATLAB/Simulink з використанням стробуючих імпульсів та різних методів широтно-імпульсної модуляції. **Результати.** За традиційної топології досліджуються загальні гармонічні спотворення, силові ключі, вихідна напруга, струм, втрати потужності та кількість джерел постійного струму. **Практична цінність.** Запропонована топологія виявилася надзвичайно корисною для роззортання автономних багаторівневих інверторів на фотоелектричній основі у мережних додатках. Бібл. 18, табл. 2, рис. 15.

Ключові слова: багаторівневий інвертор H-мосту, широтно-імпульсна модуляція, комутаційні втрати, загальні гармонічні спотворення.

1. Introduction. Multilevel inverters (MLIs) have become widely used as power converters for DC-AC power conversion in medium and high voltage/power applications, including those involving renewable energy sources, motor drives, and power systems like flexible AC transmission system and high voltage DC transmission systems. The MLI has gained acceptance as a result of its many benefits. These benefits include wider effects voltage, lower output voltage harmonic distortion, less voltage stress on the switches, low voltage ratings for high voltage applications, and smaller filters, to name a few. Most residential or low-power applications with power ranges under 10 kW use single-phase grid-connected inverters [1]. Numerous single-phase grid-connected inverter types have been the subject of studies [2].

Conventional MLI topologies include the cascaded H-bridge (CHB), flying capacitor (FC), and diode-clamped. However, these topologies have a greater number of components and more levels of capacitor voltage balancing. There have, however, been a number of MLI topologies with fewer switches proposed [3, 4]. The majority of renewable energy sources have had low output voltages. The boosting has traditionally been a crucial component of topologies used in higher voltage applications. The capacitor voltage disparity flaw affects

both neutral point clamped (NPC) and FC configurations. As a result, balancing the voltages of capacitors requires the use of an auxiliary stability circuit, a sophisticated control algorithm, current/voltage sensors, and a recognition circuit. When their output reaches the desired level and a rapid increase in the number of power switches, power diodes, and capacitors used, the cost and regulate difficulty will be very high. In comparison to FC and NPC topologies, the conventional CHB topology can produce a significant output level with module cascading, and the voltage balance of the capacitor can be avoided because multiple symmetric/asymmetric DC sources are synthesized and used in the multilevel output. Finding enough unbiased sources is a major issue for the majority of practical uses [5, 6].

Single-phase MLIs can play an important role in this area, converting the photovoltaic (PV) system's DC voltage into a continuous AC signal accessible by loads as well as the grid significantly fewer harmonic filters and increased performance. The seven-level power conditioning unit inverter has been proposed for this purpose, with appealing features such as low number of switches and the ability to generate multiple voltage ranges at the result [7, 8].

© E. Parimalasundar, S. Muthukaruppasamy, R. Dharmaparakash, K. Suresh

Recently, it has been shown that five-level switched capacitor-based inverters are capable of producing higher voltage progress [9-12]. In [13] authors give an example based on an extendable switched capacitor module. Compared to inverters from [14, 15], all of which do not use diodes, it induces low voltages on its switches. Use of the diodes [16-18] can reduce the number of switches. The previous discussions suggest that there is a trade-off with switched capacitor-based boost MLIs. To put it another way, using low-voltage switches typically requires using more switches and the gate-driver circuits that go with them, whereas having a high switch count requires the use of high-voltage switches. These MLIs require a greater number of switches, DC sources, diodes, and capacitors as the number of output levels rises. Increased control complexity, system size, and installation space are the results of this. Consequently, the cost of the entire system rises.

The previous drawbacks are addressed by implementing modified MLI designs based on fewer circuit elements. The following noteworthy advantages of the topology are not in any specified sequence: The output voltage amplitude in the suggested topology can rise by as much as 4 times the magnitude of the DC source voltage. Designing switching patterns for power electronic switches involves the widely used multicarrier pulse width modulation (PWM) technique. Investigations have been made into the effects of variable loads on the current and voltage total harmonic distortion (THD) values. The five-level inverter has a significantly lower component count when compared to other inverters. Adding a suitable RL load have been assist in reducing the circuit's output voltage ripple.

Depending on the output voltage level, different common MLI configurations require different amounts of components. This suggests that the quantity of components will increase along with the output voltage levels. The main structural components of the multilevel converters are switches and related gate drive circuits. Size, cost, and control complexity of the inverter circuit all increase as the number of components does. In Fig. 1 a MLI with a PV application is illustrated. The proposed topology of five-level inverters and five power semiconductor switches is shown in Fig. 2.

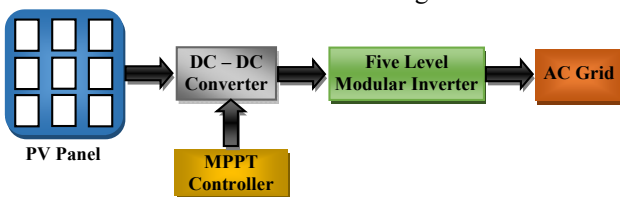


Fig. 1. PV fed proposed five-level MLI to AC grid integration

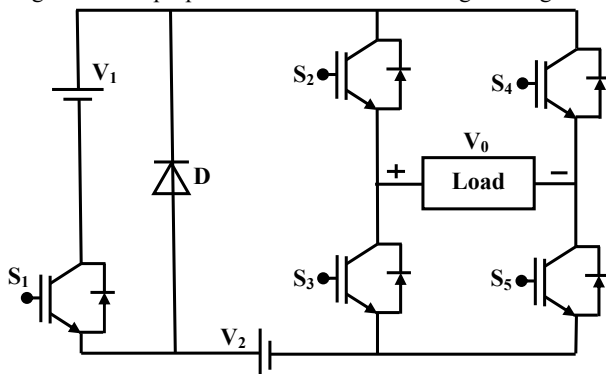


Fig. 2. Proposed topology of five-level MLI

2. Proposed topology and modes of operation.

Power semiconductors are used in a MLI to create a staircase waveform from various DC levels. The 8 IGBT switches on the five-level output voltages of conventional MLI have been designed. The newly proposed topology with a reduced switch count of 5 IGBT switches is further discussed in this article. Figure 3 depicts the switching process of the proposed MLI, which results in a $+2V_{dc}$ output voltage. Similar to $+V_{dc}$, $0V_{dc}$, $-V_{dc}$, and $-2V_{dc}$ output voltages, which are depicted in Fig. 4-7 respectively, switching patterns of MLI are used to determine these voltages. Figure 8 illustrates the sinusoidal PWM used to generate switching patterns based on a signal with one reference wave and 4 carriers.

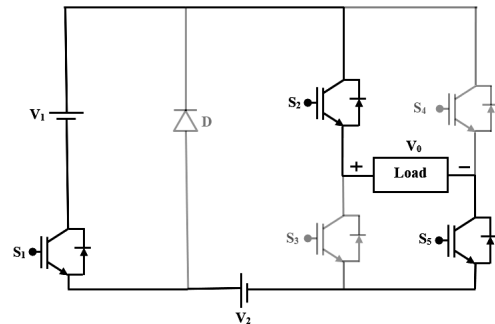


Fig. 3. Mode-I operation

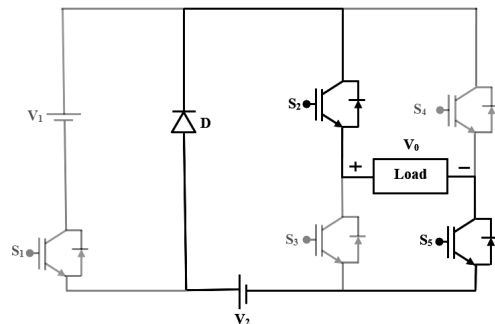


Fig. 4. Mode-II operation

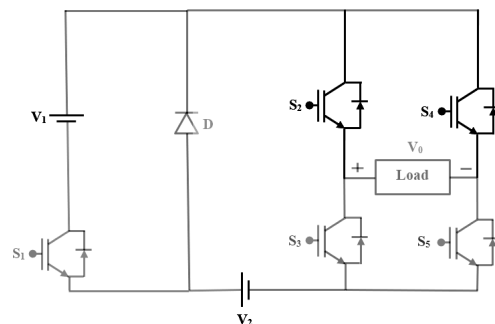


Fig. 5. Mode-III operation

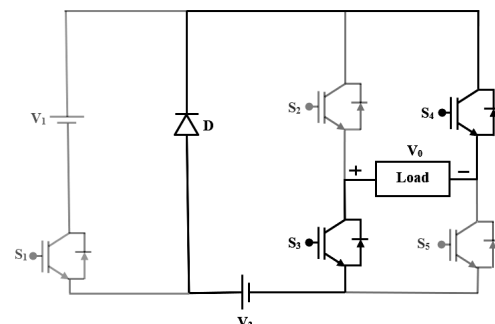


Fig. 6. Mode-IV operation

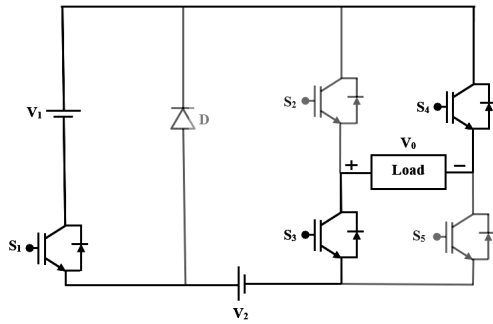


Fig. 7. Mode-V operation

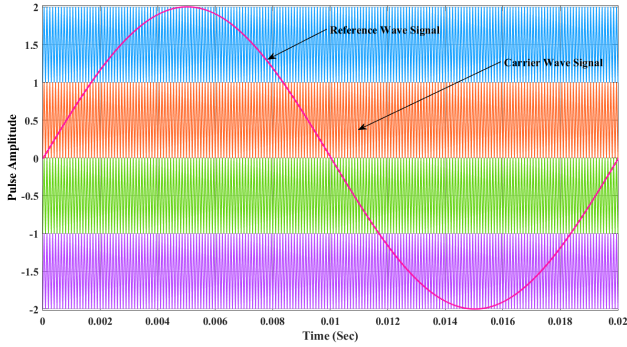


Fig. 8. Sinusoidal PWM for generating switching patterns

3. Results and discussion. Figure 9 shows the output voltage and current of the suggested MLI for a resistive load, which provides a 220V staircase five-level output voltage and current patterns which complement the output voltage patterns of resistive load. The output voltage and current of the proposed MLI for a resistive load are shown in Figure 10, which produces a 220V staircase output voltage but almost sinusoidal current patterns owing to the inductive load. Figure 11 has shown a THD analysis of the proposed MLI's output voltage under a resistive load. The output current of the proposed MLI under a resistive load is shown in THD analysis in Fig. 12. Figure 13 has shown a THD analysis of the proposed MLI's output current under a resistive and inductive load.

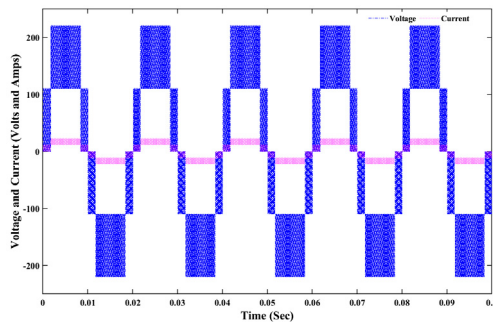


Fig. 9. Output voltage and current of proposed MLI for resistive load

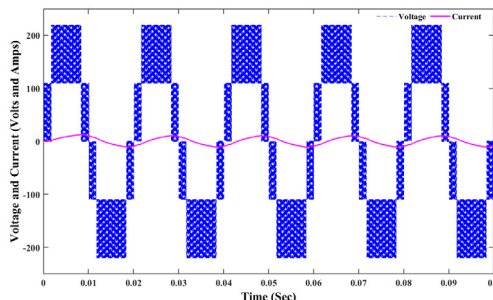


Fig. 10. Output voltage and current of proposed MLI for RL load

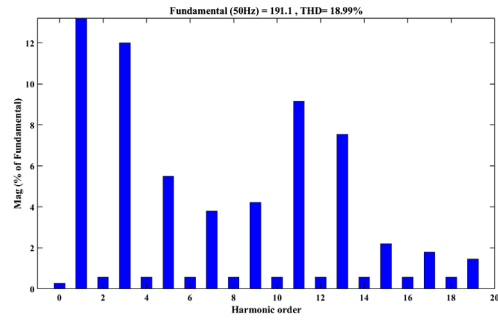


Fig. 11. THD analysis of output voltage of proposed MLI during R load

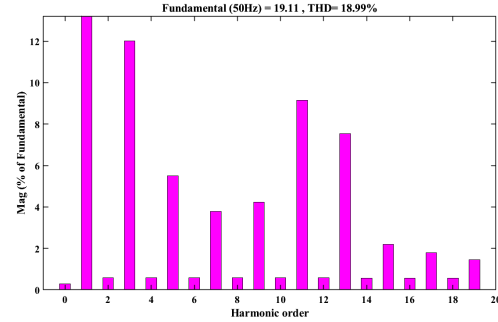


Fig. 12. THD analysis of output current of proposed MLI during R load

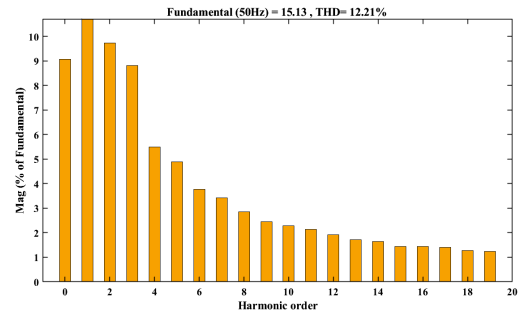


Fig. 13. THD analysis of output current of proposed MLI during RL load

4. Power loss and comparative analysis. The losses in the developed proposed structure are mostly intense on 3 main power losses, specifically losses during switching ($W_{Switching}$) and conduction ($W_{conduction}$). Then overall power loss (W_{Loss}) of MLI is written as:

$$W_{Loss} = W_{Switching} + W_{Conduction} \quad (1)$$

Conduction loss of power semiconductor devices is calculated as:

$$W_{Conduction} = \int_0^{T_0/2} \left\{ \left[V_{CE0} + r_i p \sin(\omega t) \right] \times \left[i_p \sin(\omega t) \left[\frac{1}{2} (1 + A_m \sin(\omega t + \phi)) \right] \right] dt \right\},$$

after simplification of above equation:

$$W_{Conduction} = \frac{1}{2} \left\{ \left(V_{CE0} \cdot \frac{i_p}{\pi} + r \cdot \frac{i_p^2}{4} \right) + \left(A_m \cdot \cos\phi \cdot V_{CE0} \cdot \frac{i_p}{8} \right) + \left(\frac{1}{3\pi} \cdot r_i^2 p^2 \right) \right\}, \quad (2)$$

where V_{CE0} is the zero-current collector to emitter voltage; r is the collector to emitter on-state resistance; A_m is the modulation index; i_p is the peak current of IGBT device.

Switching loss is expressed as the integration of all the turn-on and turn-off switching energies at the switching instants. In the equation, variable switching time is considered and integrated as:

$$W_{Switching} = f_{sw} \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0/2} (E_{on} + E_{off}) \cdot (t, i_p) dt, \quad (3)$$

where T_0 is the switching time period; f_{sw} is the switching frequency; E_{on} is the on-state voltage drop; E_{off} is the off-state voltage drop.

The efficiency of MLI is calculation as:

$$Efficiency = \frac{P_{Output}}{P_{Output} + W_{Loss}} \cdot 100\%. \quad (4)$$

Table 1 shows the results of various power loss and efficiency calculations based on mathematical expressions.

Table 1
THD, power loss and conduction loss parameters of proposed five-level MLI

Parameters	Conventional H-bridged topology	Proposed H-bridged topology
No. input DC supply (symmetrical)	2	2
DC voltage (magnitude), V	110	110
RMS output voltage, V	220	220
No. of IGBTs	8	5
No. gating circuits	8	5
Carrier frequency, kHz	2	2
THD current (RL load), %	18.99	12.21
$W_{switching\ loss}$, W	0.32	0.24
$W_{conduction\ loss}$, W	48.25	45.31
W_{Loss} , W	48.81	45.55
Efficiency, %	91.63	95.52

Table 2 depicts the fundamental parameters of conventional and proposed MLI.

Table 2
Parameters of conventional and proposed MLI

Parameters	DC	FC	CHB	Proposed MLI
DC supply	1	1	2	2
Switches	8	8	8	5
Diodes	12	–	–	1
DC bus capacitors	4	4	–	–
Balancing capacitors	0	6	–	–

Figure 14 has shown a THD analysis of the output current of the proposed MLI under a resistive load, and Figure 15 illustrates an efficiency comparison between the proposed and conventional MLI.

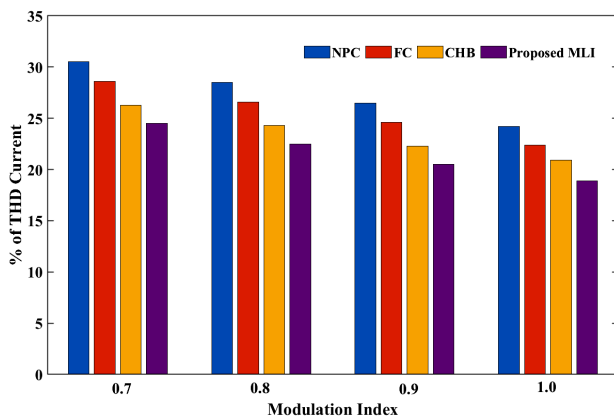


Fig. 14. THD analysis of output current of proposed MLI during resistive load

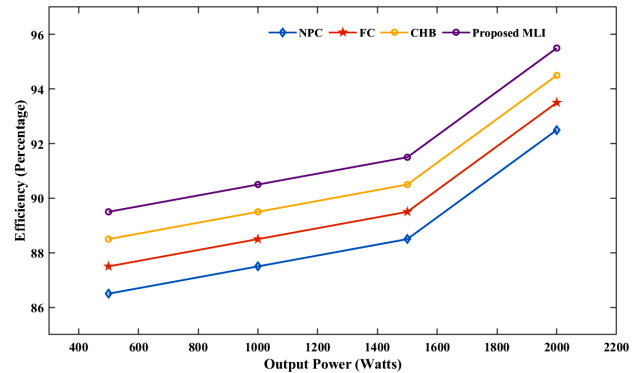


Fig. 15. Efficiency analysis of conventional and proposed MLI

5. Conclusions. It is observed that a five-level converter that is able to reconfigure and makes use of fewer power switches satisfies multilevel inverter requirements. The used five-level inverter produced 5 levels of RMS output staircase voltage when the power switches were given the proper pulse width modulation signal in a logical manner. Using the MATLAB/Simulink, total harmonic distortion values between 12.21 % distances with various loads were obtained and examined. The proposed converter is 95.52 % efficient when input, output, and power losses are taken into account. Comparisons show that the suggested single-phase five-level inverter performs significantly better than traditional converters.

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

REFERENCES

- Odeh C., Lewicki A., Morawiec M., Kondratenko D. Three-Level F-Type Inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, vol. 36, no. 10, pp. 11265-11275. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3071359>.
- Parimalasundar E., Kumar N.M.G., Geetha P., Suresh K. Performance investigation of modular multilevel inverter topologies for photovoltaic applications with minimal switches. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 28-34. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.05>.
- Parimalasundar E., Senthil Kumar R., Chandrika V.S., Suresh K. Fault diagnosis in a five-level multilevel inverter using an artificial neural network approach. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 31-39. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.05>.
- Sonti V., Jain S., Bhattacharya S. Analysis of the Modulation Strategy for the Minimization of the Leakage Current in the PV Grid-Connected Cascaded Multilevel Inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol. 32, no. 2, pp. 1156-1169. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2550206>.
- Suresh K., Parimalasundar E. IPWM Based IBMSC DC-AC Converter Using Solar Power for Wide Voltage Conversion System. *IEEE Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2022, vol. 45, no. 4, pp. 394-400. doi: <https://doi.org/10.1109/ICJECE.2022.3207873>.
- Meneses D., Blaabjerg F., Garcia O., Cobos J.A. Review and Comparison of Step-Up Transformerless Topologies for Photovoltaic AC-Module Application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 6, pp. 2649-2663. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2227820>.
- Mhiesan H., Wei Y., Siwakoti Y.P., Mantooth H.A. A Fault-Tolerant Hybrid Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 35, no. 12, pp. 12702-12715. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2996097>.
- Jahan H.K., Panahandeh F., Abapour M., Tohidi S. Reconfigurable Multilevel Inverter with Fault-Tolerant Ability.

- IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 33, no. 9, pp. 7880-7893. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2773611>.
9. Suresh K., Parimalasundar E. Design and Implementation of Universal Converter. *IEEE Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2022, vol. 45, no. 3, pp. 272-278. doi: <https://doi.org/10.1109/ICJECE.2022.3166240>.
10. Siddique M.D., Mekhilef S., Rawa M., Wahyudie A., Chokaev B., Salamov I. Extended Multilevel Inverter Topology with Reduced Switch Count and Voltage Stress. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 201835-201846. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3026616>.
11. Saecedian M., Adabi M.E., Hosseini S.M., Adabi J., Pouresmaeil E. A Novel Step-Up Single Source Multilevel Inverter: Topology, Operating Principle, and Modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, vol. 34, no. 4, pp. 3269-3282. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2848359>.
12. Suresh K., Parimalasundar E., Jayakumar S., Ravikumar R. Encapsulated 3Ø converter for power loss minimization in a grid-connected system. *Automatika*, 2023, vol. 64, no. 1, pp. 189-197. doi: <https://doi.org/10.1080/00051144.2022.2119501>.
13. Sandeep N., Yaragatti U.R. Design and Implementation of a Sensorless Multilevel Inverter with Reduced Part Count. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol. 32, no. 9, pp. 6677-6683. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2681739>.
14. Parimalasundar E., Jayakumar S., Ravikumar R., Suresh K. Investigation analysis of open circuit and short circuit fault on cascaded H-bridged multilevel inverter using artificial neural network approach. *International Journal of Electrical and Electronics Research*, 2022, vol. 10, no. 2, pp. 320-326. doi: <https://doi.org/10.37391/ijeer.100243>.
15. Maalandish M., Hosseini S.H., Jalilzadeh T. High step-up dc/dc converter using switch-capacitor techniques and lower losses for renewable energy applications. *IET Power Electronics*, 2018, vol. 11, no. 10, pp. 1718-1729. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2017.0752>.
16. Parimalasundar E., Suresh K., Sindhuja R., Manikandan K. A Performance Investigations of Modular Multilevel Inverter with Reduced Switch Count. *2022 International Conference on Intelligent Innovations in Engineering and Technology (ICIET)*, 2022, pp. 83-87. doi: <https://doi.org/10.1109/ICIET55458.2022.9967595>.
17. 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. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 3, pp. 52-61. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.3.09>.
18. Parimalasundar E., Jayanthi R., Suresh K., Sindhuja R. Investigation of efficient multilevel inverter for photovoltaic energy system and electric vehicle applications. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 47-51. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.07>.

