

ISSN 2074-272X

**науково-практичний
журнал**

2023/5



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

Electrical Engineering

& Electromechanics

Електричні машини та апарати

Промислова електроніка

Теоретична електротехніка

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
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
Levin B.M.	Professor, Holon Institute of Technology, Tel Aviv-Yafo, Israel
Malik O.P.	Professor, University Of Calgary, Canada
Maslov V.I.	Professor, National Science Center «Kharkiv Institute of Physics and Technology», Ukraine
Mi Zou	PhD, Chongqing University of Posts and Telecommunications, China
Mikhaylov V.M.	Professor, NTU «KhPI», Ukraine
Miljavec D.	Professor, University of Ljubljana, Slovenia
Milykh V.I.	Professor, NTU «KhPI», Ukraine
Nacke B.	Professor, Gottfried Wilhelm Leibniz Universität, Institute of Electrotechnology, Hannover, Germany
Petrushin V.S.	Professor, Odessa National Polytechnic University, Ukraine
Podoltsev A.D.	Professor, IED of NASU, Kyiv, Ukraine
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
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», Kyrpuchova Str., 2, Kharkiv, 61002, Ukraine

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

ISSN (print) 2074-272X

ISSN (online) 2309-3404

© Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 2023

Підписано до друку 28.08.2023 р. Формат 60 × 90 ½. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,75.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-05-2023. Ціна договірна. Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Бардик Є.І., Болотний М.П. Розробка нечіткого класифікатора для ранжування технічного стану силового трансформатора 3

Промислова електроніка

Bechekir S., Zeghoudi A., Ould-Abdeslam D., Brahmi M., Slimani H., Bendaoud A. Development of a boost-inverter converter under electromagnetic compatibility stress equipping a photovoltaic generator 14

Djazia K., Sarra M. Improving the quality of energy using an active power filter with zero direct power command control related to a photovoltaic system connected to a network 20

Slimani H., Zeghoudi A., Bendaoud A., Bechekir S. Experimental evaluation of conducted disturbances induced during high frequency switching of active components 26

Верещаго Є.М., Костюченко В.І., Новогрецький С.М. Аналіз перетворювача постійного струму, що працює на плазмову дугу 31

Zerzouri N., Ben Si Ali N., Benalia N. A maximum power point tracking of a photovoltaic system connected to a three-phase grid using a variable step size perturb and observe algorithm 37

Теоретична електротехніка

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdii I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Method for control by orbital spacecraft magnetic cleanliness based on multiple magnetic dipole models with consideration of their uncertainty ... 47

Інженерна електрофізика. Техніка сильних електричних та магнітних полів

Князєв В.В. Визначення ймовірності удару блискавки в елементи об'єкта з урахуванням статистичного розподілу сили струму 57

Koliushko D.G., Rudenko S.S., Tyutyuma S.O., Vorobiov B.V. Determination of the electric field strength of high-voltage substations 63

Коритченко К.В., Болюх В.Ф., Буряковський С.Г., Кашанський Ю.В., Кочерга О.І. Електромеханічні та теплофізичні процеси в імпульсному індукційному прискорювачі плазмового утворення 69

Lavinsky D.V., Zaitsev Yu.I. Computational analysis method of the electromagnetic field propagation and deformation of conductive bodies 77

Електричні станції, мережі і системи

Desai J.P. Transmission line planning using global best artificial bee colony method 83

Розов В.Ю., Пелевін Д.С., Кундіус К.Д. Моделювання магнітного поля у житлових будинках із вбудованими трансформаторними підстанціями на основі двофазної мультидипольної моделі трифазного струмопроводу 87

Ювілеї

Князєв Володимир Володимирович (до 70-річчя з дня народження) 94

TABLE OF CONTENTS

Electrical Machines and Apparatus

Bardyk E.I., Bolotnyi N.P. Development of fuzzy classifier for technical condition ranking of power transformer 3

Industrial Electronics

Bechekir S., Zeghoudi A., Ould-Abdeslam D., Brahmi M., Slimani H., Bendaoud A. Development of a boost-inverter converter under electromagnetic compatibility stress equipping a photovoltaic generator 14

Djazia K., Sarra M. Improving the quality of energy using an active power filter with zero direct power command control related to a photovoltaic system connected to a network 20

Slimani H., Zeghoudi A., Bendaoud A., Bechekir S. Experimental evaluation of conducted disturbances induced during high frequency switching of active components 26

Vereshchago E.M., Kostiuhenko V.I., Novogretskyi S.M. Analysis of a DC converter working on a plasma arc 31