Received 30.01.2023

Accepted 27.04.2023

Published 02.11.2023

Ezhilvannan Parimalasundar¹, Professor,

S. Muthukaruppasamy², Professor,

R. Dharmaparakash³, Professor,

Krishnan Suresh⁴, Associate Professor,

¹ Department of Electrical & Electronics Engineering, Mohan Babu University (Erstwhile Sree Vidyanikethan Engineering College), Tirupati, AP – 517102, India,

e-mail: parimalasundar.e@vidyanikethan.edu (Corresponding Author)

² Electrical and Electronics Engineering,

Velammal Institute of Technology,

Anna University, Panchetti, TN – 601204, India,

e-mail: mksamy14@yahoo.com

³ Department of Electrical and Electronics Engineering, Panimalar Engineering College, Chennai – 600123, India,

e-mail: rdharmaparakash@yahoo.co.in

⁴ Department of Electrical and Electronics Engineering,

Christ (Deemed to be University), Bangalore, India,

e-mail: sureshk340@gmail.com

How to cite this article:

Parimalasundar E., Muthukaruppasamy S., Dharmaparakash R., Suresh K. Performance investigations of 5-level reduced switches count H-bridge multilevel inverter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 58-62. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.10>

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

Особливості роботи імпульсних регуляторів в режимі передавання максимальної потужності, за наявності акумулятора на їх виході

Для ефективного використання нетрадиційних та відновлюваних джерел електричної енергії необхідно забезпечувати їх роботу в точці максимальної потужності, що можливо при рівності опорів навантаження та вихідного опорів джерела. Для узгодження опорів навантаження з вихідним опором джерела між джерелом та навантаженням підключають узгоджувальний імпульсний регулятор. Досить часто кількість енергії, що отримують від подібних джерел, залежить від зовнішніх умов. Щоб забезпечити більш рівномірне надходження електричної енергії до навантаження, на виході імпульсного регулятора підключають акумулятор, що працює в буферному режимі. За таких умов навантаженням імпульсного регулятора є акумулятор, а роль навантаження джерела живлення виконуватиме вхідний опір регулятора. Цей опір залежить від величини напруги на акумуляторі, типу імпульсного регулятора та режиму його роботи. У таких випадках режим відбору максимальної потужності джерела може бути забезпечений шляхом вибору відповідного режиму роботи імпульсного регулятора. **Метою** роботи є аналіз умов та визначення режимів, за яких забезпечується передача від джерела в акумулятор максимальної кількості електричної енергії, а також особливостей роботи імпульсного регулятора у зазначеному режимі. З цієї метою було визначено та проаналізовано регулювальні характеристики імпульсних регуляторів підвищувального та понижувального типів з урахуванням наявності акумулятора на їх виході. Враховуючи, що у режимі передавання максимальної потужності вихідний опір джерела та опір навантаження є величинами одного порядку, при визначенні регулювальних характеристик враховувався внутрішній опір джерела. В результаті аналізу отриманих регулювальних характеристик було визначено умови, за яких забезпечується передавання енергії від джерела до акумулятора, а також визначено параметри режиму роботи імпульсного регулятора, за яких від джерела електричної енергії буде відбиратися максимальна потужність. **Оригінальністю** роботи є врахування внутрішнього опорів джерела електричної енергії при визначенні регулювальних характеристик імпульсних регуляторів. **Одержані результати** дали можливість вказати доцільний діапазон напруг акумулятора для різних типів імпульсних регуляторів, а також дати практичні рекомендації щодо вибору режиму роботи імпульсного регулятора у залежності від його типу, а також величини напруги на акумуляторі. Бібл. 17, табл. 1, рис. 4.

Ключові слова: вихідний опір джерела, узгоджувальний імпульсний регулятор, робота на акумулятор, передавання максимальної потужності.

Вступ. У зв'язку зі значним поширенням нетрадиційних та відновлюваних джерел постає задача отримання від них максимально можливої кількості електричної енергії. Для цього робоча точка джерела живлення має перебувати в точці максимальної потужності (ТМП). Як відомо [1-4], такий режим роботи джерела буде забезпечений за умови, що опір навантаження R співпадає з вихідним опором джерела r . Якщо ж $R \neq r$, для забезпечення можливості відбирання від джерела максимальної потужності, між джерелом та навантаженням вмикають імпульсний регулятор (ІР), який узгоджує опір навантаження з вихідним опором джерела. На сьогодні основним методом відбирання максимальної потужності від нетрадиційних та відновлюваних джерел є використання різних алгоритмів пошуку ТМП джерела [5-10]. Більшість цих алгоритмів полягають у періодичній зміні тривалості замкненого стану ключа ІР і, у залежності від наслідків такої зміни, коректування цієї тривалості в сторону зменшення або збільшення. Основним недоліком подібних методів є те, що у моменти запуску або різкої зміни зовнішніх умов, коли координати ТМП невідомі, її пошук може тривати певний час, протягом якого від джерела буде недоотримана певна кількість енергії. Більш того, у процесі пошуку ТМП можливі випадки, коли зміна тривалості замкненого стану ключа відбуватиметься у протилежному від необхідного напрямку, що збільшуватиме кількість недоотриманої енергії. Доповнення існуючих алгоритмів аналітичними методами визначення ТМП дає можливість значно пришвидшити її пошук і зменшити кількість недоотриманої від джерела електричної енергії.

Досить часто кількість енергії, що надходить від нетрадиційних та відновлюваних джерел, залежить

від зовнішніх умов. Тому, для забезпечення більш рівномірного надходження енергії до навантаження, на виході ІР підключають акумулятор, який працює в буферному режимі [11-13]. У таких випадках навантаженням ІР буде саме акумулятор, а роль навантаження джерела виконуватиме вхідний опір регулятора. Режим відбирання від джерела максимальної потужності може бути забезпечений шляхом вибору відповідного режиму роботи ІР.

Метою роботи є аналіз умов, за яких можливе і доцільне передавання від джерела живлення до акумулятора максимально можливої кількості електричної енергії, а також особливостей роботи ІР в такому режимі.

Для цього необхідно визначити та проаналізувати регулювальні характеристики регулятора з урахуванням внутрішнього опорів його джерела електроживлення. Розглянемо ці питання на прикладі схем ІР понижувального та підвищувального типів, які найчастіше використовують для узгодження вихідного опорів джерела живлення з опором навантаження.

Визначення та аналіз регулювальних характеристик. Оскільки нас цікавить відбирання максимальної потужності від джерела живлення, розглянемо ті варіанти схем ІР, які забезпечують таку можливість [14]. Відповідні схеми регуляторів понижувального та підвищувального типів представлено на рис. 1 та рис. 2.

Вважатимемо, що внутрішній опір джерела r є лінійним, а внутрішній опір акумулятора є значно меншим у порівнянні з внутрішнім опором джерела. Визначимо та проаналізуємо регулювальні характеристики схем регуляторів, представлених на рис. 1 та рис. 2.

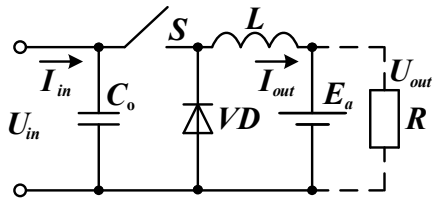


Рис. 1 Схема регулятора понижувального типу

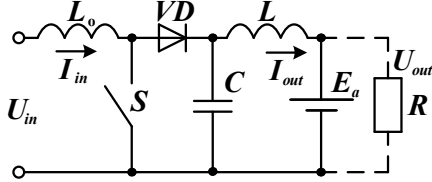


Рис. 2 Схема регулятора підвищувального типу

Регулятор понижувального типу. Якщо не враховувати втрати в елементах схеми ІР, для регулятора (рис. 1) у режимі безперервного струму індуктивності завжди виконуватимуться умови [15]

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

де $t^* = t_c / T$ – відносний час замкненого стану ключа S .

Враховуючи, що внутрішній опір акумулятора є значно меншим за внутрішній опір джерела, можемо вважати, що в процесі регулювання вихідна напруга регулятора залишається майже незмінною і дорівнює $U_{out} = E_a$. Отже, для того, щоб у процесі регулювання система перебувала у стані рівноваги, вхідна напруга регулятора має бути

$$U_{in} = U_{out} / t^* = E_a / t^* . \quad (2)$$

В реальних джерелах живлення, через наявність в них внутрішнього опору, вхідна напруга регулятора змінюватиметься, внаслідок змін струму, що споживається від джерела. У випадку лінійного внутрішнього опору джерела, його вихідна напруга (вхідна напруга ІР U_{in}), визначатиметься вихідною характеристикою джерела

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

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

Отже, в стані рівноваги, повинні одночасно виконуватись (2) та (3)

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

або у відносних одиницях [15]

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

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

Враховуючи, що напруга холостого ходу джерела, а також напруга акумулятора є фіксованими величинами, внаслідок змін параметра t^* відбуватиметься регулювання вхідного і, відповідно, вихідного струму регулятора

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

З урахуванням (1)

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

Отже, регулювальні характеристики ІР (рис. 1) описуються (6) та (7). Проаналізуємо одержані характеристики.

Відповідно до (6), для забезпечення передавання енергії від джерела живлення до акумулятора ($I_{in} > 0$), має виконуватись умова

$$[1 - E_a^* / t^*] > 0 , \quad (8)$$

або

$$t^* > E_a^* . \quad (9)$$

Враховуючи фізичний зміст параметра t^* , приходимо до висновку, що він може змінюватись в обмеженому діапазоні

$$1 \geq t^* > E_a^* , \quad (10)$$

а напруга акумулятора не може бути більшою за напругу холостого ходу джерела живлення ($E_a^* \leq 1$).

Чим меншою буде напруга акумулятора E_a^* , тим ширшим буде допустимий діапазон регулювання параметра t^* .

Як відомо [16], у випадку лінійного внутрішнього опору джерела, його ТМП має координати $I^* = 0,5$; $U^* = 0,5$. Враховуючи, що $I^* = I_{in}^*$ регулятора, умова відбирання максимальної потужності від джерела відповідно до (6), приймає вигляд

$$[1 - E_a^* / t^*] = 0,5 . \quad (11)$$

Таким чином, максимальна потужність від джерела до акумулятора передаватиметься за умови, що $t^* = t_{MP}^*$, де

$$t_{MP}^* = 2E_a^* . \quad (12)$$

Враховуючи, що $t^* = [0...1]$, приходимо до висновку, що максимальна потужність від джерела до акумулятора може бути передана лише за умови, що

$$E_a^* \leq 0,5 . \quad (13)$$

Регулятор підвищувального типу. Для цього регулятора (рис. 2), в режимі безперервного струму індуктивності L_0 , є дійсними такі співвідношення

$$U_{out} = U_{in} / t^* ; I_{out} = I_{in} t^* , \quad (14)$$

де $t^* = t_{open} / T$; t_{open} – тривалість розімкненого стану ключа S на періоді T . Отже, в усталеному режимі, вхідна напруга регулятора має бути

$$U_{in} = U_{out} t^* = E_a t^* . \quad (15)$$

Система перебуватиме у стані рівноваги за умови

$$E_a t^* = U_{sc} - I_{in} r . \quad (16)$$

У відносних одиницях ця умова матиме вигляд

$$E_a^* t^* = 1 - I_{in}^* . \quad (17)$$

Отже регулювальні характеристики ІР підвищувального типу (рис. 2) будуть такими

$$I_{in}^* = [1 - E_a^* \cdot t^*] ; \quad (18)$$

$$I_{out}^* = [1 - E_a^* \cdot t^*] t^* . \quad (19)$$

Відповідно до (18), умова передавання енергії від джерела до акумулятора ($I_{in}^* > 0$) матиме вигляд

$$I_{in}^* = [1 - E_a^* \cdot t^*] > 0 , \quad (20)$$

тобто параметр t^* може змінюватись у діапазоні

$$0 < t^* < 1/E_a^* . \quad (21)$$

Отже, для цього регулятора напруга акумулятора, теоретично, може бути як більшою, так і меншою за напругу холостого ходу джерела. Однак, у випадку $E_a^* > 1$, допустимий діапазон регулювання параметра t^* буде обмеженим. Чим сильніше виконуватиметься нерівність $E_a^* > 1$, тим вужчим буде допустимий діапазон регулювання параметра t^* .

Умова відбирання від джерела максимальної потужності буде такою

$$\left[1 - E_a^* t^*\right] = 0,5 . \quad (22)$$

Отже

$$t_{MP}^* = 1/2E_a^* . \quad (23)$$

З урахуванням (23), максимальна потужність може бути відібрана від джерела лише за умови

$$E_a^* \geq 0,5 , \quad (24)$$

тобто напруга акумулятора може бути як більшою, так і меншою за напругу холостого ходу джерела. На рис. 3 та рис. 4 представлено графіки сімейства регулювальних характеристик розглянутих регуляторів для різних значень відносної напруги на акумуляторі E_a^* . Ці графіки підтверджують результати проведеного аналізу.

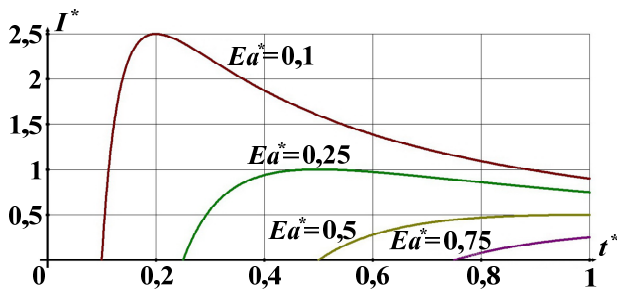


Рис. 3. Регулювальні характеристики регулятора понижувального типу для різних значень відносної напруги на акумуляторі

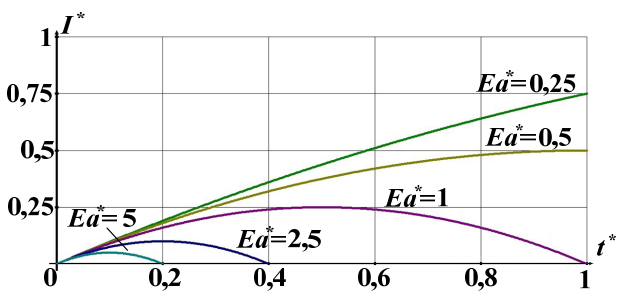


Рис. 4. Регулювальні характеристики регулятора підвищувального типу для різних значень відносної напруги на акумуляторі

В табл. 1 наведено умови, за яких можливе передавання енергії від джерела живлення до акумулятора у випадку роботи ІР в режимі *безперервного* струму індуктивності.

Вказано параметр t_{MP}^* , за якого забезпечується відбирання максимальної потужності від джерела живлення, а також запропоновано доцільний діапазон зміни параметра E_a^* .

Таблиця 1

Імпульсний регулятор	Умова відбирання енергії від джерела	Умова відбирання максимальної потужності	Доцільний діапазон зміни E_a^*
Понижувального типу (рис. 1)	$t^* > E_a^*$	$t_{MP}^* = 2E_a^*$	$0,1 \leq E_a^* \leq 0,5$
Підвищувального типу (рис. 2)	$t^* < 1/E_a^*$	$t_{MP}^* = 1/2E_a^*$	$0,5 \leq E_a^* \leq 5$

У випадку переходу регулятора в режим *переривчастого* струму індуктивності, з'являється можливість регулювання параметра t^* у повному діапазоні [0 ... 1]. Однак у цьому режимі струм заряджання акумулятора має незначну величину [17]. Тому цей режим доцільно використовувати не для заряджання акумулятора, а для компенсації його саморозряду у зарядженому стані.

Висновки.

1. За наявності акумулятора на виході, ІР працюватиме у режимі регулятора вхідного і, відповідно, вихідного струму (струму заряджання акумулятора).

2. Регулювальна характеристика струму буде залежати від співвідношення чисельних значень напруги акумулятора та напруги холостого ходу джерела E_a^* .

3. У режимі безперервного струму індуктивності допустимий діапазон регулювання параметра t^* є обмеженим і залежить від типу регулятора, а також чисельного значення параметра E_a^* .

4. Вихідний струм регулятора (вихідна потужність джерела) досягає максимального значення за певного значення параметра $t^* = t_{MP}^*$, яке є функцією параметра E_a^* , а також типу ІР.

Конфлікт інтересів. Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

1. Twaha S., Zhu J., Yan Y., Li B., Huang K. Performance analysis of thermoelectric generator using DC-DC converter with incremental conductance based maximum power point tracking. *Energy for Sustainable Development*, 2017, vol. 37, pp. 86-98. doi: <https://doi.org/10.1016/j.esd.2017.01.003>.
2. Danandeh M.A., Mousavi G. Comparative and comprehensive review of maximum power point tracking methods for PV cells. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 82, part 3, pp. 2743-2767. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.10.009>.
3. Claude Bertin N.F., Kamta M., Wira P. A comprehensive assessment of MPPT algorithms to optimal power extraction of a PV panel. *Journal of Solar Energy Research*, 2019, vol. 4, no. 3, pp. 172-179. doi: <https://doi.org/10.22059/jser.2019.287029.1126>.
4. Mohamed S.A., Abd El Sattar M. A comparative study of P&O and INC maximum power point tracking techniques for grid-connected PV systems. *SN Applied Sciences*, 2019, no. 1, art. no. 174. doi: <https://doi.org/10.1007/s42452-018-0134-4>.
5. Yahya K., Bilgin M.Z., Erfidan T. Practical Implementation of Maximum Power Tracking Based Short-Current Pulse Method for Thermoelectric Generators Systems. *Journal of Power Electronics*, 2018, vol. 18, no. 4, pp. 1201-1210. doi: <https://doi.org/10.6113/JPE.2018.18.4.1201>.
6. Karthikeyan V., Vijayalakshmi V.J., Vinod A., Vanitha U., Jeyakumar P., Ramarajan M. Step and search control method to track the maximum power in wind energy conversion systems -

A study. *International Review on Modelling and Simulations*, 2013, vol. 6, no. 4, pp. 1205-1211.

7. Rajabi M., Hosseini S.M.H. Maximum power point tracking in photovoltaic systems under different operational conditions by using ZA-INC algorithm. *SN Applied Sciences*, 2019, vol. 1, no. 12, art. no. 1535. doi: <https://doi.org/10.1007/s42452-019-1536-7>.

8. Saad W., Hegazy E., Shokair M. Maximum power point tracking based on modified firefly scheme for PV system. *SN Applied Sciences*, 2022, vol. 4, no. 4, art. no. 94. doi: <https://doi.org/10.1007/s42452-022-04976-3>.

9. Louarem S., Kebbab F.Z., Salhi H., Nouri H. A comparative study of maximum power point tracking techniques for a photovoltaic grid-connected system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 4, pp. 27-33. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.04>.

10. Saeed H., Mehmood T., Khan F.A., Shah M.S., Ullah M.F., Ali H. An improved search ability of particle swarm optimization algorithm for tracking maximum power point under shading conditions. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 23-28. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.04>.

11. Anandhi T.S., PremKumar S. Application of DC-DC boost converter for solar powered traffic light with battery backup. *Indian Journal of Science and Technology*, 2015, vol. 8, no. 32, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.17485/ijst/2015/v8i32/84408>.

12. Krieger E.M., Arnold C.B. Effects of undercharge and internal loss on the rate dependence of battery charge storage efficiency. *Journal of Power Sources*, 2012, vol. 210, pp. 286-291. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2012.03.029>.

13. Vieira J.A.B., Mota A.M. Implementation of a stand-alone photovoltaic lighting system with MPPT battery charging and LED current control. *2010 IEEE International Conference on Control Applications*, 2010, pp. 185-190. doi: <https://doi.org/10.1109/CCA.2010.5611257>.

14. Batrak L.M., Romashko V.Y. Switching Regulators Features in the Matching Mode Operation. *Microsystems, Electronics and Acoustics*, 2021, vol. 26, no. 1, pp. 232833-1 – 232833-7. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.20535/2523-4455.me.232833>.

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

16. Bessonov L.A. *Theoretical Foundations of Electrical Engineering. In 2 vols. Vol. 1. Electric circuits: textbook for universities*. Moscow, Yurayt Publ. House, 2021. 831 p. (Rus).

17. Romashko V.Y., Batrak L.M. Features of the Switching Regulator Operation on a Rechargeable Battery. *Microsystems, Electronics and Acoustics*, 2018, vol. 23, no. 4, pp. 22-30. doi: <https://doi.org/10.20535/2523-4455.2018.23.4.131272>.

Надійшла (Received) 05.01.2023

Прийнята (Accepted) 24.03.2023

Опублікована (Published) 02.11.2023

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

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

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

¹ Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,

How to cite this article:

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

03056, Київ, пр. Берестейський, 37,

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

batrakln5@gmail.com (Corresponding Author);

e.o.abakumova@gmail.com

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

¹ National Technical University of Ukraine

«Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,

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

Features of the work of pulse regulators in the maximum power transmission mode, with the presence of an accumulator at their output.

Introduction. For the efficient use of non-traditional and renewable sources of electrical energy, it is necessary to ensure their operation at the maximum power point, which is possible if the load resistance is equal to the output resistance of the source. To match the load resistance with the output impedance of the source, a matching switching regulator is connected between the source and the load. Very often, the amount of energy received from such sources depends on external conditions. To ensure a uniform supply of electrical energy to the load, a battery operating in buffer mode is connected at the output of the switching regulator. **Problem.** In this case, the load of the switching regulator is the battery, and the input impedance of the regulator will perform the role of the load of the power source. This resistance depends on the voltage of the battery, the type of switching regulator and its mode of operation. In such cases, the maximum power extraction mode from the source can be provided by selecting the appropriate operating mode of the switching regulator. The **aim** of the work is to analyze the conditions and determine the modes under which the transfer of the maximum possible amount of electrical energy from the source to the battery is ensured, as well as the features of the switching regulator in these modes. **Methods.** For this purpose, the regulating characteristics of step-up and step-down switching regulators were determined and analyzed, taking into account the presence of an accumulator at their output. Taking into account that in the maximum power transmission mode, the output resistance of the source and the load resistance are of the same order of magnitude, when determining the regulating characteristics, the internal resistance of the source was taken into account. **Results.** As a result of the analysis of the obtained regulating characteristics, the conditions were determined under which the transfer of energy from the source to the battery is ensured, and the parameters of the operating mode of the switching regulator were determined, under which the maximum power will be taken from the source of electrical energy. **Novelty.** The originality of the work is the consideration of the internal resistance of the source of electrical energy in determining the regulating characteristics of pulse regulators. **Practical value.** The obtained results made it possible to indicate the appropriate range of battery voltages for different types of pulse regulators, as well as to give practical recommendations for choosing the mode of operation of the pulse regulator depending on its type, as well as the amount of voltage on the battery. References 17, tables 1, figures 4.

Key words: source output impedance, matching switching regulator, battery operation, maximum power transmission.

Ю.В. Батигін, О.Ф. Єр'оміна, С.О. Шиндерук, Є.О. Чаплигін

Взаємний вплив збуджуючих та індукованих струмів у системі «круговий соленоїд – масивний провідник»

В роботі одержано аналітичні вирази для кількісного аналізу результатів взаємного впливу збуджуючих та індукованих струмів і числові оцінки їх співвідношення в залежності від геометричних характеристик індукторної системи. Аналіз результатів взаємного впливу проведено на прикладі широко поширеної індукторної системи, де плоский круговий соленоїд є розташованим над поверхнею ідеалізованого масивного провідника, що подається моделлю з нескінченною електропровідністю. Показано, що вплив індукованого струму на струм у соленоїді зростає при зменшенні відстані між соленоїдом та поверхнею масивного провідника і збільшенні ширини обмотки соленоїда, що вимагає підвищення амплітуди збуджуючого струму для збереження заданої величини магнітного потоку в системі. Бібл. 20, рис. 3.

Ключові слова: круговий соленоїд, масивний провідник, індукторна система, вихрові струми, індуктивність.

Вступ. Загальним для всіх відомих електротехнічних систем, незалежно від їх конструктивного виконання, є наявність провідних елементів, протікання струмів у яких супроводжується збудженням відповідних електромагнітних полів. Останні, з фізичної точки зору, є матеріальною субстанцією, за допомогою якої відбувається енергообмін між провідними елементами, де протікають струми. Слід наголосити, що зазначений процес – це процес взаємного впливу, зумовлений відомим законом електромагнітної індукції М. Фарадея. Трактуючи цього закону щодо процесу взаємного впливу свідчить, що поля індукованих струмів призводять до зміни параметрів власне збуджуючих струмів. З іншого боку, фізично, взаємний вплив і пов'язані з ним відповідні зміни електродинамічних характеристик процесів, що протікають, також можна пояснити принципами закону збереження енергії [1-3].

Постановка проблеми. Сучасні вимоги енергозбереження потребують обов'язкових числових оцінок параметрів процесів, які протікають, з урахуванням взаємного впливу збуджуючих та індукованих струмів, що необхідно для проектування електротехнічних пристроїв будь-якого призначення.

Огляд літератури. Як об'єкт дослідження можна розглянути інструменти електромагнітних технологій обробки металів, названих у спеціальній літературі «індукторними системами» [4, 5]. Останні – це конструкції з кругових соленоїдів, розміщених над провідними об'єктами [6, 7].

Так, багатовиткові індукторні системи в класичній магнітно-імпульсній обробці металів, що набули широкого поширення в другій половині минулого століття, здійснювали ефективно деформування масивних металевих заготовок. У разі різкого поверхневого ефекту (високі частоти діючих полів) успішно реалізовані виробничі операції типу «обжим», «роздача» і «плоске штампування» [8-10]. Слід наголосити, що принцип дії представлених електромагнітних технологій базується на природному відштовхуванні провідників від джерел зовнішнього магнітного поля, що проявляється як так званий «магнітний тиск» [4, 11].

Інструментами магнітно-імпульсного притягання стали одновиткові індукторні системи, принцип дії яких заснований на придушенні сил лоренцівського відштовхування в низькочастотних режимах полів, що збуджуються, використанні магнітних властивостей оброблюваних металів і закону Ампера про силу взаємодії паралельних струмів [5, 12, 13]. Авторами [14] представлені різноманітні конструкції інструментів, джерел потужності та технологічного оснащення систем магнітно-імпульсного притягання, захищені патентами України.

Індукторним системам для індукційного нагрівання металевих зразків присвячено роботу [5]. Тут проведено аналіз процесів збудження електромагнітних полів циліндричним соленоїдом, у внутрішній порожнині якого розміщений масивний провідний об'єкт.

Відокремлення задач, що потрібно вирішити. Загальним недоліком цитованих робіт, а також останніх публікацій за методами розрахунку наприклад, [11, 15-17], слід вважати рішення поставлених завдань у наближенні «заданого струму», коли збуджені електромагнітні поля не впливають на характеристики джерел, які вважаються постійними. Це дозволяє виділити значну частину задач, які потребують свого рішення і присвячені дослідженням формування збуджуючих струмів та напруг з урахуванням дії збуджених полів [3, 7, 18].

Метою роботи є одержання аналітичних виразів для кількісного аналізу результатів взаємного впливу збуджуючих та індукованих струмів і обчислення їх співвідношення в залежності від геометричних характеристик індукторних систем.

Основні співвідношення, аналітичні залежності. Розрахункова модель індукторної системи наведена на рис. 1.

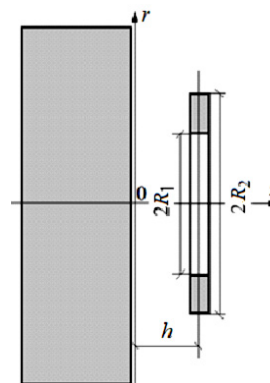


Рис. 1. Модель індукторної системи з плоским круговим соленоїдом, розміщеним паралельно поверхні масивного провідника

Постановка задачі та допущення до вирішення поставленого завдання:

1. Прийнятною є циліндрична система координат.
2. Масивний провідник вважаємо таким, що ідеально проводить, що практично допустимо при досить високих частотах діючих полів, і які можна реально оцінити аналогічно широко звисним роботам [1, 4, 16, 17].
3. Геометричні розміри масивного провідника у вимірах $r \in [0, \infty)$ і $z \in (-\infty, 0)$ є нескінченими.
4. Соленоїд покладається аксіально-симетричним, тобто $\partial/\partial\varphi = 0$, де φ – азимутальний кут.

© Ю.В. Батигін, О.Ф. Єр'оміна, С.О. Шиндерук, Є.О. Чаплигін

5. В обмотці соленоїда протікає азимутальний гармонічний струм $J(t) = J_m \sin(\omega t)$ з циклічною частотою ω , що не порушує прийняту ідеалізацію провідника, та довільною амплітудою J_m .

Примітка. Оскільки згідно п.2 прийнята ідеалізована модель, всі характеристики електромагнітних процесів будуть гармонічними у часі [16, 17].

6. Згідно прийнятій геометричній формі збуджуючого струму в системі збуджуються азимутальна компонента напруженості електричного поля $E_\varphi(t, r, z) \neq 0$, а також радіальна r та нормальна z складові вектору напруженості магнітного поля $H_r(t, r, z) \neq 0$, $H_z(t, r, z) \neq 0$ відповідно [1, 2, 16, 17].

7. Оцінку характеристик взаємного впливу індукованих та збуджуючих струмів можна провести, вважаючи, що при варіації відстані між соленоїдом та поверхнею провідника середні значення нормальних компонентів індукції магнітного поля, що збуджуються у внутрішньому вікні соленоїда, залишаються незмінними.

Спочатку співвідношення загального характеру.

Середня величина нормальної складової вектору індукції у внутрішньому вікні соленоїда, розташованого на відстані h від поверхні масивного провідника, описується відомою залежністю [18]:

$$\bar{B}_h = \Phi_h / S = (J_h \cdot L_h) / S, \quad (1)$$

де Φ_h – магнітний потік, S – площа внутрішнього вікна, J_h – струм в обмотці, L_h – індуктивність обмотки соленоїда, що враховує наявність масивного провідника.

Відповідно до прийнятої постановки задачі, вплив індукваного струму на процеси збудження електромагнітного поля можна визначити за величиною середньої індукції із співвідношення (1). Очевидним є твердження, згідно з яким індукований струм не має жодного впливу, якщо масивний провідник «умовно видаляється в нескінченність». У цьому випадку середня індукція у внутрішньому вікні власне соленоїда залежить від (1) при $h \rightarrow \infty$

$$\bar{B}_\infty = \Phi_\infty / S = (J_\infty \cdot L_\infty) / S, \quad (2)$$

де Φ_∞ і L_∞ – магнітний потік та індуктивність обмотки соленоїда без масивного провідника, J_∞ – струм в обмотці.

Тепер рівність усереднених величин індукцій у формулах (1) і (2) дозволяє знайти співвідношення між струмами в обмотці соленоїда за наявності провідного об'єкта та за відсутності такого. Фактично, це співвідношення визначає вплив індукваного струму на струм в обмотці соленоїда.

Отже,

$$\bar{B}_h = \bar{B}_\infty; \quad J_h / J_\infty = L_\infty / L_h; \quad J_0 = (L_\infty / L_h) - 1, \quad (3)$$

де $J_0 = \Delta J / J_\infty$ і $\Delta J = J_\infty - J_h$ – відносна та абсолютна варіації струму в обмотці соленоїда, обумовлені впливом індукваного струму.

Результати у співвідношеннях (3) узгоджуються з відомими залежностями. Дійсно, амплітуди струмів в обмотках обернено пропорційні їх індуктивностям [16].

Відповідно до поставленої мети звернемося до розрахункової моделі на рис.1, для якої запишемо систему рівнянь Максвелла у просторі зображень по Лапласу [1, 2, 16, 17]:

$$\begin{cases} \frac{\partial E_\varphi(p, r, z)}{\partial z} = \mu_0 p H_r(p, r, z); \\ \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot E_\varphi(p, r, z)) = -\mu_0 p H_z(p, r, z); \\ \frac{\partial H_r(p, r, z)}{\partial z} - \frac{\partial H_z(p, r, z)}{\partial r} = j_{\varphi 0}(p, r, z), \end{cases} \quad (4)$$

де $E_\varphi(p, r, z) = L\{E_\varphi(g(t), t, r, z)\}$; $H_{r,z}(p, r, z) = L\{H_{r,z}(t, r, z)\}$; $j_{\varphi 0}(p, r, z) = \{j_{\varphi 0}(t, r, z)\}$, $j_{\varphi 0}(t, r, z)$ – густина струму в соленоїді, $j_{\varphi 0}(t, r, z) = j_m \cdot g(t) \cdot f(r) \cdot \delta(z-h)$, $g(t)$ – часова залежність, $f(r)$ – радіальна залежність, $\delta(z-h)$ – функція Дірака [19].

Примітка. Система рівнянь Максвелла (4) є фундаментальною як базова основа задач з прикладної електродинаміки, але у сукупності з теж добре звідними співвідношеннями (1 – 3) вона дає можливість дослідити взаємний вплив збуджуючих та індукованих струмів в елементах індукторних систем, що є необхідним для проектування ефективних інструментів у МІОМ.

Подальше рішення поставленого завдання проведемо згідно з прийнятою розрахунковою моделлю. Геометрія індукторної системи та прийняті припущення дозволяють застосувати інтегральне перетворення Фур'є-Бесселя [19, 20]. Для L -зображення напруженості збуджуваного електричного поля $E_\varphi(p, r, z)$ запишемо, що

$$\begin{cases} E_\varphi(p, r, z) = \int_0^\infty E_\varphi(p, \lambda, z) \cdot \lambda \cdot J_1(\lambda r) d\lambda; \\ E_\varphi(p, \lambda, z) = \int_0^\infty E_\varphi(p, r, z) \cdot r \cdot J_1(\lambda r) dr; \end{cases} \quad (5)$$

де $E_\varphi(p, \lambda, z)$ – зображення електричної напруженості у просторі Фур'є-Бесселя, λ – параметр інтегрального перетворення, $J_1(\lambda r)$ – функція Бесселя першого порядку.

Опускаючи проміжні математичні перетворення, із системи (4), із використанням інтегрального подання (5), запишемо диференціальне рівняння для азимутальної компоненти напруженості електричного поля, що збуджується [19, 20]:

$$\frac{\partial^2 E_\varphi(p, \lambda, z)}{\partial z^2} - \lambda^2 \cdot E_\varphi(p, \lambda, z) = K(p, \lambda) \cdot \delta(z-h), \quad (6)$$

де $K(p, \lambda) = \mu_0 p j_m g(p) f(\lambda)$; $j_m = J_m / (R_2 - R_1)$ – густина збуджуючого струму;

$$g(p) = L\{g(t)\}; \quad f(\lambda) = \int_{R_1}^{R_2} f(r) \cdot r \cdot J_1(\lambda r) dr.$$

Загальне рішення звичайного диференціального рівняння (6) можна представити виразом виду [19, 20]:

$$\begin{aligned} E_\varphi(p, \lambda, z) = & C_1 \cdot e^{\lambda z} + C_2 \cdot e^{-\lambda z} + \\ & + \frac{K(p, \lambda)}{\lambda} \cdot \eta(z-h) \cdot \text{sh}(\lambda \cdot (z-h)), \end{aligned} \quad (7)$$

де $C_{1,2}$ – довільні постійні інтегрування, $\eta(z-h)$ – ступінчаста функція Хевісайду.

Задовольняючи граничним умовам при $z = 0$ ($E_\varphi(p, \lambda, z = 0) = 0$) і $z \rightarrow \infty$ ($E_\varphi(p, \lambda, z \rightarrow \infty) = 0$), знаходимо часткове рішення рівняння (6). Підставляючи в отриманий вираз координату $z = h$, отримуємо зображення напруженості електричного поля, що збуджується у внутрішньому вікні плоского кругового соленоїда:

$$E_\varphi(p, \lambda, z = h) = -\frac{K(p, \lambda)}{2\lambda} \cdot (1 - e^{-2\lambda h}). \quad (8)$$

Інтегральне уявлення (5) з урахуванням (8) набуває вигляду:

$$E_\varphi(p, r, z) = -\int_0^\infty \frac{K(p, \lambda)}{2} \cdot (1 - e^{-2\lambda h}) \cdot J_1(\lambda r) d\lambda. \quad (9)$$

Зв'язок L -зображення нормальної компоненти напруженості магнітного поля, що збуджується, у внутрішньому вікні соленоїда за наявності масивного провідника з напруженістю $E_\varphi(p, \lambda, z)$ знаходиться за допомогою другого рівняння із системи (4):

$$H_z(p, r, z = h) = -\frac{1}{\mu_0 p} \cdot \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} \cdot (r \cdot E_\varphi(p, r, z = h)). \quad (10)$$

Інтегруванням виразу (10) визначаємо залежність для L -образу магнітного потоку:

$$\begin{aligned} \Phi_h(p) &= 2\pi\mu_0 \cdot \int_0^{R_1} H_z(p, r, z = h) r dr = \\ &= -\frac{2\pi}{p} \cdot (r \cdot E_\varphi(p, r, z = h)) \Big|_0^{R_1}. \end{aligned} \quad (11)$$

Підставляючи (9) в (11) і розкриваючи $K(p, \lambda)$ з (6), отримуємо, що

$$\begin{aligned} \Phi_h(p) &= J_m \cdot \frac{\mu_0 \pi R_1}{(R_2 - R_1)} \cdot g(p) \times \\ &\times \int_0^\infty f(\lambda) \cdot (1 - e^{-2\lambda \cdot h}) \cdot J_1(\lambda R_1) d\lambda. \end{aligned} \quad (12)$$

Оскільки часова залежність магнітного потоку, як це випливає з (12), визначається функцією $g(p) = L \{g(t) = \sin(\omega t)\}$, то $\Phi_h(t) \sim \sin(\omega t)$. І, отже, вираз (12) можна трактувати як зв'язок між амплітудними величинами збуджуючого струму і магнітного потоку, що збуджується. Тобто,

$$\Phi_h = J_m \frac{\mu_0 \pi R_1}{(R_2 - R_1)} \int_0^\infty f(\lambda) (1 - e^{-2\lambda \cdot h}) J_1(\lambda R_1) d\lambda. \quad (13)$$

Індуктивність аналізованої системи визначається як відношення магнітного потоку до збуджуючого струму [16].

Після введення нової змінної інтегрування $y = \lambda R_1$ та необхідних тотожних перетворень отримуємо формулу для індуктивності при довільній відстані від індуктора до масивного провідника:

$$L_h = \frac{\mu_0 \pi R_1^2}{(R_2 - R_1)} \int_0^\infty f(y, R_{1,2}) \frac{1 - e^{-y \cdot \left(\frac{2h}{R_1}\right)}}{y^2} J_1(y) dy, \quad (14)$$

$$\text{де } f(y, R_{1,2}) = \int_y^{R_2} x \cdot J_1(x) dx$$

Граничний перехід (14) при $h \rightarrow \infty$ дає вираз для індуктивності власне обмотки індуктора без масивного провідника:

$$L_\infty \approx \frac{\mu_0 \pi R_1^2}{(R_2 - R_1)} \int_0^\infty \frac{f(y, R_{1,2})}{y^2} J_1(y) dy. \quad (15)$$

Повернемося до відносної величини зміни струму в обмотці соленоїда під впливом індукційних ефектів у масивному провіднику. У відповідну формулу із сукупності співвідношень (3) підставимо залежності (14) та (15). Отримаємо вираз, що кількісно визначає вплив індукovanого струму на збуджуючий струм в обмотці соленоїда:

$$J_0 = \frac{\Delta J}{J_\infty} = \left(\frac{L_\infty}{L_h} - 1 \right), \quad (16)$$

$$\text{де } \frac{L_\infty}{L_h} = \frac{\int_0^\infty \frac{f(y, R_{1,2})}{y^2} \cdot J_1(y) dy}{\int_0^\infty \frac{f(y, R_{1,2})}{y^2} \cdot \left(1 - e^{-y \cdot \frac{2h}{R_1}} \right) \cdot J_1(y) dy}.$$

Аналіз впливу індукovanого струму на збуджуючий струм у соленоїді. Числові оцінки за знайденими аналітичними виразами були отримані за допомогою стандартних програм (зокрема, NIntegrate) з пакету «Wolfram Mathematica – 7,10».

Графіки, що ілюструють функціональну залежність (16), наведено на рис. 2.

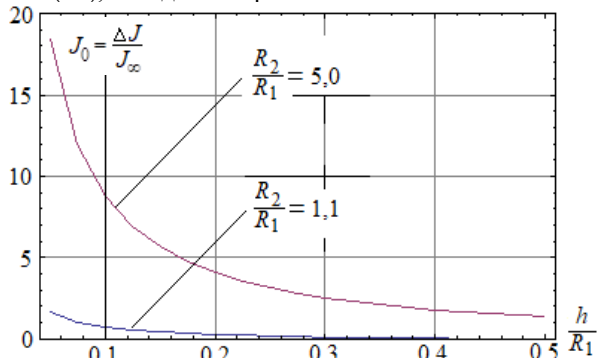


Рис. 2. Залежність збільшення струму в соленоїді від відстані між ним і поверхнею масивного провідника

Результати обчислень показали, що вплив індукovanого струму на величину струму в обмотці соленоїда в основному визначається наступними факторами:

- вплив на збуджуючий струм зростає при зменшенні відстані між соленоїдом і масивним провідником і падає при збільшенні останнього, що цілком узгоджується з якісним фізичним уявленням про електромагнітні процеси, що протікають;
- вплив збуджуючого струму значною мірою залежить від геометрії соленоїда, тобто від співвідношення між його зовнішнім і внутрішнім розмірами;
- для досить тонкого соленоїда ($R_2/R_1 \approx 1,1$) при $h/R_1 > 0,3$ вплив індукovanого струму дуже незначний, але при $h/R_1 < 0,05$ вплив індукovanого струму призводить до майже двохразового збільшення струму в соленоїді;
- збільшення ширини обмотки соленоїда призводить до значного зростання впливу індукovanого струму на збуджуючий струм;
- порівняння результатів обчислень для «тонкого» і «широкого» соленоїда показує, що збільшення ширини обмотки призводить до значного спотворення збуджуючого струму для досить малих і практично найбільш цікавих співвідношень відстані між соленоїдом і його внутрішнім розміром.

На закінчення наведемо результати чисельних оцінок індуктивності системи «круговий соленоїд – масивний провідник» з нормуванням на величину індуктивності одиночного ізоляваного соленоїда. Дані оцінки, як і результати безпосередніх обчислень для струмів, також є кількісними показниками впливу індукційних ефектів на електромагнітні процеси, що протікають.

Результати розрахунків індуктивності системи «круговий соленоїд – масивний провідник» подано на рис. 3.

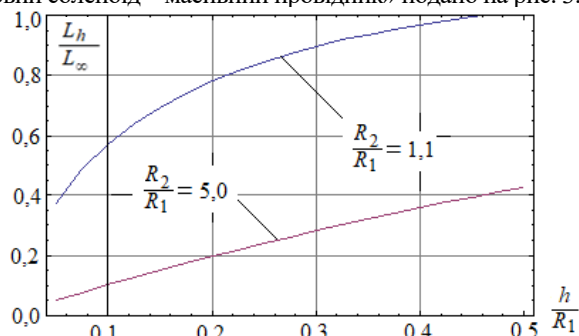


Рис. 3. Індуктивність системи «круговий соленоїд – масивний провідник»

З обчислень випливає, що індуктивність, як коефіцієнт пропорційності між магнітним потоком, що збуджується, і збуджуючим його струмом, падає при зменшенні відстані між соленоїдом і масивним провідником. Її найбільша величина має місце при $h/R_1 \rightarrow \infty$ (одиначний соленоїд). Також слід зазначити зростання індуктивності зі збільшенням його ширини.

Як наслідок, ці факти означають необхідність збільшення амплітуди струму, що живить обмотку соленоїда, для збереження незмінної величини магнітного потоку при зменшенні відстані між соленоїдом і масивним провідником.

З фізичної точки зору отримані результати можна пояснити суперпозицією полів протилежно спрямованих струму джерела і струму, індукваного в ідеальному провіднику. Причому величина «протиструму» в обмотці соленоїда в порівнянні зі струмом джерела природно падає, що обумовлено наявністю відстані між соленоїдом і металом h . Очевидно, коли $h \rightarrow 0$, суперпозиція струму джерела і «протиструму» дає нульовий результат і індуктивність досліджуваної системи $L_{(h \rightarrow 0)} \rightarrow 0$. Останнє означає необхідність значного збільшення струму джерела для підтримки постійної величини збуджуваного магнітного потоку.

Висновки. Проведено теоретичний аналіз процесів збудження вихрових струмів у масивному провіднику полем плоского кругового соленоїда, виконано числові оцінки впливу індукваних струмів на збуджуючі струми в соленоїді.

Показано, що вплив індукваного струму на струм у соленоїді дуже істотний при малих величинах відстаней між соленоїдом і поверхнею масивного провідника.

Отримано, що збільшення ширини обмотки соленоїда призводить до значного зростання впливу індукваного струму на збуджуючий струм в соленоїді.

Показано, що індуктивність системи «круговий соленоїд – масивний провідник» знижується при зменшенні відстані між соленоїдом і масивним провідником і збільшенні радіальних розмірів соленоїда, що вимагає збільшення амплітуди збуджуючого струму для збереження заданої величини магнітного потоку в системі.

Перспективним напрямом подальших досліджень бачиться проведення експериментів з вимірами кількісних характеристик взаємного впливу збуджуючих та індукваних струмів у різних конструкціях електротехнічних систем.

Фінансування. Роботу виконано та профінансовано в межах науково-дослідної роботи за держбюджетною темою, № держреєстрації 0121U109610,

КПКВК 2201040: «Розробка енергоефективного машинного комплексу для транспортного забезпечення збройних сил та національної гвардії України».

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Яворский Б.М., Детлаф А.А., Лебедев А.К. *Справочник по физике для инженеров и студентов ВУЗов*. М.: ООО «Издательство Оникс», 2006. 1056 с.
2. Benenson W., Harris J.W., Stöcker H., Lutz H. *Handbook of Physics*. Springer Nature Switzerland AG, 2002. 1190 p. doi: <https://doi.org/10.1007/0-387-21632-4>.
3. Gray Dwight E. (Ed.) *American Institute of Physics Handbook*. McGraw-Hill Book Company Inc., 1957. 1541 p.
4. Белый И.В., Фертик С.М., Хименко Л.Т. *Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов*. Х.: Вища школа, 1977. 189 с.
5. 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>.
6. Батигін Ю.В., Шиндерук С.О., Чаплигін Є.О., Єрьоміна О.Ф. Електромагнітні процеси в плоскій круговій системі з індуктором між тонкими котушками біфілара. *Технічна електродинаміка*, 2020, № 4, с. 19-24. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.019>.
7. Batygin Y.V., Shinderuk S.O., Chaplygin E.O. Mutual influence of currents in plane inductor system with solenoid between two massive conductors. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 6, pp. 25-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.6.04>.
8. Bay F., Jeanson A.-C., Zapata J.A. Electromagnetic Forming Processes: Material Behaviour and Computational Modelling. *Procedia Engineering*, 2014, no. 81, pp. 793-800. doi: <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2014.10.078>.
9. Ouyang S., Li C., Du L., Li X., Lai Z., Peng T., Han X., Cao Q., Li L. Electromagnetic forming of aluminum alloy sheet metal utilizing a low-frequency discharge: A new method for attractive forming. *Journal of Materials Processing Technology*, 2021, vol. 291, art. no. 117001. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2020.11.7001>.
10. Altenbach H., Konkin V., Lavinsky D., Morachkovsky O., Naumenko K. Verformungsanalyse elektrisch leitender metallischer Bauteile bei Magnetimpulsbearbeitung. *Forschung im Ingenieurwesen*, 2018, vol. 82, no. 4, pp. 371-377. (Ger). doi: <https://doi.org/10.1007/s10010-018-0285-x>.
11. Kudasov Y.B., Surdin O.M., Platonov V.V., Kozabaranov R.V., Maslov D.A., Makarov I.V., Svetlov A.S., Popov E.Y. Metal plate deformation under magnetic field pulse of complex shape. *Journal of Applied Physics*, 2019, vol. 126, no. 8, p. 084901. doi: <https://doi.org/10.1063/1.5108823>.
12. Lavinskii D.V., Morachkovskii O. K. Elastoplastic Deformation of Bodies Interacting Through Contact Under the Action of Pulsed Electromagnetic Field. *Strength of Materials*, 2016, vol. 48, no. 6, pp. 760-767. doi: <https://doi.org/10.1007/s11223-017-9822-3>.
13. Du L., Li X., Xia L., Zhang X., Lai Z., Han X., Li L., Cao Q. Numerical and experimental verification of an iterative coupling method for analyzing the Lorentz-force-driven sheet metal stamping process. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 2021, vol. 115, no. 7-8, pp. 2161-2173. doi: <https://doi.org/10.1007/s00170-021-07268-z>.
14. Batygin Y.V., Chaplygin E.A., Shinderuk S.A., Strelnikova V.A. The main inventions for technologies of the magnetic-pulsed attraction of the sheet metals. a brief review. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 3, pp. 43-52. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.3.06>.
15. Fireteanu V., Tudorache T. Electromagnetic forces in transverse flux induction heating. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2000, vol. 36, no. 4, pp. 1792-1795. doi: <https://doi.org/10.1109/20.877791>.
16. Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л. *Теоретические основы электротехники. 4-е издание. Том 3*. СПб.: «Питер». 2006. 318 с.
17. Muller-Kirsten H.J.W. *Electrodynamics. 2nd Ed.* World Scientific Publishing Company, 2011. 632 p.