Zerzouri N., Ben Si Ali N., Benalia N. A maximum power point tracking of a photovoltaic system connected to a three-phase grid using a variable step size perturb and observe algorithm 37

Theoretical Electrical Engineering

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdii I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Method for control by orbital spacecraft magnetic cleanliness based on multiple magnetic dipole models with consideration of their uncertainty ... 47

Engineering Electrophysics. High Electric and Magnetic Fields Engineering

Kniaziev V.V. Determination of the probability of a lightning strike in the elements of the object taking into account the statistical distribution of the current value.....	57
Koliushko D.G., Rudenko S.S., Tyutyuma S.O., Vorobiov B.V. Determination of the electric field strength of high-voltage substations	63
Korytchenko K.V., Bolyukh V.F., Buriakovskiy S.G., Kashansky Y.V., Kocherga O.I. Electromechanical and thermophysical processes in the pulse induction accelerator of plasma formation.....	69
Lavinsky D.V., Zaitsev Yu.I. Computational analysis method of the electromagnetic field propagation and deformation of conductive bodies.....	77

Power Stations, Grids and Systems

Desai J.P. Transmission line planning using global best artificial bee colony method.....	83
Rozov V.Yu., Pelevin D.Ye., Kundius K.D. Simulation of the magnetic field in residential buildings with built-in substations based on a two-phase multi-dipole model of a three-phase current conductor	87

Anniversaries

Kniaziev V.V. (on the 70th anniversary of his birth).....	94
--	----

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



Scopus



ULRICHSWEB™
GLOBAL SERIALS DIRECTORY



National Library of Ukraine
Verнадsky



DOAJ
DIRECTORY OF
OPEN ACCESS
JOURNALS



Clarivate
Analytics



Research
Databases



GALE
CENGAGE Learning



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>).

Є.І. Бардик, М.П. Болотний

Розробка нечіткого класифікатора для ранжування технічного стану силового трансформатора

Розглянуто питання обґрунтування і розробки інтелектуальної системи для підтримки прийняття рішень щодо визначення рангу технічного стану силового трансформатора. Запропоновано підхід для встановлення рангу силового трансформатора шляхом застосування класифікатора, розробленого на базі системи нечіткого виведення Такаґі – Сугено. Побудовано ієрархічні структурні схеми визначення рівнів факторів технічного стану окремих функціональних вузлів та силового трансформатора в цілому. Розроблено нечіткий класифікатор для ранжування технічного стану силового трансформатора за результатами окремих випробувань і вимірювань. Виконана адаптація нечітких моделей оцінки технічного стану шляхом навчання нечіткого класифікатора на вибірках з протоколів обстеження парку силових трансформаторів різних типів і класу напруг. Виконано комплексну оцінку технічного стану та класифікацію рангу за сукупністю контрольованих параметрів силових трансформаторів енергокомпанії. Бібл. 36, табл. 8, рис. 12.

Ключові слова: нечіткий класифікатор, електрообладнання, оцінка технічного стану, дефект, силовий трансформатор.

Вступ. Сучасний стан електроенергетики промислово розвинених країн світу характеризується значним ступенем зношення силових трансформаторів (СТ) як найбільш поширеного елемента електроенергетичної системи. Прискорене оновлення парку СТ потребує колосальних інвестицій в електроенергетику та визначає необхідність комплексного підходу до вирішення цих задач, не обмежуючись тільки заміною обладнання [1-3]. В табл. 1 представлено статистичні дані щодо розподілу характерних пошкоджень СТ 110-500 кВ за функціональними вузлами [4, 5].

Таблиця 1

Статистичні дані щодо розподілу пошкоджень СТ за функціональними вузлами згідно тривалості експлуатації

Функціональний вузол СТ	Кількість пошкоджень згідно тривалості експлуатації СТ					Загалом
	10 років	10-20 років	20-30 років	30-40 років	>40 років	
Магнітопровід	0	0	1	0	0	1
Система охолодження	2	14	13	1	0	30
Обмотки	23	25	23	28	12	111
Пристрій РПН	12	28	21	10	0	71
Високовольтні вводи	15	37	38	31	9	130
Витік оливи	12	16	19	11	3	61
Вандалізм	3	6	10	1	1	21
Упуск оливи	12	22	22	14	5	75
Загалом	79	148	147	96	30	500

На рис. 1 наведена статистика основних причин відмов СТ по даним СІГРЕ станом на 2015 за період 1950 по 2009 [6].