18. Исаев Ю., Васильева О. *Методы расчёта электромагнитных полей*. LAP Lambert Academic Publ., 2012. 172 с.
 19. Корн Г., Корн Т. *Справочник по математике*. М.: «Наука», 1973. 831 с.
 20. Kreyszig E. *Advanced Engineering Mathematics. 10th ed.* Wiley Publ., 2011. 1283 p.

REFERENCES

1. Yavorskii B.M., Detlaf A.A., Lebedev A.K. *Physics handbook for engineers and students of universities*. Moscow, Oniks Publ., 2006. 1056 p. (Rus).
 2. Benenson W., Harris J.W., Stöcker H., Lutz H. *Handbook of Physics*. Springer Nature Switzerland AG, 2002. 1190 p. doi: <https://doi.org/10.1007/0-387-21632-4>.
 3. Gray Dwight E. (Ed.) *American Institute of Physics Handbook*. McGraw-Hill Book Company Inc., 1957. 1541 p.
 4. Belyi I.V., Fertik S.M., Khimenko L.T. *Handbook of magnetic-pulse processing of metals*. Kharkiv, Vyshcha Shkola Publ., 1977. 189 p. (Rus).
 5. 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>.
 6. Batygin Y.V., Shinderuk S.O., Chaplygin E.O., Yeryomina O.F. Electromagnetic processes in a flat circular system with an inductor between thin bifilar coils. *Technical Electrodynamics*, 2020, no. 4, pp. 19-24. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.019>.
 7. Batygin Y.V., Shinderuk S.O., Chaplygin E.O. Mutual influence of currents in plane inductor system with solenoid between two massive conductors. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 6, pp. 25-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.6.04>.
 8. Bay F., Jeanson A.-C., Zapata J.A. Electromagnetic Forming Processes: Material Behaviour and Computational Modelling. *Procedia Engineering*, 2014, no. 81, pp. 793-800. doi: <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2014.10.078>.
 9. Ouyang S., Li C., Du L., Li X., Lai Z., Peng T., Han X., Cao Q., Li L. Electromagnetic forming of aluminum alloy sheet metal utilizing a low-frequency discharge: A new method for attractive forming. *Journal of Materials Processing Technology*, 2021, vol. 291, art. no. 117001. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2020.11.7001>.
 10. Altenbach H., Konkin V., Lavinsky D., Morachkovsky O., Naumenko K. Verformungsanalyse elektrisch leitender metallischer Bauteile bei Magnetimpulsbearbeitung. *Forschung im Ingenieurwesen*, 2018, vol. 82, no. 4, pp. 371-377. (Ger). doi: <https://doi.org/10.1007/s10010-018-0285-x>.
 11. Kudasov Y.B., Surdin O.M., Platonov V.V., Kozabaranov R.V., Maslov D.A., Makarov I.V., Svetlov A.S., Popov E.Y. Metal plate deformation under magnetic field pulse of complex shape. *Journal of Applied Physics*, 2019, vol. 126, no. 8, p. 084901. doi: <https://doi.org/10.1063/1.5108823>.
 12. Lavinskii D.V., Morachkovskii O. K. Elastoplastic Deformation of Bodies Interacting Through Contact Under the Action of Pulsed Electromagnetic Field. *Strength of Materials*, 2016, vol. 48, no. 6, pp. 760-767. doi: <https://doi.org/10.1007/s11223-017-9822-3>.
 13. Du L., Li X., Xia L., Zhang X., Lai Z., Han X., Li L., Cao Q. Numerical and experimental verification of an iterative coupling method for analyzing the Lorentz-force-driven sheet metal stamping process. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 2021, vol. 115, no. 7-8, pp. 2161-2173. doi: <https://doi.org/10.1007/s00170-021-07268-z>.
 14. Batygin Y.V., Chaplygin E.A., Shinderuk S.A., Strelnikova V.A. The main inventions for technologies of the magnetic-pulsed attraction of the sheet metals. a brief review. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 3, pp. 43-52. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.3.06>.
 15. Fireteanu V., Tudorache T. Electromagnetic forces in transverse flux induction heating. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2000, vol. 36, no. 4, pp. 1792-1795. doi: <https://doi.org/10.1109/20.877791>.

How to cite this article:

Batygin Yu.V., Yeryomina O.F., Shinderuk S.O., Chaplygin E.O. The mutual influence of exciting and induced currents in the circular solenoid – massive conductor system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 67-71. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.12>

16. Demirchyan K.S., Neiman L.R., Korovkin N.V., Chechurin V.L. *Theoretical foundations of electrical engineering. 4th ed. vol. 3*. St. Petersburg, Peter Publ., 2006. 318 p. (Rus).
 17. Muller-Kirsten H.J.W. *Electrodynamics. 2nd Ed.* World Scientific Publishing Company, 2011. 632 p.
 18. Isaev Yu., Vasilieva O. *Methods for calculating electromagnetic fields*. LAP Lambert Academic Publ., 2012. 172 p. (Rus).
 19. Korn H., Korn T. *Mathematical Handbook*. Moscow, Nauka Publ., 1973. 831 p. (Rus).
 20. Kreyszig E. *Advanced Engineering Mathematics. 10th ed.* Wiley Publ., 2011. 1283 p.

Надійшла (Received) 05.03.2023
 Прийнята (Accepted) 09.05.2023
 Опублікована (Published) 02.11.2023

Батюгін Юрій Вікторович¹, д.т.н., проф.,
 Єрьоміна Олена Федорівна¹, к.т.н., доц.,
 Шиндерук Світлана Олександрівна¹, к.т.н., доц.,
 Чаплигін Євген Олександрович¹, к.т.н., доц.,
¹ Харківський національний автомобільно-дорожній університет,
 61002, Харків, вул. Ярослава Мудрого, 25,
 e-mail: yu.v.batygin@gmail.com;
 elena.yeryomina@gmail.com (Corresponding Author);
 s.shinderuk.2016102@ukr.net; chaplygin.e.a@gmail.com

Yu.V. Batygin¹, O.F. Yeryomina¹, S.O. Shinderuk¹, E.O. Chaplygin¹
¹ Kharkiv National Automobile and Highway University,
 25, Yaroslava Mudrogo Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

The mutual influence of exciting and induced currents in the circular solenoid – massive conductor system.

Problem. The flow of currents in the conductive elements of electrical systems is accompanied by the excitation of electromagnetic fields and the occurrence of induced currents. The excitation of the induced signals, in turn, leads to a change in the parameters of the actual exciting currents. The purpose of the work is to obtain analytical expressions for the quantitative analysis of the results of the mutual influence of the exciting and induced currents and to calculate their ratio depending on the geometric characteristics of the inductor systems. **Methodology.** The analysis of the processes of mutual influence is carried out on the example of a widespread inductor system, where a flat circular solenoid is placed above the surface of a massive conductor. Analytical expressions for eddy currents excited in a massive conductor and numerical estimates of the effect of induced currents on exciting currents in a solenoid are obtained. **Results.** It is shown that the influence of the induced current on the current in the solenoid is very significant at small distances between the solenoid and the surface of the massive solenoid. It has been found that an increase in the width of the solenoid winding leads to a significant increase in the influence of the induced current on the excitation current in the solenoid. It is shown that the inductance of the "circular solenoid - massive conductor" system drops with a decrease in the distance between the solenoid and the massive conductor and an increase in the radial dimensions of the solenoid, which requires an increase in the amplitude of the exciting current to maintain a given value of the magnetic flux in the system. **Originality.** The scientific novelty of this work lies in the proposal of an analytical approach and obtaining numerical estimates of the mutual influence of conductors with exciting and induced currents. **Practical value.** Estimates of the mutual influence of conductors with currents are of interest for the practice of designing structures of electrical systems for various purposes. Very promising in the direction further research is seen as carrying out experiments with measurements of the quantitative characteristics of the mutual influence of exciting and induced currents in various designs of electrical systems. References 20, figures 3.

Key words: circular solenoid, massive conductor, inductor system, eddy currents, inductance.

Estimation of electrical resistivity of conductive materials of random shapes

Introduction. Electrical resistivity is an important material characteristic in the field of electrical engineering and material science. There are several methods that can be used to measure resistance, like the 4-wire method which relates the resistance to a voltage drop at a given current flow, but to define the resistivity from the resistance value requires an analytical expression for the given system which requires a sufficient mathematical apparatus for describing complicated shapes. Therefore we use finite element method computations to compute the resistivity of a metal material. This approach has been already used for different materials like concrete and aluminum in the past. We then compare this method with an analytical expression that due to intuition could approximate the solution sufficiently. After that, the same material is used again to test the electrical isotropy of the sample. **Novelty.** A method is developed by combining the results of experimental studies and the results of mathematical modelling of the process of determining the electrical conductivity of metals. The goal is to describe and employ a method of measuring the electrical resistivity of metal objects of random shapes. Using this method, it is possible to measure the resistivity of materials without the need to manufacture them into wires or ribbons. **Methods.** The solution to the problem was carried out by the finite element method via the COMSOL Multiphysics 5.6 simulation program in a cartesian coordinate system and the resistance between two points of the metal sample was measured by the 4-wire method. **Results.** A similar resistance value was obtained when the measuring terminals were placed in different places. The difference between them was within 1,5 % and the obtained values were close to the values given by the literature for the electrical resistivity of electrical steels. Terminal size influences the measured conductivity and a max error of 5,2 % was estimated. **Practical value.** A method of estimating the resistivity of materials without the need to manufacture them into specific shapes, like wires or ribbons, for which analytical expressions between resistivity and resistance are easily derived. References 18, tables 7, figures 12.

Key words: electrical resistivity, finite element method, electrical resistivity measurements, numerical simulation.

Вступ. Питомий електричний опір є важливою характеристикою матеріалу в галузі електротехніки та матеріалознавства. Існує кілька методів, які можна використовувати для вимірювання опору, наприклад, 4-провідний метод, який пов'язує опір з падінням напруги при заданому струмі, але для визначення питомого опору за значенням опору потрібен аналітичний вираз для даної системи, який вимагає достатнього математичного апарату для опису складних форм. Тому ми використовуємо розрахунки методом скінченних елементів до розрахунку питомого опору металевого матеріалу. Цей підхід вже використовувався в минулому для різних матеріалів, таких як бетон та алюміній. Потім ми порівнюємо цей метод з аналітичним виразом, який завдяки інтуїції може достатньо апроксимувати рішення. Після цього матеріал знову використовується для перевірки електричної ізотропії зразка. **Новизна.** Розроблено метод шляхом поєднання результатів експериментальних досліджень та результатів математичного моделювання процесу визначення електропровідності металів.

Мета – описати та застосувати метод вимірювання питомого електричного опору металевих предметів довільної форми. Використовуючи цей метод, можна вимірювати питомий опір матеріалів без необхідності виготовлення дротів або стрічок.

Методи. Розв'язання задачі здійснювалося методом скінченних елементів за допомогою програми моделювання COMSOL Multiphysics 5.6 у декартовій системі координат, а опір між двома точками металевого зразка вимірювався 4-провідним методом. **Результати.** Отримано аналогічне значення опору під час розміщення вимірювальних клем у різних місцях. Різниця між ними знаходилася в межах 1,5% і отримані значення були близькими до наведених у літературі значень електричного опору електротехнічних сталей. Розмір клем впливає на провідність, що вимірюється, максимальна похибка становить 5,2 %.

Практична цінність. Метод оцінки питомого опору матеріалів без необхідності надання їм певної форми, наприклад, дроту або стрічок, для якого легко отримати аналітичні вирази між питомим опором та опором. Бібл. 18, табл. 7, рис. 12.

Ключові слова: електричний опір, метод скінченних елементів, вимірювання питомого електричного опору, чисельне моделювання.

Introduction. Electrical resistivity is an important material characteristic. The theory of its measurement is well established and commonly used measurement techniques like the 2-wire or 4-wire method are used in praxis [1]. Because metals are usually very good conductors the measurement of their resistivities can be difficult [2, 3]. A similar problem of measuring the material resistivity of samples with different shapes was worked on in the study [4].

Resistivity defines the power losses of electrical conductors and in addition to parasitic capacitances and inductances, it can determine the transient behavior of circuits. It determines the skin depth of the magnetic and electric skin effect [5, 6]. The measurement of conductivity is also important in sensing the progress of concrete curing [7, 8] and also important in estimating its durability [9]. Not all metal materials can be measured this way and different techniques are used for porous materials [10]. Resistance measurements also yield structural information [11]. Most magnetic metals have a grain structure that experiences specific effects on resistivity [12]. Measuring the electrical resistance is done relative to two arbitrary points. In this work, it consists of connecting the points (terminals) to a

power supply and measuring the current flowing from the power supply and the voltage difference between the two points. The resistance is then given by Ohm's law. However, calculating the resistivity based on resistance can be challenging especially when dealing with irregularly shaped objects. Then numerical methods can be employed to compute the electrical field distribution throughout the object. The current then flows in the direction of the electric field vectors (if we assume electric isotropy). The measurement of anisotropic materials has been done in the past, but in this work, the material is considered to be isotropic which will be tested [13].

After the resistance of the material is measured, the resistivity is computed from numerical analysis of the system by fitting the resistivity to fit the simulated voltage drop to the measured one.

The goal of the paper is to describe and test a method of electrical resistivity measurement of metal objects of non-standard shapes. Using it, it is possible to measure the resistivity of materials without the need to manufacture them into wires or ribbons.

The subject of investigations. This paper defines the used equations for the systems. The mathematics used is well-known in the field of electrical engineering.

After defining the problem and choosing a shape of interest, the numerical computation is done with the aid of the finite element method, which computes the discretized approximation of the system. After doing one simulation with a random resistivity value, the real value is computed which fits the simulation to the experiment. Because the chosen shape resembles a bus bar, the difference between an analytic expression and the simulation result of the conductivity is calculated. The terminal size influence is analyzed.

Theory and basic formulas. The equations governing electrostatics describe the electric field in a medium that arises due to static electrical charges. Via the material equations the relationship between the electric field E and current density J is established (1), which is the Ohm's law in differential form [14]. Throughout the paper we assume electrical isotropy of the medium so only scalar material characteristics are considered [15]:

$$J = \sigma E, \quad (1)$$

where σ is the conductivity of the material, which we want to estimate.

Electrical voltage is the potential difference between two points marked T1 and T2 in Fig. 1. The flowing current and voltage difference is expressed by (2) where the integration surface S is marked on the picture as well [16].

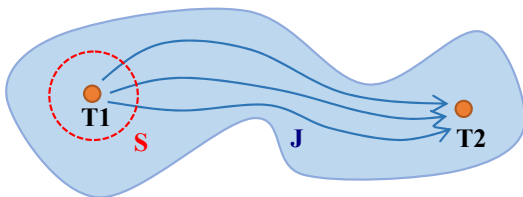


Fig. 1. A suitable integration surface for determining the current flowing through the body of the object. The integration surface S contains one terminal (T1) of the connected power supply

The current flowing through a medium is the flux of the current density vectors through a given surface. This surface should be suitably chosen like an enclosing sphere around one terminal of the object as it is shown in Fig. 2 [17].



Fig. 2. A wire of uniform cross-section as a special case of the system

Equation (2) defines the resistance and so the relationship between the electric field and a corresponding current flow. The proportionality constant is the conductivity. By changing the conductivity at a given current we can fit the voltage drop from experiments and so the best-fit value will represent the conductivity of the material:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{\int_{T1}^{T2} E dl}{\sigma \int_S E dS}. \quad (2)$$

Special case. One frequently used shape for which electrical resistance is computed is a long thin cylinder like it is in the case of an electrical wire.

The integrals from (2), because the wire is assumed to be uniform throughout its length becomes (3). Using Ohm's law we can obtain an analytic solution of (2) for simple wire-like objects (their length is the only significant dimension) [15]:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{E \cdot l}{I \cdot S} = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{l}{S}. \quad (3)$$

Material sample. A transformer steel strip was selected for the measurement (Fig. 3). The sheet's dimensions are $96 \times 16,5 \times 0,3$ mm and two holes with a diameter of 5 mm are located near its ends. The holes were sanded, and two copper wires were soldered to their inner halves, which represent the two terminals of the object.



Fig. 3. The transformer sheet whose conductivity is the subject of determination

Based on this a 2D model was created in the Fusion 360 software that was extruded to 3D by giving the 2D plane a thickness of 0,3 mm (Fig. 4).

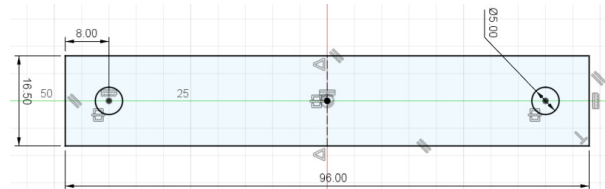


Fig. 4. Fusion 360 model of the steel strip

The model was imported into COMSOL Multiphysics modeling software as a .dxf file and an external domain representing an infinite air domain was added (Fig. 5). The air domain and the material were given a relative permittivity ϵ_r of 1. Air was given a conductivity σ of 10^{-10} S·m⁻¹ (because 0 makes the model not converge) and the metal conductivity was set to $2 \cdot 10^6$ S·m⁻¹.

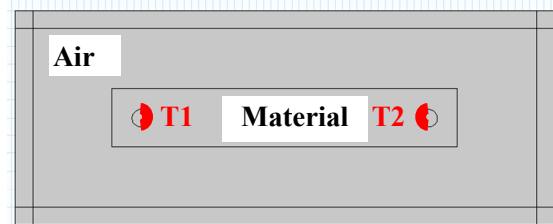


Fig. 5. COMSOL Multiphysics model of the system

Measurement. The measurement setup is shown in Fig. 6. It consisted of a constant current source (R&S HMP4040) and a voltmeter (RIGOL DM 3068), which measured the voltage difference between the terminals of the object.

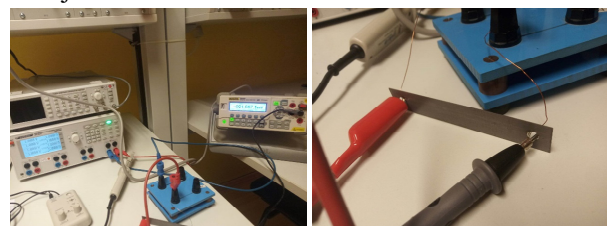


Fig. 6. Left – the measurement setup; right – placement of the voltage meter probes

The voltage measurement was done at currents in the range of 1 to 5 A with a step of 1 A. The obtained values are shown in Table 1. The measurement method used is the 4-wire resistance measurement method [1].

Table 1
Measured values of voltage at a given current

Current, A	Voltage, mV	Resistance of strip, mΩ
1	7,0798	7,0798
2	14,1352	7,0676
3	21,135	7,045
4	28,2366	7,05915
5	35,3046	7,06092

The average value of the resistance was taken using an arithmetic mean (4). So a resistance of 7,0625 mΩ was computed:

$$\bar{R} = \frac{1}{5} \cdot \sum_{i=1}^5 R_i = 7,0625 \text{ m}\Omega . \quad (4)$$

Simulation. The simulated system's terminals were connected to a 1 A constant current source and the output of the simulation was the voltage difference between the terminals that the current creates (Fig. 7, 8). The original guess of material conductivity $\sigma = 2 \cdot 10^6 \text{ S}\cdot\text{m}^{-1}$ was not correct, because the computed voltage drop was 9,5032 mV. The resistance of an object is inversely dependent on its conductivity, therefore linearly dependent on its resistivity ρ_R (ρ was used for volumetric charge density earlier). Two points in the resistivity/voltage drop graph define the linear relationship. At zero resistivity the voltage drop will be always zero so only one point is needed. The point coordinates are shown in Table 2.

Table 2
Two points from the resistivity/voltage drop space

Resistivity, Ω·m	Voltage, V
0	0
$5 \cdot 10^{-7}$	0,016107

From them, we can define the voltage drop U as a function of resistivity. The expression is:

$$U = 16107 \cdot \rho_R . \quad (5)$$

The desired voltage drop at 1 A is 7,0625 mV, so the material resistivity is fit as the value $4,38 \cdot 10^{-7} \text{ }\Omega\cdot\text{m}$. When this value is set as the material resistivity in the simulation program, the computed voltage drop has the same value as the experimental one.

Comparison with the special case equation. The current density (Fig. 7–9) seems to be uniformly distributed through the middle part of the sheet. This may suggest that the analytical approach from the chapter «Special case» could be used with enough precision because the sheet has a long uniform middle section. The sheet cross-section in the middle is a rectangle that has dimensions of $0,3 \times 16,5 \text{ mm}$. For the «wire length» we take the shortest path between the terminals, which is the strip axis between the holes (75 mm). Inserting these values into (3) returns a conductivity of $2,145 \cdot 10^6 \text{ S}\cdot\text{m}^{-1}$.

When computing the relative error between these two approaches formula (6) yields a relative error of approx. 6 % which is to be decided by the application if it is tolerable:

$$\delta_\sigma = \left| \frac{\sigma_{eq} - \sigma_{sim}}{\sigma_{sim}} \right| \cdot 100\% = 5,932\% . \quad (6)$$

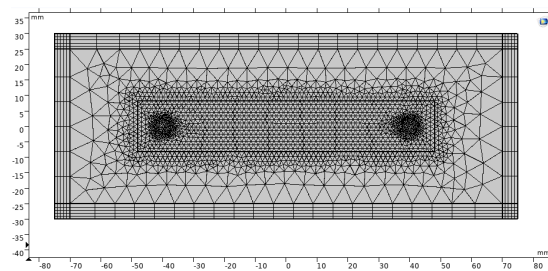


Fig. 7. The mesh generated for the given system

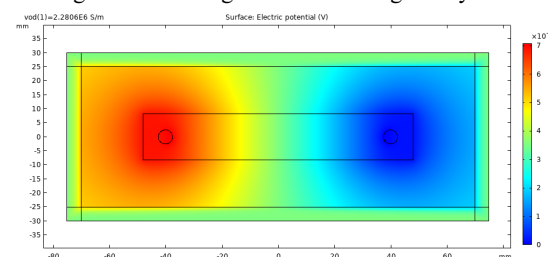


Fig. 8. The electrical potential at points of the system

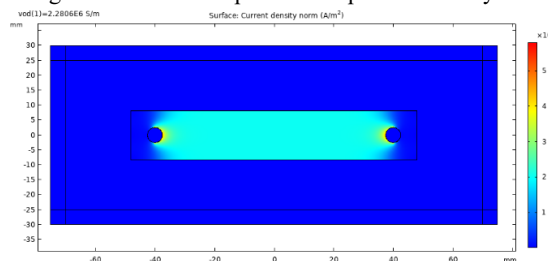


Fig. 9. The current density norm at points of the system

Measurement and simulation of resistivity at different terminals. The measurement and simulation were executed again at different points of the same sheet to test the obtained results. The tested terminal placements are shown in Fig. 10, 11. The lengths of the terminals were 5 mm in case *a*) and 2 mm in case *b*).

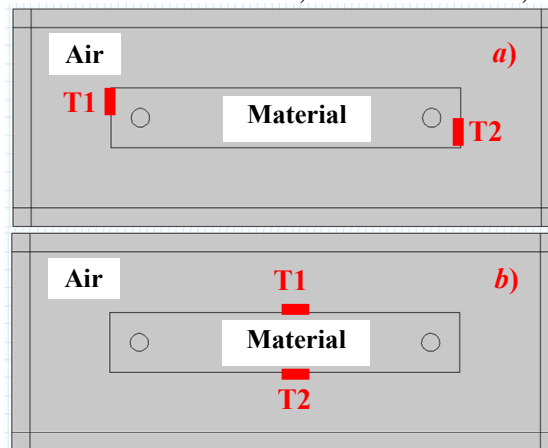


Fig. 10. Simulated samples of sheets

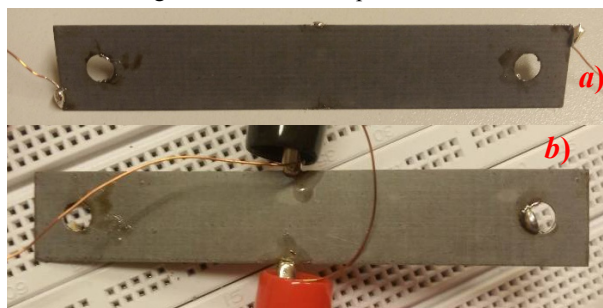


Fig. 11. The sheet samples to which wires were soldered as terminals as it was shown in Fig. 10

After the same process of measurement was repeated for sheets *a*) and *b*), the obtained results are shown below. After the resistance values were averaged from 5 current values (Table 3), the relative errors between the voltage drops if the same resistance value is used as the estimated one are shown in Table 4. The relative error was computed in the same way as in (6), but the *eq* index was replaced by *measurement*.