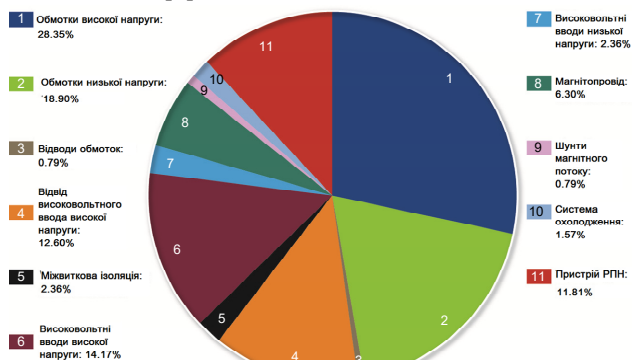


Рис. 1. Статистика основних причин відмов блочних СТ напругою вище 110 кВ

Крім того, більша частина парків СТ зберігає роботу здатність понад проектний термін експлуатації. Актуальним є вдосконалення методів діагностики технічного стану обладнання для визначення можливостей його експлуатації для 2-х кратних та понад нормативні терміни експлуатації [7-9].

Хибне визначення рангу технічного стану СТ може призвести до помилкового розрахунку складу необхідних об'ємів діагностичних випробувань і заходів щодо подальшої експлуатації [10].

Таким чином, очевидна економічна недоцільність попередньої заміни обладнання, а також важливість своєчасного виявлення загрозливих дефектів, їх подальший контроль із підвищенням достовірності визначення рангу технічного стану СТ.

Аналіз літературних джерел та постановка проблеми. Сучасне програмно-алгоритмічне забезпечення дозволяє істотно підвищити достовірність рішення таких задач в умовах невизначеності діагностичної інформації. Більш достовірні рішення щодо ранжування технічного стану СТ вдається отримати при використанні інтелектуальних систем підтримки прийняття рішення [11].

В даний час для діагностики СТ широко застосовують хроматографічний аналіз газів розчинених (ХАРГ) у оливі СТ. За умови виникнення та розвитку дефекту всередині трансформатора склад і концентрації газів розчинених у трансформаторній оливі інтенсивно змінюються як кількісно, так і якісно [12].

Практично всі наявні методики оцінки результатів ХАРГ не дозволяють чітко класифікувати технічний стан СТ на основі зміни концентрацій газів і, відповідно, не можуть бути використані для оцінки технічного стану трансформатора на інтервалі часу спостереження [13].

У табл. 2 представлені певні результати деяких систем, розроблених для діагностики трансформаторів на основі ХАРГ [14-16].

Кількісні показники точності діагностики представлених систем відображають необхідність застосування методів, що дозволяють мінімізувати похибку оцінки технічного стану СТ.

Складність вирішення цієї задачі визначається наявністю множини чинників, які одночасно впливають на концентрації газів в оливі: детерміновані чинники,

що визначаються конструкцією СТ, а також стохастичні фактори, що залежать від умов експлуатації СТ.

Таблиця 2

Отримані результати для деяких систем діагностики дефектів СТ

Кількість СТ, шт.	Точність діагностики розроблених систем, %
711	90,3 – навчальна вибірка 93,81 – тестова вибірка
210	95,72 – навчальна вибірка 95,34 – тестова вибірка
711	96,2
33	90,91 – метод Дорненбурга 87,88 – модифікований метод Роджерса 90,91 – метод Роджерса 93,94 – метод ІЕС/ІЕЕЕ
820	90,49 – навчальна вибірка 93,54 – тестова вибірка

Було проведено узагальнення результатів основних і перспективних наукових праць для вибору програмно-алгоритмічного забезпечення інтелектуальних систем, які дозволяють отримувати достовірні результати прогнозування в умовах невизначеності [8-12].

За результатами узагальнення була проведена техніко-економічна оцінка продукційних моделей (ПМ), семантичних мереж (СМ), логічних моделей (ЛМ), штучних нейронних мереж (ІНМ), нечіткої логіки (НЛ), нечітких нейронних мереж (ННМ) і ін. [13-20].

В табл. 3 наведено характеристики моделей представлення знань для інтелектуальних систем підтримки прийняття рішення.