The resistances that would be obtained from such measurements are shown in Table 5. The error is again computed similarly as in (6) and relative to the original estimated sheet conductivity. The sheet seems to be electrically isotropic as it was expected.

Table 3
Measured values of sheet resistance

Sheet	Resistance of strip, mΩ
<i>a</i>)	10,5784
<i>b</i>)	2,7606

Table 4
Measured and simulated values of voltage drop at the given current

Sheet	Voltage drop at 1 A – measurement, mV	Voltage drop at 1 A – simulation, mV	Relative error, %
<i>a</i>)	10,5784	10,525	0,51
<i>b</i>)	2,7606	2,7857	0,9

Table 5
Measured and simulated values of voltage drop at the given current

Sheet	Resistivity, Ω·m	Error compared to the original sheet, %
Original	$4,385 \cdot 10^{-7}$	0
<i>a</i>)	$4,452 \cdot 10^{-7}$	1,52
<i>b</i>)	$4,429 \cdot 10^{-7}$	1,01

The effect of contact properties of probes to the surface of the sheet. The contacts that the probes make with the sheet affect the measured voltage drop. The transformer sheet was covered in an electrically isolating varnish that was removed in the places of probe connection and the sanded length was measured to correspond with the simulations. A simple ruler was used for the measurement with a resolution of 1 mm. To estimate how this affects the computed values of conductivity due to terminal size uncertainty the simulation was recomputed. Multiple terminal lengths from the interval of ± 1 mm centered around the desired value were used. It is evident (Fig. 12) that the voltage drop monotonically decreases with terminal size. When computing the resistivity it can be seen that it increases monotonically with terminal size.

The main reason behind such large differences between the error values (Table 6) is the proximity of the measuring terminals, which was substantially lower in the case of *b*). The closer they are, the larger measuring uncertainty of resistivity can be expected, because at small distances it affects the electric field distribution the most. Also the solder connection resistance was not controlled and therefore also affects the measurement to some extent, since the solder conductivity is comparable to the sheet's conductivity. The best method to suppress the effect of the connections' resistances is to place the terminals as far apart as possible in order to make the electric field lines between terminals as long as possible. This will render the resistance of the terminal connections

as small as possible compared to the resistance of the sheet between the terminals and so the measured voltage drop will be mostly due to the sheet's resistance between the two terminals.

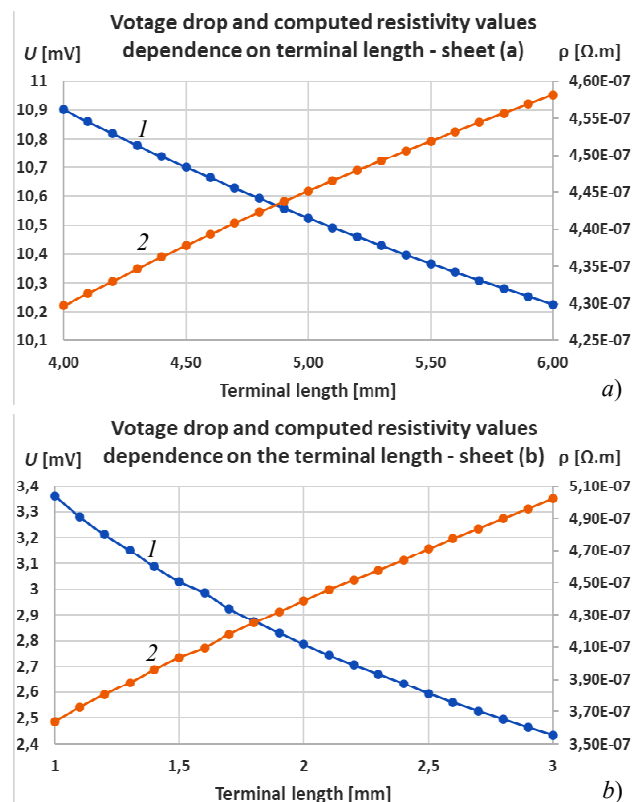


Fig. 12. Voltage drop dependence on terminal length when a conductivity of $2.25 \cdot 10^6$ S/m was used for the simulation on sheets (a) and (b) – blue graph 1 and the corresponding computed resistivity value to match experiments – orange graph 2

Table 6
Calculated conductivity interval due to a 1 mm terminal measuring error

Sheet	Lowest ρ , Ω·m	Largest ρ , Ω·m	Max error compared to Table 5, %
<i>a</i>)	$4,298 \cdot 10^{-7}$	$4,582 \cdot 10^{-7}$	3,47
<i>b</i>)	$3,638 \cdot 10^{-7}$	$5,022 \cdot 10^{-7}$	17,85

Uncertainty of the resistance measurement. The uncertainty values of measurements were calculated from the datasheet values of the used devices. The voltage drop was measured by the RIGOL DM 3068 multimeter which on the smallest 200 mV range has a 0,002 % error of reading and a 0,002 % error of range. The R&S HMP4040 current source has a regulation error consisting of a 0,01 % error of regulation and a 250 μA offset error. When setting a DC current value of 1 A, the current accuracy is $1 \pm 0,00035$ A. The voltage accuracies can be seen in Table 7.

Because the current and voltage were measured by two separate instruments, they are uncorrelated and because resistance is computed by division of these values, the resistance uncertainty is given as [18]:

$$u_R = \left(\frac{u_u}{U} + \frac{u_i}{I} \right) \cdot R, \quad (7)$$

where u_R is the resistance uncertainty, u_u and u_i are the voltage and current uncertainties, U and I are the measured voltage and current values and R is the computed resistance.

The resistance is then estimated as $R \pm u_R$ and is shown in Table 7. The relative resistance measurement uncertainty is 0,075 % for sheet *a*) and 0,182 % for sheet *b*) [18].

Table 7
Absolute uncertainty of the resistance measurement

Sheet	Absolute current uncertainty, A	Absolute voltage uncertainty, V	Absolute resistance uncertainty, Ω
<i>a</i>)	$3,5 \cdot 10^{-4}$	$4,212 \cdot 10^{-6}$	$7,914 \cdot 10^{-6}$
<i>b</i>)	$3,5 \cdot 10^{-4}$	$4,055 \cdot 10^{-6}$	$5,021 \cdot 10^{-6}$

When computing the resistance error due to terminal size uncertainty from Fig. 12 we obtain a relative uncertainty for sheet *a*) of 3,33 % and for sheet *b*) of 21,74 %. So the uncertainty in the connection parameters of the probes to the sheet strongly dominate the uncertainty of resistance measurement. The further apart the two terminals are, the smaller the error becomes.

Conclusions. The paper described a method of estimating the resistance of highly conductive materials of non-standard shapes. The method can estimate the conductivity of metals even when placed in different places of the object with a relative difference of approximately 1,5 %. However, because there is uncertainty in the terminal connection sizes and resistances, putting them too close together can yield very large uncertainty values. Terminals should be placed on opposite ends of the object to make these influences as small as possible. Because there is no bounds of what object shapes could be used for the measurement the uncertainties of the given terminal placements should be computed for each case and decided if it is appropriate for the given application. The obtained results are similar to the resistivities of other metals of the same category. Because the measurement yielded a similar value of resistivity when the terminals were placed on the sheet axis (original measurement and sheet marked *a*)) and perpendicular to it (the sheet marked *b*)) we can assume that the electrical steel is electrically isotropic.

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

REFERENCES

1. Singh Y. Electrical resistivity measurements: a review. *International Journal of Modern Physics: Conference Series*, 2013, vol. 22, pp. 745-756. doi: <https://doi.org/10.1142/S2010194513010970>.
2. Zimmerman J.E. Measurement of Electrical Resistivity of Bulk Metals. *Review of Scientific Instruments*, 1961, vol. 32, no. 4, pp. 402-405. doi: <https://doi.org/10.1063/1.1717387>.
3. Rossiter P.L. *The Electrical Resistivity of Metals and Alloys*. Cambridge Solid State Science Series, 1991. 452 p.
4. Hájek M., Veselý J., Cieslar M. Precision of electrical resistivity measurements. *Materials Science and Engineering: A*, 2007, vol. 462, no. 1-2, pp. 339-342. doi: <https://doi.org/10.1016/j.msea.2006.01.175>.
5. Zhang D. Magnetic skin effect in silicon-iron core at power frequency. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2000,

vol. 221, no. 3, pp. 414-416. doi: [https://doi.org/10.1016/S0304-8853\(00\)00414-5](https://doi.org/10.1016/S0304-8853(00)00414-5).

6. Wilmot-Smith A.L., Priest E.R., Hornig G. Magnetic diffusion and the motion of field lines. *Geophysical & Astrophysical Fluid Dynamics*, 2005, vol. 99, no. 2, pp. 177-197. doi: <https://doi.org/10.1080/03091920500044808>.
7. Sengul O., Gjorv O.E. Effect of Embedded Steel on Electrical Resistivity Measurements on Concrete Structures. *ACI Materials Journal*, 2009, vol. 106, no. 1, pp. 11-18. doi: <https://doi.org/10.14359/56311>.
8. Liang S., Du H., Zou N., Chen Y., Liu Y. Measurement and simulation of electrical resistivity of cement-based materials by using embedded four-probe method. *Construction and Building Materials*, 2022, vol. 357, art. no. 129344. doi: <https://doi.org/10.1016/j.conbuildmat.2022.129344>.
9. Azarsa P., Gupta R. Electrical Resistivity of Concrete for Durability Evaluation: A Review. *Advances in Materials Science and Engineering*, 2017, vol. 2017, art. no. 8453095. doi: <https://doi.org/10.1155/2017/8453095>.
10. Ma X., Peyton A.J., Zhao Y.Y. Eddy current measurements of electrical conductivity and magnetic permeability of porous metals. *NDT & E International*, 2006, vol. 39, no. 7, pp. 562-568. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ndteint.2006.03.008>.
11. Liu X., Sun J., Wang H. Numerical simulation of rock electrical properties based on digital cores. *Applied Geophysics*, 2009, vol. 6, no. 1, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1007/s11770-009-0001-6>.
12. Nakamichi I. Electrical Resistivity and Grain Boundaries in Metals. *Materials Science Forum*, 1996, vol. 207-209, pp. 47-58. doi: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/MSF.207-209.47>.
13. Montgomery H.C. Method for Measuring Electrical Resistivity of Anisotropic Materials. *Journal of Applied Physics*, 1971, vol. 42, no. 7, pp. 2971-2975. doi: <https://doi.org/10.1063/1.1660656>.
14. *OpenStax. 9.3 Resistivity and Resistance*. University Physics, 2023, vol. 2. Available at: <https://openstax.org/books/university-physics-volume-2/pages/9-3-resistivity-and-resistance> (accessed 01 March 2023).
15. *COMSOL Multiphysics Encyclopedia, Electrostatics, Theory*. 2023. Available at: <https://www.comsol.com/multiphysics/electrostatics-theory?parent=electromagnetics-072-162> (accessed 01 March 2023).
16. Kováč D., Kováčová I., Kaňuch J. *EMC z hlediska teorie a aplikace*. Praha, BEN technická literatura, 2006.
17. *COMSOL Multiphysics Encyclopedia, Steady Currents*. 2023. Available at: <https://www.comsol.com/multiphysics/steady-currents?parent=electromagnetics-072-502> (accessed 01 March 2023).
18. Taylor R.J. *An Introduction to Error Analysis: The Study of Uncertainties in Physical Measurements*. 2nd Edition. University Science Books, 1996. 327 p.

Received 16.03.2023

Accepted 28.04.2023

Published 02.11.2023

Šimon Gans¹, PhD Student,
Ján Molnár¹, Associate Professor,
Dobroslav Kováč¹, Professor,

¹Department of Theoretical and Industrial Electrical Engineering, Technical University of Košice, Slovakia,
e-mail: simon.gans@tuke.sk (Corresponding Author);
jan.molnar@tuke.sk; dobroslav.kovac@tuke.sk

How to cite this article:

Gans Š., Molnár J., Kováč D. Estimation of electrical resistivity of conductive materials of random shapes. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 72-76. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.13>

А.В. Красножон, А.О. Квицинський, Р.О. Буйний, І.В. Діхтярук, О.В. Красножон

Дослідження впливу параметрів сучасних грозозахисних тросів на величину втрат потужності в них для повітряних ліній електропередавання 330-750 кВ

Досліджено втрати електроенергії в грозозахисних системах повітряних ліній електропередавання напругою 330-750 кВ з грозозахисними тросами, що містять вбудований оптоволоконний кабель. Показано, що ці втрати є значними, залежать від взаємного розташування фаз та тросу, навантаження лінії за струмом та параметрів самого тросу (співвідношення його активного та реактивного опорів) і можуть становити від 1,6 кВт/км для ліній 750 кВ до сотень Вт/км для ліній 330 кВ. Визначено, що грозозахисні троси з погонним активним опором в діапазоні від 0,32 $\Omega/\text{км}$ до 1,5 $\Omega/\text{км}$ будуть мати втрати, близькі до максимальних. Вперше рекомендовано використовувати грозозахисні троси, які містять вбудований оптоволоконний кабель, з погонним активним опором не більше 0,25 $\Omega/\text{км}$, що дозволить зменшити втрати потужності та підвищити енергоефективність повітряних ліній електропередавання 330-750 кВ. Бібл. 27, табл. 1, рис. 5.

Ключові слова: повітряна лінія електропередавання, грозозахисна система, грозозахисний трос, втрати електроенергії, погонний активний опір.

Вступ. В сучасному світі повітряні лінії електропередавання (ПЛ) все частіше обладнуються грозозахисними тросами (ГЗТ) з вбудованим оптоволоконним кабелем (троси типу ОКГТ). Такі троси не тільки захищають фази ПЛ від прямих ударів блискавки, але й одночасно мають вбудовані канали для передачі інформації. Процес оснащення ПЛ такими тросами триває і в Україні, в першу чергу це магістральні ПЛ класу напруги 220-400 кВ. Слід зазначити, що грозозахисна система ПЛ вищезазначених класів напруги найчастіше складається з двох ГЗТ.

Згідно з вимогами ПУЕ [1], ГЗТ типу ОКГТ мають бути приєднані до кожної опори ПЛ, які, в свою чергу, заземлені. При цьому в грозозахисній системі ПЛ у нормальному режимі роботи будуть мати місце додаткові втрати електричної енергії. Магнітне поле фазних проводів ПЛ утворює змінний магнітний потік, зчеплений з грозозахисною системою ПЛ. Цей потік призводить до появи у ГЗТ наведених струмів та, як наслідок, втрат енергії на нагрівання самих ГЗТ, які мають певний активний опір.

Огляд публікацій. У роботі [2] розглянутий підхід щодо розрахунку втрат потужності у грозозахисній системі ПЛ 330 кВ, яка має один ГЗТ та виконана на опорах марки ПС330-2 з вертикальним розташуванням фаз. Автори показують, що у разі застосування ГЗТ типу ОКГТ наведений струм у ГЗТ може призводити до значних втрат потужності. Проте, більшість ПЛ 330-750 кВ мають горизонтальне розміщення проводів та два ГЗТ. Слід зазначити, що найчастіше в ході модернізації зазначених ПЛ в Україні заміняють лише один з двох ГЗТ на ОКГТ: інший залишається поділений на сегменти сталевим канатом, причому кожен з сегментів, відповідно до ПУЕ, заземлений в одній точці з метою унеможливлення протікання в такому ГЗТ наведеного струму.

Дослідження режимів роботи грозозахисних систем ПЛ високої і надвисокої напруги мають давню історію [3, 4]. Проте, нестаріючий інтерес до цих питань обумовлений як використанням нових матеріалів, так і розробкою нових типів опор ПЛ, зміною параметрів самих ГЗТ, зміною навантаження ПЛ тощо. Питання улаштування і режимів роботи грозоза-

хисних систем розглядаються у публікаціях [5-7]. Однак в них увага приділяється багатоголовим ПЛ з одним або двома грозозахисними тросами [5] та вертикальним розташуванням фаз. При цьому обирається оптимальне взаємне розташування фаз різних кіл такої ПЛ з метою зменшення втрат потужності в її грозозахисній системі.

ПЛ класів напруги 330-750 кВ, що зустрічаються на території нашої країни, мають горизонтальне розташування фаз та є здебільшого одноголовими. Характерною особливістю українських ПЛ є значні розміри опор та відстаней між фазами та ГЗТ, тому наведені у роботах [5-7] методи зменшення втрат потужності в грозозахисній системі не можуть бути застосовані для них.

Зменшенню втрат потужності в електричних мережах присвячено багато робіт, зокрема [8-13]. Проте, більшість цих робіт направлена на вирішення проблеми зменшення технологічних втрат електричної енергії у фазних провідниках електричної мережі та силових трансформаторах.

Питання зменшення втрат є також актуальними для кабельних ліній, де за схожим механізмом впливу відбувається наведення струмів в екранах одножильних кабелів (за наявності умов для їх протікання) [1, 14-17].

Аналіз нормативних документів щодо улаштування волоконно-оптичних ліній зв'язку (ВОЛЗ) на ПЛ показав, що під час вибору ОКГТ враховують їх механічну міцність та стійкість до струмів блискавки та короткого замикання і не беруть до уваги втрати потужності, які виникають в них в нормальному режимі роботи ПЛ [1]. Очевидно, що варто запропонувати додаткові критерії вибору ГЗТ з метою зменшення цих втрат.

Метою статті є пошук та обґрунтування критерію вибору ОКГТ для ПЛ напругою 330, 400, 500 та 750 кВ, який забезпечить зменшення втрат потужності в грозозахисних системах таких ПЛ.

Основні матеріали дослідження. Нижче наведено методику розрахунку та числові значення втрат потужності в грозозахисній системі ПЛ 330-750 кВ на прикладі опор марок ПП-750, ПП-500 та ПЗ30-9 (рис. 1).

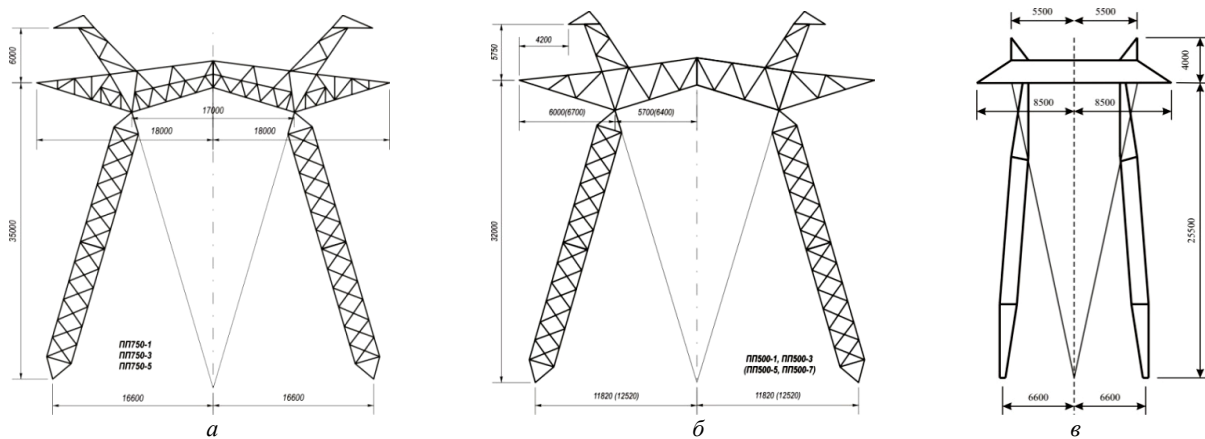


Рис. 1. Зовнішній вигляд та геометричні розміри опор високовольтних ПЛ: а) ПП-750; б) ПП-500; в) ПЗ30-9

Для ПЛ 750 kV, які збудовані на опорах типу ПП-750 (рис. 1,а) [18] будуть мати місце найбільші відстані між фазами та ГЗТ, що утворюють грозозахисну систему ПЛ. Такі ПЛ розраховані на транспортування до 2,25 GW потужності (струм у фазі приблизно дорівнює 1,7 kA), а навантаження ПЛ протягом доби, як правило, змінюється несуттєво. В Україні вказані ПЛ найчастіше мають навантаження до 1 GW (струм у фазі приблизно дорівнює 770 A). Все це означає, що саме в таких ПЛ можуть мати місце значні втрати в грозозахисній системі. Так, наприклад, максимальні річні втрати в одному ГЗТ ПЛ 750 kV за максимального навантаження 2000 MW і кількості годин використання максимуму навантаження у 6000 hours/year можуть сягати 50 000 kW·h/km [4].

З'ясуємо, для яких ГЗТ будуть мати місце найбільші втрати в грозозахисній системі ПЛ.

Струми, наведені в суміжних контурах із заземленого на кожній опорі ОКГТ, тіла опор та землі, стікають через опори ПЛ у протилежних напрямках і компенсують один одного у разі рівності довжин прогонів. Також слід зазначити, що опір одного прогону троса є значно меншим за опір заземлення однієї опори ПЛ. За таких умов струми з ОКГТ у землю стікають лише з кінцевих опор ПЛ, опір яких унормовано табл. 2.5.29 ПУЕ [1]. Контур для протікання цього струму має певний активний опір R_{GW} та індуктивний опір X_{GW} , які обумовлені параметрами ОКГТ (за умови, якщо опори заземлення кінцевих опор ПЛ є малими відносно R_{GW} та X_{GW} ОКГТ на довжині ПЛ).

Знаючи наведену напругу U_{GW} , можемо визначити наведений струм I_{GW} за формулою:

$$I_{GW} = \frac{U_{GW}}{\sqrt{R_{GW}^2 + X_{GW}^2}}. \quad (1)$$

Втрати активної потужності в грозозахисній системі можна визначити за формулою:

$$P_{GW} = I_{GW}^2 \cdot R_{GW} = U_{GW}^2 \cdot \frac{R_{GW}}{R_{GW}^2 + X_{GW}^2}. \quad (2)$$

Умова максимальних активних втрат може бути знайдена шляхом визначення екстремуму виразу (2):

$$\frac{dP_{GW}}{dR_{GW}} = U_{GW}^2 \cdot \frac{(R_{GW}^2 + X_{GW}^2) - 2 \cdot R_{GW}^2}{(R_{GW}^2 + X_{GW}^2)^2} = 0. \quad (3)$$

З (3) випливає, що умова максимальних активних втрат в ГЗТ має вигляд:

$$R_{GW} = X_{GW}. \quad (4)$$

Очевидно, що максимальні втрати потужності будуть дорівнювати:

$$P_{GW \max} = \frac{U_{GW}^2 \cdot X_{GW}}{X_{GW}^2 + X_{GW}^2} = U_{GW}^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot X_{GW}}. \quad (5)$$

Визначимо величину приведених втрат у вигляді відношення P_{GW} до $P_{GW \max}$:

$$\frac{P_{GW}}{P_{GW \max}} = \frac{2 \cdot R_{GW} \cdot X_{GW}}{R_{GW}^2 + X_{GW}^2}. \quad (6)$$

Розділивши чисельник і знаменник виразу (6) на квадрат реактивного опору можна отримати величину приведених втрат в грозозахисній системі як функцію відношення її активного та реактивного опорів:

$$\frac{P_{GW}}{P_{GW \max}} = f\left(\frac{R_{GW}}{X_{GW}}\right) = \frac{2 \cdot \frac{R_{GW}}{X_{GW}}}{1 + \left(\frac{R_{GW}}{X_{GW}}\right)^2}. \quad (7)$$

Побудовану за виразом (7) залежність наведено на рис. 2.

Очевидно, що з метою уникнення максимальних втрат в грозозахисній системі слід обирати такі ОКГТ, для яких співвідношення R_{GW}/X_{GW} буде або менше 1, або ж більше одиниці. Так на рис. 2 видно, що за умови вибору ОКГТ, для яких $R_{GW}/X_{GW} = 0,5$ або 2 p.u., маємо величину питомих втрат 0,8 p.u., що означає зниження втрат відносно максимальних всього на 20%. За умови, якщо $R_{GW}/X_{GW} \leq 0,4$ або ж $R_{GW}/X_{GW} \geq 2,5$, маємо зниження втрат в грозозахисній системі більше, ніж на 30% у будь-якому режимі роботи ПЛ. Очевидно, що саме таким критерієм співвідношення R_{GW}/X_{GW} і варто керуватись при виборі ОКГТ для ПЛ. При цьому також слід брати до уваги і економічні міркування, адже троси з малим співвідношенням активного та реактивного опорів мають більший діаметр та масу на кілометр довжини, а також і більшу ціну, але при цьому будуть забезпечувати кращий рівень грозозахисту та мати більшу стійкість до струмів блискавки і короткого замикання (КЗ).

Слід зазначити, що вищезазначені міркування справедливі для випадку, коли опір ОКГТ на довжині

всієї ПЛ значно більший, ніж опори заземлювачів кінцевих опор ПЛ, що фактично виконується для ПЛ значної довжини (у випадку коротких ПЛ вищезазначені опори заземлювачів слід враховувати).

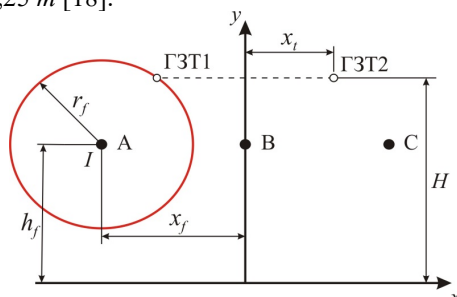


Рис. 2. Залежність приведених втрат активної потужності у грозозахисному тросі ПЛ від співвідношення його активного та реактивного опорів

Розрахуємо втрати активної потужності в грозозахисній системі ПЛ за умови використання різних марок ОКГТ. Взаємне розташування фазних провідників ПЛ та грозозахисних тросів з усіма необхідними відстанями показано на рис. 3.

На рис. 3 показано відстань r_f між фазою та ГЗТ1, а також інші відстані, необхідні для розрахунку. У випадках, коли ПЛ побудовані на опорах типу:

- ПП-750 (рис. 1,а) – $x_f = 18 \text{ m}$, $x_t = 16,75 \text{ m}$, $h_f = 15,9 \text{ m}$, $H = 27,75 \text{ m}$;
- ПП-500 (рис. 1,б) – $x_f = 11,7 \text{ m}$, $x_t = 7,5 \text{ m}$, $h_f = 17 \text{ m}$, $H = 26,5 \text{ m}$;
- П330-9 (рис. 1,в): $x_f = 8,5 \text{ m}$, $x_t = 5,5 \text{ m}$, $h_f = 13,8 \text{ m}$, $H = 20,25 \text{ m}$ [18].



h_f – висота розташування фазних провідників;
 H – висота розташування ГЗТ;
 x_f – відстань від вертикальної осі симетрії опори до фаз;
 x_t – відповідна відстань до ГЗТ

Рис. 3. Геометрична модель ПЛ для розрахунку

Будемо вважати, що на рис. 3 ГЗТ1 типу ОКГТ, в якому слід визначити втрати потужності. У якості

ГЗТ2 передбачається сталевий канат, який поділено на односторонньо заземлені сегменти.

Варто також зазначити, що протікання струму I у фазі ПЛ буде призводити до утворення електромагнітного поля навколо провідника та, у випадку проходження ПЛ вздовж житлової забудови, створювати шкідливу дію на організм людини [19-23].

На рис. 3 видно, що відстань між фазою ПЛ та ОКГТ можна розрахувати за формулою:

$$r_f = \sqrt{(x_f - x_t)^2 + (H - h_f)^2} \quad (8)$$

Глибину протікання струму в землі та погонну напругу, у V/km , наведену на ГЗТ1 типу ОКГТ від струму однієї фази ПЛ, можна визначити згідно з [4, 24] як:

$$D_{gr} = \frac{2,1}{\sqrt{f \cdot \gamma \cdot 10^{-5}}}; \quad (9)$$

$$U_{GW1P} = 0,1447 \cdot I \cdot \lg(D_{gr}/r_f), \quad (10)$$

де f – частота струму; γ – питома електрична провідність ґрунту (приймається рівною $0,01 \text{ S/m}$); I – діюче значення струму однієї фази ПЛ.

Наведена на ОКГТ погонна напруга від всіх фаз ПЛ буде визначатися як:

$$\dot{U}_{GW1} = U_{GW1A} \cdot e^{j \cdot 0} + U_{GW1B} \cdot e^{-j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}} + U_{GW1C} \cdot e^{j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}} \quad (11)$$

Активний та реактивний опори одного кілометра ОКГТ з урахуванням струму в землі дорівнюють [4]:

$$R_{GW} = R_p + 0,05; \quad (12)$$

$$X_{GW} = 0,1447 \cdot \lg\left(\frac{D_{gr}}{d/2}\right), \quad (13)$$

де R_p – погонний активний опір ОКГТ певної марки; d – його діаметр.

Наведений у грозозахисній системі струм розраховують за (1). За відомим діючим значенням цього струму можна знайти втрати в грозозахисній системі ПЛ за (2).

Паспортні параметри ОКГТ різних марок, а також розраховані погонні активний та реактивний опори грозозахисних систем ПЛ 330, 500 та 750 kV та їх співвідношення наведені в табл. 1 [25]. Як видно в табл. 1, активний опір грозозахисної системи дуже сильно залежить від обраної марки ОКГТ, при цьому реактивний опір змінюється значно менше. Тому при виборі марки ГЗТ потрібно орієнтуватись, в першу чергу, на його погонний активний опір.

Таблиця 1

Параметри ОКГТ для ПЛ 330-750 kV

Марка ГЗТ	Параметри ОКГТ		Погонний активний та реактивний опори ОКГТ ПЛ напругою 330-750 kV		$R_{GW} / X_{GW}, p.u.$ для ПЛ напругою 330-750 kV
	d, mm	$R_p, \Omega/km$	$R_{GW}, \Omega/km$	$X_{GW}, \Omega/km$	
OPGW 426-AL1/56-A20SA	28,8	0,065	0,115	0,697	0,165
OPGW 264-AL3/29-A20SA	22,5	0,12	0,17	0,712	0,239
OPGW 34-AL3/34-A20SA	11,4	0,681	0,731	0,755	0,969
OPGW 11-AL3/15-A20SA	7,3	1,856	1,906	0,783	2,435
OPGW 27-A20SA	7,3	3,022	3,072	0,783	3,925

За (1), (2), (8) – (13) для всіх тросів, зазначених у табл. 1, побудовано залежності питомих втрат активної потужності в грозозахисній системі від струму у фазі ПЛ, наведені на рис. 4.

Легко бачити, що трос типу OPGW 34-AL3/34-A20SA (крива 3 на рис. 4) забезпечує значно більший рівень втрат, ніж ОКГТ інших марок. За умови діючого значення струму фази ПЛ 750 kV у 770 A при вико-

ристанні тросу OPGW 34-AL3/34-A20SA втрати потужності у грозозахисній системі ПЛ 750 кВ становитимуть біля $1,472 \text{ kW/km}$ (див. рис. 4,а). При довжині ПЛ 500 *km* втрати активної потужності на всій довжині ГЗТ становитимуть $0,736 \text{ MW}$. Вартість таких втрат за рік за умови роботи ПЛ з незмінним навантаженням при існуючому тарифі на передачу електроенергії магістральними мережами ($397,85 \text{ UAH}$ за $\text{MW}\cdot\text{h}$. станом на грудень 2022 року) буде становити $2,565 \text{ millions UAH/year}$. Очевидно, що використання

тросів інших марок дозволить суттєво економити електроенергію, особливо, якщо прийняти до уваги нормативний термін експлуатації ПЛ, який за чинним законодавством складає 40 років, а також і той факт, що ціни на електроенергію постійно зростають. Так, наприклад, для тросу марки OPGW 426-AL1/56-A20SA при тій же величині струму втрати потужності складають $0,513 \text{ kW/km}$, при цьому вартість таких втрат протягом року становитиме $0,893 \text{ millions UAH/year}$.

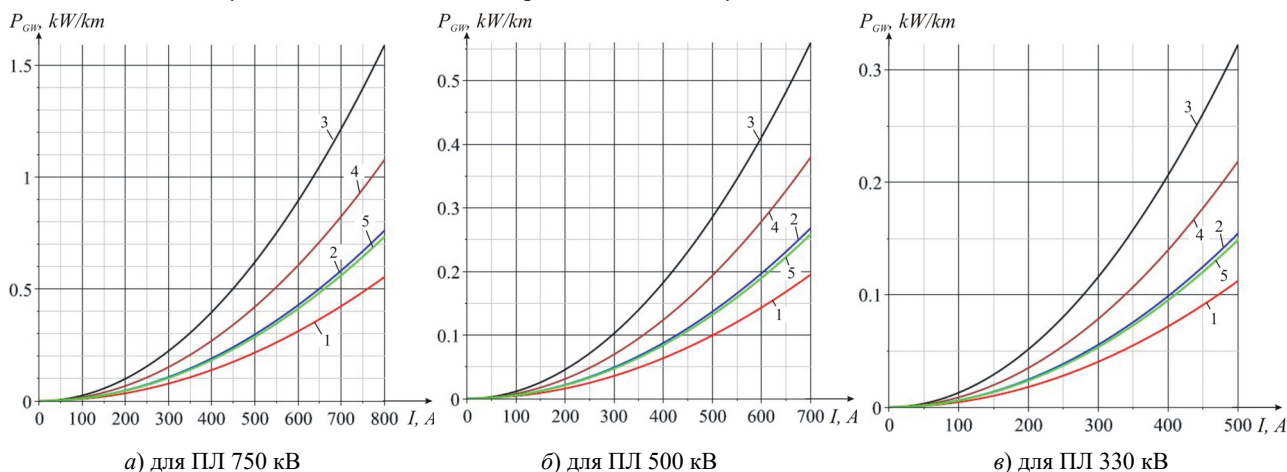


Рис. 4. Залежності втрат потужності в грозозахисній системі ПЛ 330-750 кВ від струму фази для різних марок ГЗТ: 1 – OPGW 426-AL1/56-A20SA; 2 – OPGW 264-AL3/29-A20SA; 3 – OPGW 34-AL3/34-A20SA; 4 – OPGW 11-AL3/15-A20SA; 5 – OPGW 27-A20SA

На рис. 4,б видно, що втрати потужності в грозозахисній системі ПЛ 500 *kV* можуть становити сотні Вт на 1 *km* її довжини. Такі втрати теж є значними, особливо з огляду на сумарну протяжність ПЛ (за струму у 500 *A* втрати у грозозахисній системі ПЛ з тросом марки OPGW 34-AL3/34-A20SA можуть сягати $0,285 \text{ kW/km}$). Правильний вибір марки ГЗТ дозволяє зменшити величину, а, значить, і вартість таких втрат в декілька разів.

Інтерес щодо величини втрат в грозозахисній системі також становлять ПЛ класу напруги 330 *kV*. Такі ПЛ також працюють тривалий час зі значним навантаженням за струмом. На рис. 4,в видно, що використання певних марок ОКГТ дозволяє знизити втрати до величини десятків Вт на *km* довжини ПЛ 330 *kV* (за струму у 300 *A* втрати у грозозахисній системі ПЛ з тросом марки OPGW 34-AL3/34-A20SA можуть сягати 116 W/km , а з тросом OPGW 426-AL1/56-A20SA – всього $40,5 \text{ W/km}$).

Слід також зазначити, що при зміні марки ОКГТ реактивний опір грозозахисної системи змінюється значно менше, ніж активний опір (див. табл. 1), тому саме величина погонного активного опору ОКГТ має бути критерієм вибору задля мінімізації втрат потужності та електричної енергії.

Аналіз кривих на рис. 4 свідчить про те, що трояк з малим, так і з великим погонним активним опором на ПЛ 330-750 *kV* дозволяють отримати суттєве зменшення втрат потужності в грозозахисній системі, але при цьому ОКГТ зі значним погонним активним опором мають менший діаметр, меншу міцність та термічну стійкість до струмів блискавки та КЗ [26, 27].

За даними табл. 1 побудовано залежності співвідношення активного та реактивного опорів грозозахисної системи R_{GW}/X_{GW} від погонного активного опору ГЗТ R_p (рис. 5).

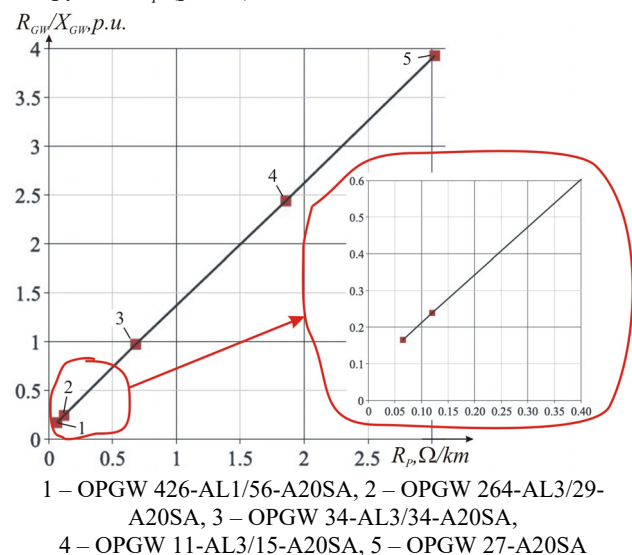


Рис. 5. Залежності співвідношення R_{GW}/X_{GW} від погонного активного опору ОКГТ R_p для грозозахисних систем ПЛ 330-750 *kV*

На рис. 5 видно, що при використанні ОКГТ з погонним активним опором $0,25 \text{ Ohm/km}$ маємо величину R_{GW}/X_{GW} приблизно рівною $0,4 \text{ p.u.}$, що згідно з кривою на рис. 2 забезпечує зниження втрат на 30 % від їх максимально можливого значення. При виборі ГЗТ з меншими значеннями погонного активного опору втрати в грозозахисній системі ПЛ 330-750 *kV*

будуть ще меншими. Таким чином, при виборі ГЗТ типу ОКГТ для розглянутих ПЛ варто обирати троси з погонним активним опором не більше, ніж $0,25 \Omega/km$. Зменшення втрат можна також досягти, обираючи троси з погонним активним опором, більшим за $1,85 \Omega/km$, що відповідає R_{GW}/X_{GW} не менше, ніж $2,45 p.u.$, що також забезпечує зниження втрат на 30 % і більше. Однак, такі троси мають менший переріз, меншу механічну міцність і термічну стійкість до струмів блискавки та КЗ, тому їх обирати не рекомендується.

Також слід зазначити, що ГЗТ з погонним активним опором в межах від $0,32 \Omega/km$ до $1,5 \Omega/km$ краще не обирати взагалі, бо саме для них відношення R_{GW}/X_{GW} змінюється в межах від $0,5$ до $2 p.u.$, що у відповідності до рис. 3 буде забезпечувати втрати в грозозахисній системі в межах 80–100 % від максимально можливих.

Висновки. Показано, що величина питомих втрат потужності в грозозахисних системах ПЛ 330–750 kV в нормальних режимах їх роботи може становити від $1,6 kW/km$ для ПЛ 750 kV до сотень W/km для ПЛ 330 kV і суттєво залежить від взаємного розташування проводів фаз і ОКГТ, струму навантаження ПЛ та характеристик ОКГТ.

Визначено, що грозозахисні троси з погонним активним опором в діапазоні від $0,32 \Omega/km$ до $1,5 \Omega/km$ будуть мати втрати, близькі до максимальних, тому їх слід уникати. Менші втрати будуть у разі застосування ОКГТ з погонним активним опором, меншим за $0,25 \Omega/km$ (як правило – значної вартості), або більшим за $1,85 \Omega/km$ (зазвичай – недостатньої механічної міцності та термічної стійкості до струмів блискавки та КЗ).

Вперше рекомендовано використовувати ОКГТ з погонним активним опором не більше $0,25 \Omega/km$, що дозволить мінімізувати втрати потужності та підвищити енергоефективність ПЛ 330–750 kV на етапі їх проектування.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Правила улаштування електроустановок. Харків: Видавництво «Форт», 2017. 760 с.
2. Красножон А.В., Буйний Р.О., Пентегов І.В. Розрахунок втрат активної потужності в грозозахисному тросі повітряних ліній електропередачі. *Технічна електродинаміка*, 2016, № 4, С. 23–25. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.023>.
3. Мельников Н.А., Рокотян С.С., Шеренцис А.Н. Проектирование электрической части воздушных линий электропередачи 330–500 кВ. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: «Энергия», 1974. 472 с.
4. Брацлавский С.Х., Гершенгорн А.И., Лосев С.Б. Специальные расчеты электропередач сверхвысокого напряжения. М.: Энергоатомиздат, 1985. 312 с.
5. Hui Wang, Luyang Wang, Yufei Wang, Hua Xue, Changhui Yang, Tianyou Yan. The electric energy loss in overhead ground wires of 110kV six-circuit transmission line on the same tower. *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies*, 2012, pp. 1–5. doi: <https://doi.org/10.1109/ISGT-Asia.2012.6303319>.
6. Ning Zhou, Zhan Shu, Yongchun Su, Bo Chen, Zheng Cheng. Research on the selection method of phase sequence arrangement of double-circuit transmission lines on the same tower. *2016 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, 2016, pp. 2592–2596. doi: <https://doi.org/10.1109/APPEEC.2016.7779958>.

7. Taoning Jiang, Liang Xu, Peng Bian, Jia Jia, Dongsheng Kang, Chengqiu Sun, Jun Li. Effects of phase sequences and conductor transposition modes on the characteristics power loss of ground wire. *Electric Power Construction*, 2011, vol. 31, pp. 41–44.
8. Atteya I.I., Ashour H., Fahmi N., Strickland D. Radial distribution network reconfiguration for power losses reduction using a modified particle swarm optimisation. *CIGRE - Open Access Proceedings Journal*, 2017, vol. 2017, no. 1, pp. 2505–2508. doi: <https://doi.org/10.1049/oap-cired.2017.1286>.
9. Lazzeroni P., Repetto M. Optimal planning of battery systems for power losses reduction in distribution grids. *Electric Power Systems Research*, 2019, vol. 167, pp. 94–112. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2018.10.027>.
10. Kalantari Khandani M., Askarzadeh A. Optimal MV/LV transformer allocation in distribution network for power losses reduction and cost minimization: A new multi-objective framework. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2020, vol. 30, no. 6, art. no. e12361. doi: <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12361>.
11. Blinov I., Zaitsev I.O., Kuchansky V.V. Problems, Methods and Means of Monitoring Power Losses in Overhead Transmission Lines. *Studies in Systems, Decision and Control*, 2020, vol. 298, pp. 123–136. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-48583-2_8.
12. Буйний Р.О., Красножон А.В., Зорін В.В., Квицинський А.О. Обґрунтування області використання класу напруги 20 кВ у міських електричних мережах України. *Технічна електродинаміка*, 2019, № 1, С. 68–71. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2019.01.068>.
13. Bezruchko V., Buinyi R., Bodunov V., Krasnozhon A., Miroshnyk O. Choosing the Cross-section of Cable Core for Wind Power Electrical Collector Network taking into account the economic factor. *2022 IEEE 8th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, 2022, pp. 59–62. doi: <https://doi.org/10.1109/ESS57819.2022.9969259>.
14. Grinchenko V.S., Tkachenko A.O., Grinchenko N.V. Improving calculation accuracy of currents in cable shields at double-sided grounding of three-phase cable line. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2017, no. 2, pp. 39–42. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.2.06>.
15. Al Issa H.A., Qawaqzeh M., Khasawneh A., Buinyi R., Bezruchko V., Miroshnyk O. Correct Cross-Section of Cable Screen in a Medium Voltage Collector Network with Isolated Neutral of a Wind Power Plant. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 11, art. no. 3026. doi: <https://doi.org/10.3390/en14113026>.
16. IEEE Guide for Bonding Shields and Sheaths of Single-Conductor Power Cables Rated 5 kV through 500 kV. *IEEE Std 575-2014 (Revision of IEEE Std 575-1988)*, 2014. 83 p. doi: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2014.6905681>.
17. Li L., Yang Z., Luo Z., Liu K. Transient Disturbances Based Non-Intrusive Ageing Condition Assessment for Cross-Bonded Cables. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 176651–176660. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3026650>.
18. Макаров Е.Ф. *Справочник по электрическим сетям 0,4–35 кВ и 110–1150 кВ В 4-х т. Т.2*. М.: Папирус Про, 2003. 640 с.
19. Krasnozhon A.V., Buinyi R.O., Dihtyaryuk I.V., Kvytsynskiy A.O. The investigation of distribution of the magnetic flux density of operating two-circuit power line 110 kV «СНТНП-Чернигів-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>.
20. Geri A., Locatelli A., Veca G.M. Magnetic fields generated by power lines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1995, vol. 31, no. 3, pp. 1508–1511. doi: <https://doi.org/10.1109/20.376316>.
21. Розов В.Ю., Реуцкий С.Ю., Пелевин Д.Е., Яковенко В.Н. Исследование магнитного поля высоковольтных линий электропередачи переменного тока. *Технічна електродинаміка*, 2012, № 1, С. 3–9.

22. Розов В.Ю., Гринченко В.С., Пелевин Д.Е., Чунихин К.В. Моделирование электромагнитного поля в помещениях жилых домов, расположенных вблизи линий электропередачи. *Технічна електродинаміка*, 2016, № 3, С. 6-8. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.006>.

23. 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>.

24. Kim I. A New Single-Logarithmic Approximation of Carson's Ground-Return Impedances – Part 1. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 103850-103861. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3097377>.

25. *Оптический кабель в грозозащитном тросе*. М.: НКТ Кейблс, 2014. 16 с.

26. ГКД 34.48.151-2003 *Проектування, будівництво та експлуатація волоконно-оптичних ліній зв'язку по повітряних лініях електропередавання. Інструкція*.

27. *СТО 56947007-33.180.10.173-2014 Методические указания по расчету термического воздействия токов короткого замыкания и термической устойчивости грозозащитных тросов и оптических кабелей*.