Таблиця 3

Техніко-економічна оцінка моделей представлення знань

Найменування критерія	Модель представлення знань					
	ЛМ	ПМ	СМ	ІНМ	НЛ	ННМ
1. Можливість оперування нечіткими даними	-	+	-	+	+	+
2. Універсальність	-	-	-	+	-	+
3. Наочність представлення знань	-	+	+	-	+	+
4. Модульність	+	+	-	+	-	+
5. Допустимі витрати часу на побудову моделі	+	+	-	+	+	+
6. Допустима вартість	+	+	-	+	+	+
7. Здатність до самонавчання	-	-	-	+	-	+
8. Коефіцієнт ефективності	0,5	0,7	0,1	0,9	0,6	1

Очевидно, що з перерахованих моделей розв'язуваної задачі найкращим чином підходять моделі на основі нечітких нейронних мереж [21]. Вони об'єднують переваги таких моделей подання знань, як НЛ і ІНМ, що дозволяє компенсувати недоліки, властиві кожній окремій моделі.

На підставі отриманих результатів аналізу було вирішено використовувати ННМ для побудови нечіткого класифікатора на основі застосування моделі нечіткої системи Такагі – Сугено [22].

Отже, **метою статті** є підвищення ефективності оцінки технічного стану силового трансформатора шляхом розробки нечіткого класифікатора для забезпечення достовірності визначення рангу технічного стану силового трансформатора.

Для досягнення поставленої мети вирішувались наступні задачі:

- розробити ієрархію нечіткої оцінки технічного стану СТ на основі агрегування найбільш значимих рівнів факторів впливу на технічний стан;

- розробити алгоритм проведення нечіткої оцінки технічного стану СТ за сукупністю контрольованих параметрів;

- розробити нечіткий класифікатор для ранжування технічного стану СТ;

- провести комплексну нечітку оцінку технічного стану СТ в умовах невизначеності інформації для прийняття ефективних превентивних рішень щодо стратегії подальшої експлуатації.

Концепція вибору параметрів, що впливають на визначення рангу технічного стану СТ. Існує низка діагностичних методик визначення стану СТ, проте непросто інтегрувати їх результати в єдину комплексну оцінку. Метод, заснований на нечіткій логіці для обчислення індексу здоров'я запропонований в [23], дозволяє визначити лише показник працездатності системи ізоляції. За останні десятиліття, було запропоновано різні алгоритми діагностики стану СТ із застосуванням інтелектуальної технології обробки інформації, наприклад метод Байєса [24], метод доказової аргументації [25], метод опорних векторних машин [26], метод штучної нейронної мережі [27]. Коли виникає дефект СТ, це часто супроводжується зміною деяких параметрів технічного стану [28]. Ці алгоритми досягли хороших результатів в інженерній практиці, проте бракує аналізу кореляції кожного параметра і класу технічного стану СТ. В [29] при оцінці стану трансформатора кожен з тестових індексів і рангу станів відповідає окремій парі набору даних. Але внутрішні взаємозв'язки між кожним тестовим індексом не було розглянуті в цих роботах, тому типи пошкодження СТ неможливо діагностувати. З іншого боку, методи оцінки стану трансформаторів на основі методу аналізу пар наборів є підґрунтям для комплексного бального методу оцінки технічного стану експертами. Це дає можливість побудувати нечіткі матриці експертних оцінок, використовуючи аналітичний ієрархічний процес для визначення вагових коефіцієнтів. Проте використання комплексного бального методу оцінки технічного стану та аналітичного ієрархічного процесу не дозволяють повністю уникнути суб'єктивних розбіжностей експертів щодо наявності дефекту в СТ [30].

З вищезазначених причин у цій статті зроблено спробу подолати недоліки розглянутих підходів та методів визначення комплексної оцінки технічного стану СТ.

Розробка нечіткого класифікатора передбачає виконання кількох основних етапів. На початковому етапі створення класифікатора необхідно провести вибірку факторів, найбільш значимих при встановленні рангу. Виділення основних параметрів також важливо, так як оцінка рангу технічного стану СТ характеризується великою кількістю чинників, що мають для різних класів технічного стану певні відмінності. Рішення даної задачі можливе за допомогою методу експертних оцінок для ранжування порівнюваних об'єктів.

Запропонований метод експертних оцінок базується на використанні нечіткої комплексної оцінки об'єкта, на функціонування якого впливають численні фактори.

Практика проведення діагностичних випробувань на СТ показує, що при постановці діагностичної гіпотези щодо наявності дефекту має бути декілька

факторів, що розглядаються та визначаються в процесі оцінки. Так як зазвичай дуже важко прийняти рішення, застосовуючи класичний математичний метод, нечітка комплексна оцінка здатна вирішувати задачу прийняття рішень оцінки з кількома факторами. Цей метод оцінки ґрунтується на основі існуючих стандартів оцінки та нечіткого перетворення фактично виміряних даних або даних зі значною невизначеністю, неповнотою інформації. Порівняно з іншими методами, він є комплексним, об'єктивним та інтегрованим методом оцінки результатів.