REFERENCES

1. *Electrical installation regulations*. Kharkiv, Fort Publ., 2017. 760 p. (Ukr).
2. Krasnozhan A.V., Buinyi R.O., Pentegov I.V. Calculation of active power losses in the grounding wire of overhead power lines. *Technical Electrodynamics*, 2016, no. 4, pp. 23-25. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.023>.
3. Melnykov N.A., Rokotian S.S., Sherentsys A.N. *Design of the electrical part of overhead power lines 330-500 kV*. Moscow, Enerhyia Publ., 1974. 472 p. (Rus).
4. Bratslavskiy S.H., Hershennhorn A.Y., Losev S.B. *Special calculations of extra-high voltage power transmission*. Moscow, Enerhoatomizdat Publ., 1985. 312 p. (Rus).
5. Hui Wang, Luyang Wang, Yufei Wang, Hua Xue, Changhui Yang, Tianyou Yan. The electric energy loss in overhead ground wires of 110kV six-circuit transmission line on the same tower. *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies*, 2012, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/ISGT-Asia.2012.6303319>.
6. Ning Zhou, Zhan Shu, Yongchun Su, Bo Chen, Zheng Cheng. Research on the selection method of phase sequence arrangement of double-circuit transmission lines on the same tower. *2016 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, 2016, pp. 2592-2596. doi: <https://doi.org/10.1109/APPEEC.2016.7779958>.
7. Taoning Jiang, Liang Xu, Peng Bian, Jia Jia, Dongsheng Kang, Chengqiu Sun, Jun Li. Effects of phase sequences and conductor transposition modes on the characteristics power loss of ground wire. *Electric Power Construction*, 2011, vol. 31, pp. 41-44.
8. Atteya I.I., Ashour H., Fahmi N., Strickland D. Radial distribution network reconfiguration for power losses reduction using a modified particle swarm optimisation. *CIREN - Open Access Proceedings Journal*, 2017, vol. 2017, no. 1, pp. 2505-2508. doi: <https://doi.org/10.1049/oap-cired.2017.1286>.
9. Lazzeroni P., Repetto M. Optimal planning of battery systems for power losses reduction in distribution grids. *Electric Power Systems Research*, 2019, vol. 167, pp. 94-112. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2018.10.027>.
10. Kalantari Khandani M., Askarzadeh A. Optimal MV/LV transformer allocation in distribution network for power losses reduction and cost minimization: A new multi-objective framework. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2020, vol. 30, no. 6, art. no. e12361. doi: <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12361>.
11. Blinov I., Zaitsev I.O., Kuchanskyy V.V. Problems, Methods and Means of Monitoring Power Losses in Overhead Transmission Lines. *Studies in Systems, Decision and Control*, 2020, vol. 298, pp. 123-136. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-48583-2_8.
12. Buinyi R.O., Krasnozhan A.V., Zorin V.V., Kvytsynskiy A.O. Justification for use of voltage class 20 kV in urban electrical networks. *Technical Electrodynamics*, 2019, no. 1, pp. 68-71. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2019.01.068>.
13. Bezruchko V., Buinyi R., Bodunov V., Krasnozhan A., Miroshnyk O. Choosing the Cross-section of Cable Core for Wind Power Electrical Collector Network taking into account the economic factor. *2022 IEEE 8th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, 2022, pp. 59-62. doi: <https://doi.org/10.1109/ESS57819.2022.9969259>.
14. Grinchenko V.S., Tkachenko A.O., Grinchenko N.V. Improving calculation accuracy of currents in cable shields at double-sided grounding of three-phase cable line. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2017, no. 2, pp. 39-42. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.2.06>.
15. Al Issa H.A., Qawaqzeh M., Khasawneh A., Buinyi R., Bezruchko V., Miroshnyk O. Correct Cross-Section of Cable Screen in a Medium Voltage Collector Network with Isolated Neutral of a Wind Power Plant. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 11, art. no. 3026. doi: <https://doi.org/10.3390/en14113026>.
16. IEEE Guide for Bonding Shields and Sheaths of Single-Conductor Power Cables Rated 5 kV through 500 kV. *IEEE Std 575-2014 (Revision of IEEE Std 575-1988)*, 2014. 83 p. doi: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2014.6905681>.
17. Li L., Yang Z., Luo Z., Liu K. Transient Disturbances Based Non-Intrusive Ageing Condition Assessment for Cross-Bonded Cables. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 176651-176660. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3026650>.
18. Makarov Ye.F. *Reference book on electrical networks 0.4-35 kV and 110-1150 kV. In 4 vols. Vol. 2*. Moscow, Papirus Pro Publ., 2003.640 p. (Rus).
19. Krasnozhan A.V., Buinyi R.O., Dihtyaruk I.V., Kvytsynskiy 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>.
20. Geri A., Locatelli A., Veca G.M. Magnetic fields generated by power lines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1995, vol. 31, no. 3, pp. 1508-1511. doi: <https://doi.org/10.1109/20.376316>.
21. Rozov V.Yu., Reutskiy S.Yu., Pelevin D.Ye., Yakovenko V.N. The research of magnetic field of high-voltage AC transmissions lines. *Technical Electrodynamics*, 2012, no. 1, pp. 3-9. (Rus).
22. Rozov V.Y., Grinchenko V.S., Pelevin D.Y., Chunikhin K.V. Simulation of electromagnetic field in residential buildings located near overhead lines. *Technical Electrodynamics*, 2016, no. 3, pp. 6-8. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.006>.
23. 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>.
24. Kim I. A New Single-Logarithmic Approximation of Carson's Ground-Return Impedances – Part 1. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 103850-103861. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3097377>.
25. *Optical cable in lightning wire*. Moscow, NKT Keibls Publ., 2014. 16 p. (Rus).
26. *State Standard HKD 34.48.151-2003 Design, construction and operation of fiber-optic communication lines over overhead power lines. Instruction*. (Ukr).
27. *State Standard STO 56947007-33.180.10.173-2014 Guidelines for calculating the thermal effects of short-circuit currents and thermal stability of lightning protection cables and optical cables*. (Rus).

Надійшла (Received) 10.01.2023
 Прийнята (Accepted) 07.03.2023
 Опублікована (Published) 02.11.2023

Красножон Андрій Васильович¹, к.т.н., доц.,
Квицинський Анатолій Олександрович², к.т.н., доц.,
Буйний Роман Олександрович¹, к.т.н., доц.,
Діхтярук Ігор Віталійович¹, к.т.н.,
Красножон Олексій Васильович¹, к.т.н.,

¹ Національний університет «Чернігівська політехніка»,
95, вул. Шевченко, Чернігів, 14035,
e-mail: red_john@ukr.net; buinyiroman@gmail.com;
dihtyaruk.igor@gmail.com (Corresponding Author);
krasnozhon08@gmail.com

² Відділ науково-дослідного супроводу
нормативного забезпечення НЕК «Укренерго»,
11/8, вул. Дорогожицька, Київ, 04112,
e-mail: Kvytsynskyi.AO@ua.energy

A.V. Krasnozhon¹, A.O. Kvytsynskyi², R.O. Buinyi¹,
I.V. Dihtyaruk¹, O.V. Krasnozhon¹

¹ Chernihiv Polytechnic National University,
95, Shevchenko Str., Chernihiv, 14035, Ukraine.

² Department of research support of regulatory support
of the NPC Ukrenergo,
11/8, Dorohozhytska Str., Kyiv, 04112, Ukraine.

Study of the influence of the parameters of modern grounding wires on the value of power losses in them for overhead power lines of 330-750 kV.

Introduction. The problem of estimating power losses in grounding wires with built-in fiber optic cable for overhead power lines of voltage class 330-750 kV is relevant, while it is obvious that the amount of losses depends on the chosen brand of wire. **Problem.** In

the article, an analysis of the influence of the parameters of grounding wires on the amount of losses that occur in them in the normal mode of operation of the overhead power lines is carried out. **Goal.** The purpose of the work is to determine the criterion for the selection of grounding wires with a built-in optical fiber cable under the condition of increasing the energy efficiency of electricity transmission. **Methodology.** To calculate power losses in grounding wires, the methods of electromagnetic field theory were used, while taking into account the location of phase conductors on various types of towers of operating 330-750 kV overhead power lines and the possible current load of such lines. **Results.** The paper analyzed the dependence of losses in the grounding wires of the overhead power lines on the ratio of its active and reactive resistances, determined in which range of this ratio the losses will be close to the maximum. It is shown that the amount of specific power losses in the grounding wires of 330-750 kV overhead power lines in its normal operating modes can range from 1.6 kW/km for the 750 kV lines to hundreds of W/km for the 330 kV power lines. **Originality.** For the first time, it is recommended to use grounding wires with built-in fiber optic cable with running active resistance in the range of no more than 0.25 Ohm/km, which will minimize power losses and increase the energy efficiency of the 330-750 kV overhead power lines. **Practical value.** The obtained results can be applied at the stage of designing new or modernizing existing overhead power lines in order to reduce losses and increase the energy efficiency of lines. References 27, tables 1, figures 5.

Key words: overhead power line, lightning protection system, grounding wire, electricity losses, running active resistance.

How to cite this article:

Krasnozhon A.V., Kvytsynskyi A.O., Buinyi R.O., Dihtyaruk I.V., Krasnozhon O.V. Study of the influence of the parameters of modern grounding wires on the value of power losses in them for overhead power lines of 330-750 kV. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 77-83. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.14>

M.A. Labeled, M. Zellagui, M. Benidir, H. Sekhane, N. Tebbakh

Optimal hybrid photovoltaic distributed generation and distribution static synchronous compensators planning to minimize active power losses using adaptive acceleration coefficients particle swarm optimization algorithms

The paper **aims** to identify the optimum size and location of photovoltaic distributed generation systems and distribution static synchronous compensators (DSTATCOMs) systems to minimize active power losses in the distribution network and enhance the voltage profile. The **methodology** employed in this article begins by thoroughly discussing various acceleration algorithms used in Particle Swarm Optimization (PSO) and their variations with each iteration. Subsequently, a range of PSO algorithms, each incorporating different variations of acceleration coefficients was verified to solve the problem of active power losses and voltage improvement. Simulation **results** attained on Standard IEEE-33 bus radial distribution network prove the efficiency of acceleration coefficients of PSO; it was evaluated and compared with other methods in the literature for improving the voltage profile and reducing active power. **Originality**. Consists in determining the most effective method among the various acceleration coefficients of PSO in terms of minimizing active power losses and enhancing the voltage profile, within the power system. Furthermore, demonstrates the superiority of the selected method over others for achieving significant improvements in power system efficiency. **Practical value** of this study lies on its ability to provide practical solutions for the optimal placement and sizing of distributed generation and DSTATCOMs. The proposed optimization method offers tangible benefits for power system operation and control. These findings have practical implications for power system planners, operators, and policymakers, enabling them to make informed decisions on the effective integration of distributed generation and DSTATCOM technologies. References 30, table 3, figures 7. **Key words**: photovoltaic distributed generation, distribution static synchronous compensators, power losses, voltage profile, acceleration coefficients particle swarm optimization algorithms.

Метою статті є визначення оптимального розміру та розташування фотоелектричних систем розподіленої генерації та систем розподільних статичних синхронних компенсаторів (DSTATCOM) для мінімізації втрат активної потужності у розподільній мережі та покращення профілю напруги. **Методологія**, що використовується в цій статті, починається з детального обговорення різних алгоритмів прискорення, що використовуються в оптимізації рою частинок (PSO), та їх варіацій на кожній ітерації. Згодом було перевірено низку алгоритмів PSO, кожен з яких включає різні варіанти коефіцієнтів прискорення, для вирішення проблеми втрат активної потужності та покращення напруги. **Результати** моделювання, одержані на радіальній розподільній мережі шини стандарту IEEE-33, підтверджують ефективність коефіцієнтів прискорення PSO; він був оцінений та порівняний з іншими описаними в літературі методами покращення профілю напруги та зниження активної потужності. **Оригінальність**. Полягає у визначенні найбільш ефективного методу серед різних коефіцієнтів прискорення PSO з погляду мінімізації втрат активної потужності та покращення профілю напруги в енергосистемі. Крім того, демонструє перевагу обраного методу над іншими для досягнення значного підвищення ефективності енергосистеми. **Практична цінність** цього дослідження полягає у його здатності надати практичні рішення для оптимального розміщення та визначення розмірів розподіленої генерації та DSTATCOM. Запропонований метод оптимізації дає відчутні переваги для експлуатації та керування енергосистемою. Ці результати мають практичне значення для фахівців із планування енергосистем, операторів та розробників політики керування, дозволяючи їм приймати обґрунтовані рішення щодо ефективної інтеграції технологій розподіленої генерації та технологій DSTATCOM. Бібл. 30, табл. 3, рис. 7.

Ключові слова: фотоелектрична розподілена генерація, розподільні статичні синхронні компенсатори, втрати потужності, профіль напруги, коефіцієнти прискорення, алгоритми оптимізації рою частинок.

1. Introduction. With the increasing demand for electricity and the share of distributed generation, including based on renewable energy sources, there is a need to solve a number of problems [1], power losses have become a significant concern for power system operators. In recent years, the deployment of distributed energy resources such as photovoltaic distributed generation (PVDG) systems and distribution static synchronous compensators (DSTATCOMs) has gained attention as a means to minimize power losses. PVDG systems generate electricity from solar energy and supply it to the distribution network, while DSTATCOMs provide reactive power compensation to increase the power quality of the network.

The incorporation of sustainable energy sources into the electrical grid has become increasingly important in latest years, due to the rising demand for clean energy and the need to reduce greenhouse gas emissions. Previously generation and transmission power systems were responsible for the power quality transmitted to customers [2], but currently, there is a significant focus on distribution networks, as they are prone to electrical breakdowns and considered a vulnerable point in the power grid. Among the Renewable Energy Sources (RES), PVDG systems have

gained popularity due to their ease of installation and maintenance, low operating costs, and environmental benefits. However, the fitful nature of solar energy and the variability of the generated power can cause issues such as voltage fluctuations, power quality problems, and power losses in the distribution network.

In order to overcome these issues, DSTATCOMs can offer reactive power compensation and improve the quality of network. The effective integration of PVDG and DSTATCOM systems can enhance the dependability and stability of the power system while effectively harnessing RES. Therefore, the planning and optimization of PVDG and DSTATCOM systems have become crucial for the successful integrating of RES into the network.

It has been proven in the literature beyond any doubt that metaheuristic optimization algorithms perform well by optimally handling several versatile real-world optimization tasks [3].

Particle Swarm Optimization (PSO) is a powerful metaheuristic method for optimization derived from the demeanor of bird flocking or fish schooling. This approach involves a group of particles working to find the most optimal solution in a given problem space by

© M.A. Labeled, M. Zellagui, M. Benidir, H. Sekhane, N. Tebbakh

iteratively adjusting their positions and velocities guided by their individual experience and the finest experiences of their neighbors. PSO has been widely applied in assorted domains, including engineering, finance, and science, due to its simplicity, flexibility, and ability to successfully tackle intricate optimization problems.

Different algorithms have been employed to investigate the suitable capacity and placement of Distributed Generation (DG) and DSTATCOM units are mentioned as follows: the Bacterial Foraging Optimization Algorithm (BFOA) [4], Multi-Verse Optimization Algorithm (MVOA) [5], Differential Evolution Optimization Algorithm (DEOA) [6], Slime Mould Algorithm [7], Multi-Objective Grasshopper Optimization Algorithm [8], Teaching Learning Based Optimization-Particle Swarm Optimization [9], Genetic Salp Swarm Algorithm [10], Northern Goshawk Optimization algorithm [11], Dwarf Mongoose Optimization Algorithm [12], Elitist Harris Hawks Optimization Algorithm [13], African Vultures Optimization Algorithm [14], Flower Pollination Algorithm [15], Butterfly-based PSO algorithm [16], hybrid Firefly PSO algorithms [17], Bald Eagle Search Algorithm [18], Modified Shuffled Frog Leaping Algorithm [19].

The goal of the paper is to identify the optimum placement and size of photovoltaic distributed generation and distribution static synchronous compensators on a radial distribution network according to the best-obtained result from the different particle swarm optimization applied algorithms and compare it to the other algorithms existing in the literature. The study was conducted using a standard IEEE-33 bus as the testing system by lessening active power dissipation and voltage profile enhancement.

2. Problem formulation.

2.1. Objective function. The primary aim of this paper has been to minimize the total active power losses, where the objective function is focused on achieving the least possible value of active power losses:

$$Ob = \min \sum_{i,j}^{N_b} P_{loss}, \quad (1)$$

where N_b is the number of busses; P_{loss} is the active power losses.

The following equation represents the branch power loss (P_{loss}) is:

$$P_{loss\ i,j} = \left(\frac{P_{i,j}^2 + Q_{i,j}^2}{V_i^2} \right) P_{i,j}, \quad (2)$$

where $R_{i,j}$, $P_{i,j}$, $Q_{i,j}$ are the resistance, active and reactive powers respectively from bus i to bus j ; V_i is the voltage in the bus.

2.2. Constraints.

2.2.1. Distribution line constraints. The power conversation constraints [20-24]:

$$P_G + P_{DG} = P_D + P_{loss}; \quad (3)$$

$$Q_G + Q_{DSTATCOM} = Q_D + Q_{loss}, \quad (4)$$

where $(P_{DG}, Q_{DSTATCOM})$, (P_G, Q_G) , (P_D, Q_D) are the active and reactive powers of PVDG and DSTATCOM, the generator and load respectively.

Bus voltage limits are:

$$V_{\min} \leq |V_i| \leq V_{\max}, \quad (5)$$

where V_{\min} , V_{\max} are the predetermined minimum and maximum voltage values for the bus; V_i is the voltage magnitude at i^{th} bus in p.u.

Voltage drop limit is:

$$|1 - V_i| \leq \Delta V_{\max}, \quad (6)$$

where ΔV_{\max} is the maximum permitted voltage drop at each branch.

Line capacity limit is:

$$|S_{ij}| \leq |S_{\max}|, \quad (7)$$

where S_{ij} , S_{\max} are the apparent and maximum apparent power in the line distribution between i and j bus.

2.2.2. DG constraints. The limitations of the DG unit are expressed through inequality constraints:

$$P_{DG}^{\min} \leq P_{DG} \leq P_{DG}^{\max}; \quad (8)$$

$$\sum_{i=1}^{N_{DG}} P_{DG}(i) \leq \sum_{j=1}^{N_{bus}} P_{DG}(i); \quad (9)$$

$$2 \leq DG_{\text{position}} \leq N_{bus}; \quad (10)$$

$$N_{DG} \leq N_{DG\max}; \quad (11)$$

$$(n_{DG,i} / \text{Location}) \leq 1; \quad (12)$$

where P_{DG}^{\min} and P_{DG}^{\max} are the allowable range for power generation by the PVDG, encompassing both upper and lower limits; N_{DG} and $N_{DG\max}$ are the number and maximum number of PVDG, that are limited for one unit and location.

2.2.3. DSTATCOM constraints. The DSTATCOM unit's limits can be represented by inequality constraints formulated as follows:

$$Q_{DSTATCOM}^{\min} \leq Q_{DSTATCOM} \leq Q_{DSTATCOM}^{\max}; \quad (13)$$

$$\sum_{i=1}^{N_{DST}} Q_{DSTATCOM}(i) \leq \sum_{j=1}^{N_{bus}} Q_D(i); \quad (14)$$

$$2 \leq DSTATCOM_{\text{position}} \leq N_{bus}; \quad (15)$$

$$N_{DSTATCOM} \leq N_{DSTATCOM\max}; \quad (16)$$

$$(n_{DSTATCOM,i} / \text{Location}) \leq 1, \quad (17)$$

where $Q_{DSTATCOM}^{\min}$ and $Q_{DSTATCOM}^{\max}$ are the allowable range for power generation by the DSTATCOM, encompassing both upper and lower limits; $N_{DSTATCOM}$ and $N_{DSTATCOM\max}$ are the number and maximum number of DSTATCOM, that are limited for one unit for one location.

3. Adaptive acceleration coefficients PSO algorithms. PSO algorithm was first introduced in 1995, which can be seen as a global search technique. In this algorithm, each particle, denoted by i , has a velocity vector (V_i) and a position vector (X_i) [20]. It can be modeled by the following equations:

$$V_i^{k+1} = \omega V_i^k + c_1 r_1 [P_{best}^k - X_i^k] + c_2 r_2 [G_{best}^k - X_i^k]; \quad (18)$$

$$X_i^{k+1} = X_i^k + V_i^{k+1}, \quad (19)$$

where ω , r are the inertia weight and random values between 0 and 1 respectively; C_1 , C_2 are the acceleration coefficients; G_{best} is the global best position; k is the iterations number.

This paper proposes novel PSO strategies that utilize time-varying acceleration coefficients (C_1 and C_2) to improve the global search performance. The primary

concept behind employing PSO with time-varying acceleration coefficients is to increase the global search during the initial phase of the optimization process.

This is accomplished by altering C_1 and C_2 over time in such a way that the cognitive component decreases while the social component increases [25].

In this work, it should be noted that the names assigned to the various PSO methods are not mere abbreviations. Instead, they represent unique and distinct algorithms, each with its own set of characteristics and features. These names serve as identifiers for specific approaches in the field of PSO. The following equations show the acceleration formulas and their corresponding constants.

The Adaptive Accelerated Coefficients for the PSO algorithm (AAC PSO) and constants [26] are:

$$c_1 = c_{\min} + (c_{\max} - c_{\min}) e^{-\left(\frac{4k}{k_{\max}}\right)^2}; \quad (20)$$

$$c_2 = c_{\max} - (c_{\max} - c_{\min}) e^{-\left(\frac{4k}{k_{\max}}\right)^2}, \quad (21)$$

with

$$c_{\min} = c_{\max} = 0.5, \quad (22)$$

where c_{\min} , c_{\max} are the constants of the AAC PSO method; k , k_{\max} represent the iteration number and the maximum number of iterations, respectively.

The Autonomous Particles Groups for PSO (APG PSO) acceleration coefficient formula and constants [27] are:

$$c_1 = 1.95 - \left(\frac{2k^a}{k_{\max}^a}\right); \quad (23)$$

$$c_2 = 0.05 - \left(\frac{2k^a}{k_{\max}^a}\right), \quad (24)$$

with

$$a = 1/3, \quad (25)$$

where a is the constant of APG PSO method.

The Nonlinear Dynamic Acceleration Coefficients for PSO (NDAC PSO) acceleration coefficient formula and constants [28] are:

$$c_1 = -(c_f - c_i) \cdot \left(\frac{k}{k_{\max}}\right)^2 + c_f; \quad (26)$$

$$c_2 = c_i \cdot \left(1 - \frac{k}{k_{\max}}\right)^2 + c_f \cdot \left(\frac{k}{k_{\max}}\right), \quad (27)$$

where the constants of this method c_i , c_f are:

$$c_i = 0.5, \quad (28)$$

$$c_f = 2.5, \quad (29)$$

The acceleration coefficient formula and constants for Sine Cosine Acceleration Coefficients for PSO (SCAC PSO) [29]:

$$c_1 = \vartheta \cdot \sin\left[\left(1 - \frac{k}{k_{\max}}\right) \cdot \frac{\pi}{2}\right] + \delta; \quad (30)$$

$$c_2 = \vartheta \cdot \cos\left[\left(1 - \frac{k}{k_{\max}}\right) \cdot \frac{\pi}{2}\right] + \delta, \quad (31)$$

with the constants ϑ , δ :

$$\vartheta = 2, \quad (32)$$

$$\delta = 0.5. \quad (33)$$

Finally, Time Varying Acceleration for PSO (TVA PSO) acceleration coefficient formula and constants [30] are:

$$c_1 = c_{1i} + \left(\frac{c_{1f} - c_{1i}}{k_{\max}}\right) \cdot k; \quad (34)$$

$$c_2 = c_{2i} + \left(\frac{c_{2f} - c_{2i}}{k_{\max}}\right) \cdot k, \quad (35)$$

with

$$c_{1i} = c_{1f} = c_{2i} = c_{2f} = 0.5, \quad (36)$$

where k is the iterations number; c_{1i} , c_{2i} , c_{1f} , c_{2f} are the constants of the method.

Figure 1 displays diverse updating strategies for the C_1 and C_2 acceleration coefficients across the various PSO algorithms.

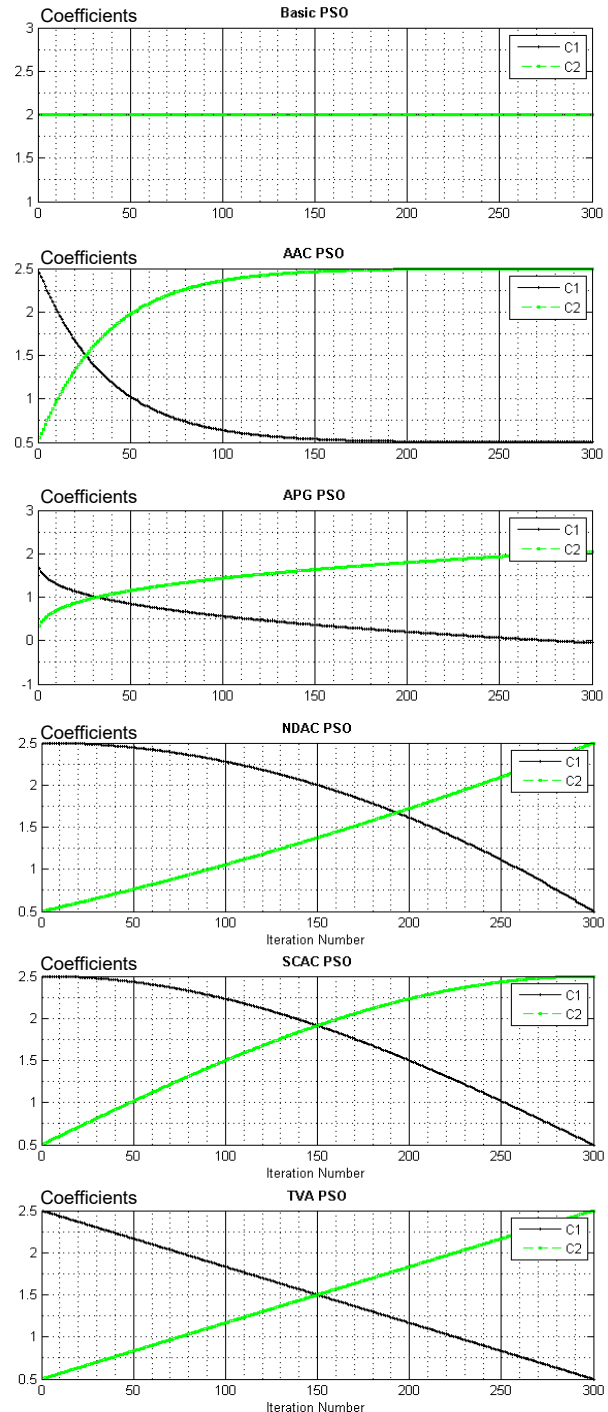


Fig. 1. Time-varying acceleration coefficients

In Fig. 1 the acceleration coefficients exhibit a varying trend with iterations, typically ranging from 0 to 2.5. The values of C_1 generally decrease over the iterations, whereas the values of C_2 tend to increase. These changes are dependent on the update function of C_1 and C_2 , which can be linear, polynomial, or exponential. When C_1 is bigger than C_2 , the particles conduct local search, whereas when C_2 is bigger than C_1 , the particles conduct global search. The succeeding section will discuss the outcomes of these algorithms in achieving the efficient allocation of DG and DSTATCOM.

4. Test system, results and comparison. This section describes the test systems used for evaluation, results and comparison of various PSO algorithms applied to the IEEE 33 bus system for optimal planning of PVDG and DSTATCOM size and location.

The work's objective has been to enhance the voltage profile and reduce the active power losses of the system through the identification of the optimal locations and sizes of PVDG and DSTATCOM units. The presented Fig. 2 depicts the IEEE 33 bus radial distribution system, which serves as a widely adopted benchmark system for power system analysis that allows for fair comparison of different optimization algorithms. A range of PSO algorithms with different variations of the acceleration coefficients was applied and performance comparison of speed convergence, solution quality, and computational efficiency. The results are presented in terms of the total active power loss reduction, voltage profile improvement, and optimal locations and sizes of PVDG and DSTATCOM.

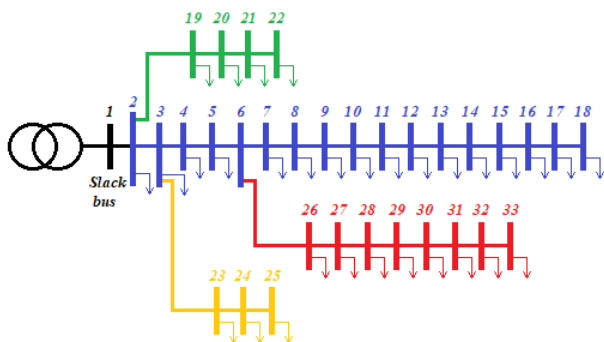


Fig. 2. IEEE 33 bus model

Finally, strengths and weaknesses of each PSO algorithm were analyzed and discussed as well as the comparison of the best method obtained from the different PSO coefficients with other algorithms existing in the literature. The comparison is performed in terms of the total active power loss reduction, voltage profile improvement, and computational efficiency. The results demonstrate the superiority of the suggested PSO algorithm and providing valuable insights into the optimal placement of PVDG and DSTATCOM units for power systems.

The results were obtained after 20 runs with 300 iterations each, using different PSO coefficients. It should be reminded that in the initial case, the active power losses were 210.987 kW and the initial V_{\min} and V_{\max} were 0.9038 p.u. and 1.000 p.u., respectively.

The results presented in Table 1, 2 suggest that the AAC PSO method outperforms the other PSO methods in terms of both active power losses reduction, with a

reduction of 72.23 %, and voltage profile improvement, with a value of 0.95 for minimal voltage and 1.02 for maximal voltage.

Table 1

Method	P_{Loss} , kW	ΔP_{Loss} , %	PVDG		D-STATCOM	
			Bus location	P , kW	Bus location	Q , kVar
Basic PSO	59.00	72.03	6	2666.4	30	1358.7
AAC PSO	58.58	72.23	6	2437.2	30	1281.3
APG PSO	58.69	72.18	6	2502.3	30	1168.4
NDAC PSO	58.80	72.12	6	2370.1	30	1240.0
SCAC PSO	59.12	71.97	6	2390.2	30	1141.5
TVA PSO	59.45	71.82	6	2773.9	30	1173.4

Table 2

Method	V_{\min} , p.u.	V_{\max} , p.u.	PVDG		D-STATCOM	
			Bus location	P , kW	Bus location	Q , kVar
Basic PSO	0.98	1.03	6	2666.4	30	1358.7
AAC PSO	0.95	1.02	6	2437.2	30	1281.3
APG PSO	0.95	1.02	6	2502.3	30	1168.4
NDAC PSO	0.95	1.00	6	2370.1	30	1240.0
SCAC PSO	0.95	1.01	6	2390.2	30	1141.5
TVA PSO	0.95	1.00	6	2773.9	30	1173.4

These results are attributed to the integration of a 2.43 kW DG unit at bus 6 and a 1.28 kW DSTATCOM at bus 30. The APG PSO and NDAC PSO methods also demonstrated good results regarding the reduction of active power losses.

It should be noted that, even with the same allocation of DG units and DSTATCOM, the AAC PSO method produced the best results. Therefore, it may be the most suitable choice for the simultaneous installation of PVDG and DSTATCOM in the IEEE 33-bus radial distribution system. However, further analysis is needed to confirm the robustness of the method under different conditions and constraints.

In order to gain a deeper insight into the behavior of the different PSO methods, the curves of active power losses versus the number of executions for each method were plotted.

Figure 3 shows clearly the obtained results, after 20 trials for each method, it is clear that the range of variation for the basic PSO, NDAC PSO, and TVA PSO is approximately between 59 kW and 64 kW, while the range of variation for AAC PSO and APG PSO is between 59 kW and 69 kW.

These results highlight the importance of selecting the appropriate PSO parameters and coefficients, as some methods converge faster and reach lower losses than others.

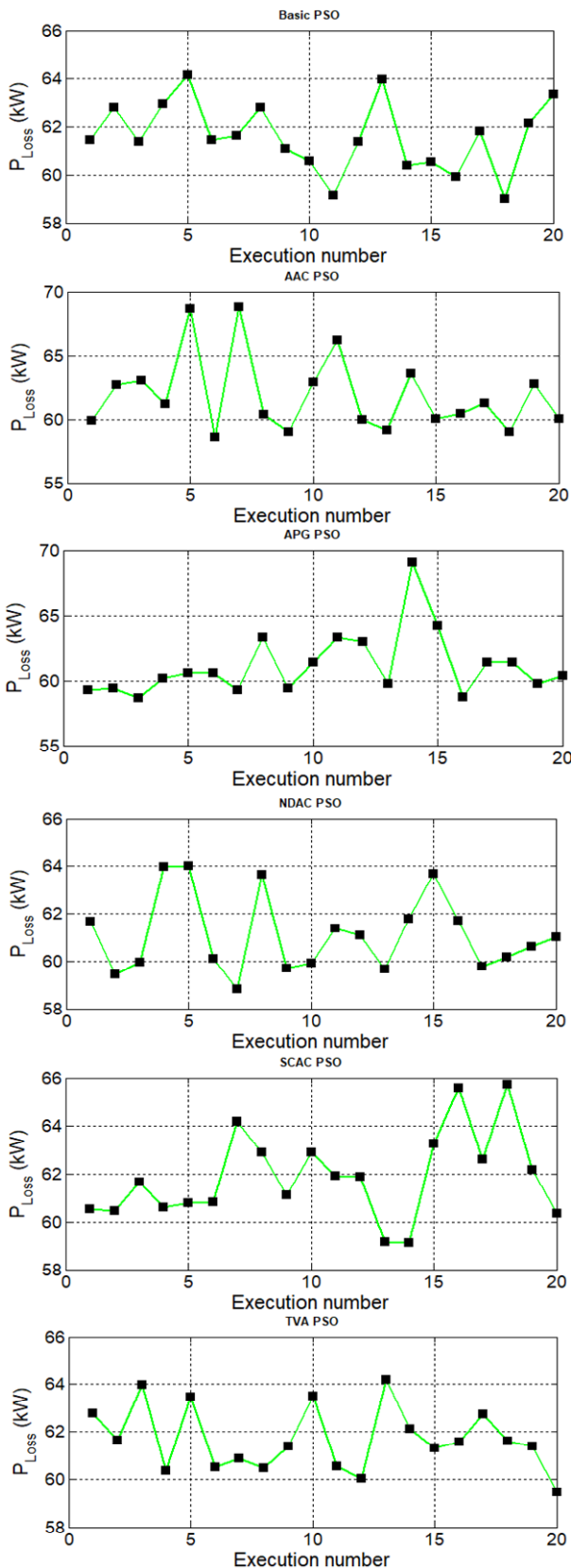


Fig. 3. Curves of active power losses versus the number executions

Figure 4 depicts the convergence curves of various algorithms applied to the simultaneous installation of DG and DSTATCOM, after 20 executions.

The results for the 33-bus system reveal that all algorithms converge at a total power loss reduction of 85 kW. Notably, the AAC PSO method shows superior convergence

compared to the other PSO algorithms. It reaches a lower objective function value in less iteration, demonstrating its superior performance in optimizing the implementation of PVDG and DSTATCOM.

The AAC PSO method also achieves faster convergence and enhances the voltage profile, resulting in minimized active power losses.

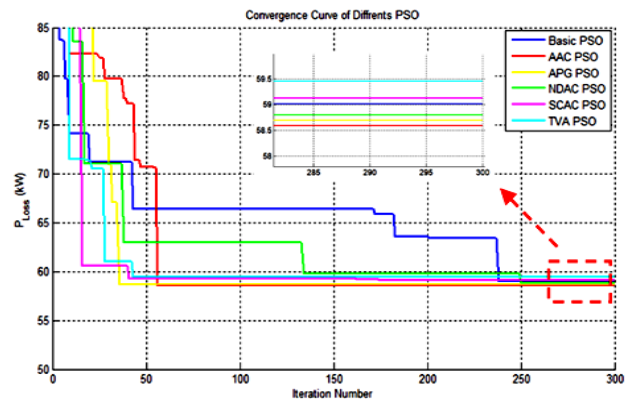


Fig. 4. Convergence curve of different PSO method

As seen in Fig. 5, the integrating of DG and DSTATCOM in simultaneous operation results in a significant improvement of the voltage profile compared to the base case. The implementation of DG and DSTATCOM together leads to a greater enhancement of the voltage profile, with the minimum voltage improving from 0.9038 to 0.9894 p.u.

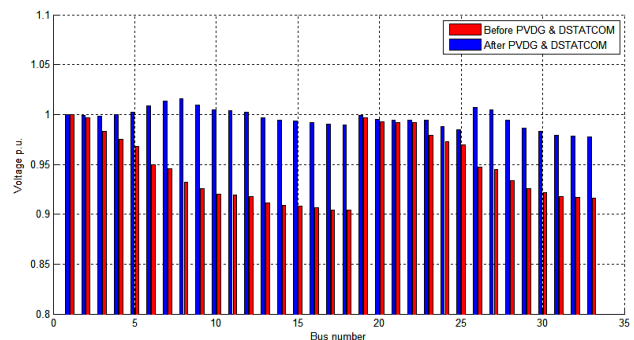


Fig. 5. Improved voltage profile with PVDG and DSTATCOM

The results from Table 3 manifest the efficiency and superiority of the AAC PSO algorithm over other algorithms in the literature for the simultaneous installation of DG and DSTATCOM for an IEEE 33 bus system, achieving the minimum active power losses and improving the optimum deployment of PVDG and DSTATCOM units.

Table 3

Comparison between our best method and others existing in the literature

Method	P_{Loss} , kW	ΔP_{Loss} , %	PVDG		D-STATCOM	
			Bus location	P , kW	Bus location	Q , kVar
AAC PSO	58.58	72.23	6	2437.2	30	1281.3
BFOA [3]	70.87	65	10	1239.8	30	1094.6
MVOA [4]	59.94	71.59	6	2848.8	30	1334.4
DEOA [5]	80.48	61.85	7	2327.5	26	1446.4

Figure 6 clearly shows that the proposed method resulted in a lower value of active power losses, with a value of 58.58 kW, which is superior to MVOA's value of 59.94 kW.

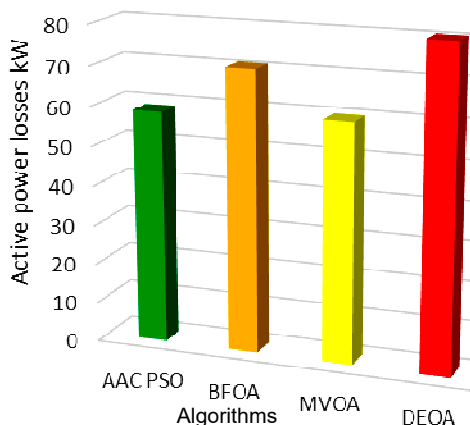


Fig. 6. Comparison between proposed method and others existing in the literature in term of active power losses

Figure 7 provides a visual representation of the percentage reduction in active power losses between the proposed method and the other method. The proposed method resulted in the highest reduction of active power, with a 27 % reduction compared to the other method.

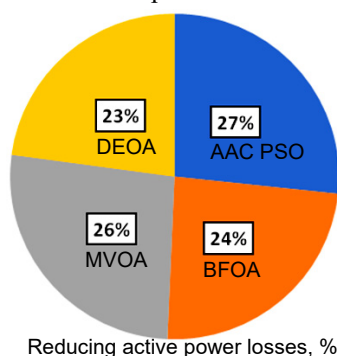


Fig. 7. Minimization rate of the active power losses for each method

Conclusions. The study aim has been to optimize the simultaneous implementation of photovoltaic distributed generation and distribution static synchronous compensator units in a standard IEEE 33-bus radial distribution system with the objective of reducing active power losses and enhancing the voltage profile.

Assorted particle swarm optimization methods with variable acceleration coefficients were applied, and the findings were evaluated against each other existing algorithms in the literature. The tables exhibited that the adaptive accelerated coefficients for particle swarm optimization method provided the best results in terms of active power loss reduction and voltage profile improvement, and the optimum size and location of the photovoltaic distributed generation and distribution static synchronous compensator. The figures demonstrated that the adaptive accelerated coefficients for particle swarm optimization method had the best convergence among the different particle swarm optimization algorithms and the losses curve according to the number of executions for each method.

Overall, the study demonstrated that the optimization of photovoltaic distributed generation and distribution static

synchronous compensator installation using the adaptive accelerated coefficients for particle swarm optimization algorithm could significantly reduce active power losses and enhancement of voltage profile in the distribution system.

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

REFERENCES

1. Kyryk V.V., Bohomolova O.S. Justification of optimal location of connection of the distributed generation source and value of its power. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 2, pp. 55-60. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.2.08>.
2. Gopal Reddy S., Ganapathy S., Manikandan M. Power quality improvement in distribution system based on dynamic voltage restorer using PI tuned fuzzy logic controller. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 1, pp. 44-50. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.1.06>.
3. Gad A.G. Particle Swarm Optimization Algorithm and Its Applications: A Systematic Review. *Archives of Computational Methods in Engineering*, 2022, vol. 29, no. 5, pp. 2531-2561. doi: <https://doi.org/10.1007/s11831-021-09694-4>.
4. Devabalaji K.R., Ravi K. Optimal size and siting of multiple DG and DSTATCOM in radial distribution system using Bacterial Foraging Optimization Algorithm. *Ain Shams Engineering Journal*, 2016, vol. 7, no. 3, pp. 959-971. doi: <https://doi.org/10.1016/j.asej.2015.07.002>.
5. Hassan H.A., Zellagui M. MVO Algorithm for Optimal Simultaneous Integration of DG and DSTATCOM in Standard Radial Distribution Systems Based on Technical-Economic Indices. *2019 21st International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, 2019, pp. 277-282. doi: <https://doi.org/10.1109/MEPCON47431.2019.9007995>.
6. Ibrahim K., Sirjani R., Shareef H. Performance Assesment of Pareto and Non-Pareto Approaches for the Optimal Allocation of DG and DSTATCOM in the Distribution System. *Technical Gazette*, 2020, vol. 27, no. 5, pp. 1654-1661. doi: <https://doi.org/10.17559/TV-20181214103448>.
7. Kouadri R., Slimani L., Bouktir T. Slime mould algorithm for practical optimal power flow solutions incorporating stochastic wind power and static VAR compensator device. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 6, pp. 45-54. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.6.07>.
8. Frahat M., Hatata A.Y., Saadawi M.M., Kaddah S.S. Grasshopper Optimization-based Optimal Sizing of DG/DSTATCOM in Distribution Networks. *Mansoura Engineering Journal*, 2022, vol. 47, no. 2, pp. 6-16. doi: <https://doi.org/10.21608/bfemu.2022.238659>.
9. Ansari A., Byalihal S.C. Application of hybrid TLBO-PSO algorithm for allocation of distributed generation and STATCOM. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 2022, vol. 29, no. 1, pp. 38-48. doi: <https://doi.org/10.11591/ijeecs.v29.i1.pp38-48>.
10. Djabali C., Bouktir T. Simultaneous allocation of multiple distributed generation and capacitors in radial network using genetic-salp swarm algorithm. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 59-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.08>.
11. Manohara M., Veera Reddy V.C., Vijaya Kumar M. Northern Goshawk Optimization for Optimal Allocation of Multiple Types of Active and Reactive Power Distribution Generation in Radial Distribution Systems for Techno-Environmental Benefits. *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, 2023, vol. 16, no. 1, pp. 91-99. doi: <https://doi.org/10.22266/ijies2023.0228.08>.
12. Ferminus Raj A., Gnana Saravanan A. An optimization approach for optimal location & size of DSTATCOM and DG. *Applied Energy*, 2023, vol. 336, art. no. 120797. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2023.120797>.

13. Isha G., Jagatheeswari P., Jasmine Gnana Malar A. Elitist Harris Hawks Optimized Voltage Stability Enhancement in Radial Distribution System. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2023, vol. 18, no. 4, pp. 2683-2693. doi: <https://doi.org/10.1007/s42835-023-01375-5>.
14. Pratap A., Tiwari P., Maurya R., Singh B. Minimisation of electric vehicle charging stations impact on radial distribution networks by optimal allocation of DSTATCOM and DG using African vulture optimisation algorithm. *International Journal of Ambient Energy*, 2022, vol. 43, no. 1, pp. 8653-8672. doi: <https://doi.org/10.1080/01430750.2022.2103731>.
15. Bharatbhai N.M., Gupta A.R. Active-Reactive Power Support with Optimal Allocation of DG and DSTATCOM in Distribution System Using Flower Pollination and Artificial Bee Colony Algorithm with Load Growth. *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2022, vol. 852, pp. 169-190. doi: https://doi.org/10.1007/978-981-16-9239-0_14.
16. Bhadoriya J.S., Gupta A.R. Techno-economic analysis of the DNO operated distribution system for active and reactive power support using modified particle swarm optimisation. *International Journal of Ambient Energy*, 2022, vol. 43, no. 1, pp. 7061-7076. doi: <https://doi.org/10.1080/01430750.2022.2059779>.
17. Zelligui M., Lasmari A., Settoul S., El-Sheimy R.A., El-Bayeh C.Z., Chenni R. (2021). Simultaneous allocation of photovoltaic DG and DSTATCOM for techno-economic and environmental benefits in electrical distribution systems at different loading conditions using novel hybrid optimization algorithms. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2021, vol. 31, no. 8, art. no. e12992. doi: <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12992>.
18. Tebbakh N., Labeled D., Labeled M.A. Optimal size and location of distributed generations in distribution networks using bald eagle search algorithm. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 75-80. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.11>.
19. Ghatak S.R., Sannigrahi S., Acharjee P. Optimal Placement of DSTATCOM and DG using Modified SFLA based Technique for Techno-Economic and Environmental Benefits. *Recent Advances in Electrical & Electronic Engineering*, 2018, vol. 11, no. 3, pp. 334-347. doi: <https://doi.org/10.2174/2352096511666180312155907>.
20. Lasmari A., Zelligui M., Chenni R., Semaoui S., El-Bayeh C.Z., Hassan H.A. Optimal energy management system for distribution systems using simultaneous integration of PV-based DG and DSTATCOM units. *Energetika*, 2020, vol. 66, no. 1, pp. 1-14. doi: <https://doi.org/10.6001/energetika.v66i1.4294>.
21. Settoul S., Chenni R., Hasan H.A., Zelligui M., Kraimia M.N. MFO Algorithm for Optimal Location and Sizing of Multiple Photovoltaic Distributed Generations Units for Loss Reduction in Distribution Systems. *2019 7th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, 2019, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/IRSEC48032.2019.9078241>.
22. Settoul S., Zelligui M., Abdelaziz A.Y., Chenni R. Optimal Integration of Renewable Distributed Generation in Practical Distribution Grids based on Moth-Flame optimization Algorithm. *2019 International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE)*, 2019, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/ICAEE47123.2019.9014662>.
23. Abd Shukor S.F., Musirin I., Abd Hamid Z., Mohamad Zamani M.K., Zelligui M., Suyono H. Intelligent based technique for under voltage load shedding in power transmission systems. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 2020, vol. 17, no. 1, pp. 110-117. doi: <https://doi.org/10.11591/ijeecs.v17.i1.pp110-117>.
24. Kellogg W.D., Nehrir M.H., Venkataraman G., Gerez V. Generation unit sizing and cost analysis for stand-alone wind, photovoltaic, and hybrid wind/PV systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1998, vol. 13, no. 1, pp. 70-75. doi: <https://doi.org/10.1109/60.658206>.
25. Chaturvedi K.T., Pandit M., Srivastava L. Particle swarm optimization with time varying acceleration coefficients for non-convex economic power dispatch. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2009, vol. 31, no. 6, pp. 249-257. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2009.01.010>.
26. Ziyu T., Dingxue Z. A Modified Particle Swarm Optimization with an Adaptive Acceleration Coefficients. *2009 Asia-Pacific Conference on Information Processing*, 2009, pp. 330-332. doi: <https://doi.org/10.1109/APCIP.2009.217>.
27. Mirjalili S., Lewis A., Sadiq A.S. Autonomous Particles Groups for Particle Swarm Optimization. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 2014, vol. 39, no. 6, pp. 4683-4697. doi: <https://doi.org/10.1007/s13369-014-1156-x>.
28. Chen K., Zhou F., Wang Y., Yin L. An ameliorated particle swarm optimizer for solving numerical optimization problems. *Applied Soft Computing*, 2018, vol. 73, pp. 482-496. doi: <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2018.09.007>.
29. Chen K., Zhou F., Yin L., Wang S., Wang Y., Wan F. A hybrid particle swarm optimizer with sine cosine acceleration coefficients. *Information Sciences*, 2018, vol. 422, pp. 218-241. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ins.2017.09.015>.
30. Ratnaweera A., Halgamuge S.K., Watson H.C. Self-Organizing Hierarchical Particle Swarm Optimizer With Time-Varying Acceleration Coefficients. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 2004, vol. 8, no. 3, pp. 240-255. doi: <https://doi.org/10.1109/TEVC.2004.826071>.

Received 22.03.2023
Accepted 13.06.2023
Published 02.11.2023

Mohamed Amir Labeled¹, PhD Student,
Mohamed Zelligui², Doctor, Associate Professor,
Mohamed Benidir³, Doctor, Professor,
Hocine Sekhane⁴, Doctor, Lecturer A,
Noureddine Tebbakh¹, PhD Student,
¹LGEC Research Laboratory, Department of Electrical Engineering,
University of Constantine 1, Algeria,
e-mail: mohamedamir.labeled@student.umc.edu.dz
(Corresponding Author); tebbakh.noureddine@yahoo.com
²Department of Electrical Engineering,
University of Batna 2, Algeria,
e-mail: m.zelligui@univ-batna2.dz
³Department of Transport Engineering,
University of Constantine 1, Algeria,
e-mail: mcbenidir@yahoo.fr
⁴LGEC Research Laboratory, Department of Electrical Engineering,
20 August 1955 University of Skikda, Algeria,
e-mail: docsekhoc@gmail.com

How to cite this article:

Labeled M.A., Zelligui M., Benidir M., Sekhane H., Tebbakh N. Optimal hybrid photovoltaic distributed generation and distribution static synchronous compensators planning to minimize active power losses using adaptive acceleration coefficients particle swarm optimization algorithms. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 84-90. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.15>

Матеріали приймаються за адресою:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Кирпичева, 2, м. Харків, 61002, Україна

Електронні варіанти матеріалів по e-mail: a.m.grechko@gmail.com

Довідки за телефонами: +38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович

Передплатний індекс: 01216