Алгоритм проведення нечіткої оцінки технічного стану СТ наступний.

1. Визначення множини X рівнів факторів впливу на технічний стан СТ, що потребує оцінки:

$$X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}; \quad (1)$$

де x_i – i -й фактор, який може впливати на технічний стан СТ та має певну ступінь нечіткості; n – загальна кількість факторів, що можуть впливати на технічний стан СТ.

2. Формування множини V експертних оцінок:

$$V = \{v_1, v_2, \dots, v_n\}; \quad (2)$$

де v_i – i -й комплексний результат всебічної оцінки експерта; n – загальна кількість оцінок експертів щодо технічного стану СТ.

3. Формування комплексної матриці нечітких відношень експертних оцінок R :

$$R = \begin{bmatrix} r_{11} & \dots & r_{1j} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{j1} & \dots & r_{ij} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

де $r_{ij} \in [0, 1]$ – елемент матриці нечітких відношень між пошкодженнями функціональних вузлів та наслідками цих пошкоджень.

4) Визначення системи вагових коефіцієнтів W :

$$W = (w_1, w_2, \dots, w_n), \quad \sum_{i=1}^n w_i = 1, \quad (4)$$

де w_i – i -й ваговий коефіцієнт, що відображає значущість кожного фактора оцінки x_i ; n – загальна кількість вагових коефіцієнтів оцінки значущості факторів щодо впливу на оцінку технічного стану СТ.

5) Визначення множини B нечіткої комплексної оцінки технічного стану СТ. Рівняння нечіткої всебічної оцінки експертів щодо технічного стану СТ

$$B = \max\{b_1, b_2, \dots, b_n\}, \quad (5)$$

де $b_j = \sum_{i=1}^m w_j \cdot r_{ij}$, $j = 1, 2, \dots, n$ – j -й нечітка комплексна оцінка технічного стану СТ; n – загальна кількість нечітких комплексних оцінок технічного стану СТ.

Для проведення роботи з нечіткої комплексної оцінки ТС за методом експертних оцінок формується експертна група із n висококваліфікованих спеціалістів з експлуатації та ремонту СТ. Формування групи починалося з вибору кандидатів і подальшої їх оцінки за допомогою методу Delphi [31].

Для визначення технічного стану оливного СТ на базі результатів окремих випробувань та вимірювань розроблена лінгвістична математична модель, яка містить в собі правила нечіткого логічного висновку, терм-множини та функції належності вхідних параметрів до тієї чи іншої лінгвістичної величини. На рис. 2 представлена фрагмент ієрархічної структурної схеми нечіткого логічного виводу про технічний стан оливного трансформатора на основі визначених окремих рівнів факторів технічного стану [32].

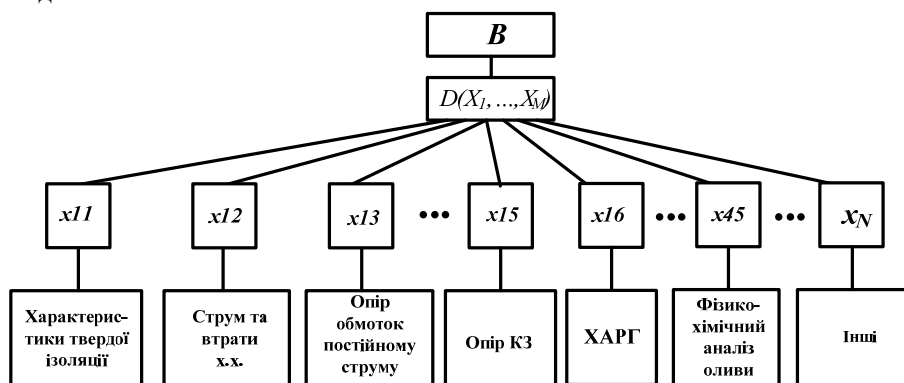


Рис. 2. Ієрархічна структурна схема нечіткого логічного виводу про технічний стан оливного трансформатора

Модель містить правила нечіткого логічного висновку Такаґі – Сугено, терми і функції належності вхідних параметрів до того чи іншого лінгвістичного значення. База знань прототипу експертної системи для діагностики технічного стану СТ ґрунтується на ієрархічному представленні та складається з системи вбудованих баз знань. Інтегральна оцінка технічного стану здійснюється шляхом агрегування висновків щодо типу дефекту СТ за індивідуальними результатами випробувань, використовуючи відповідні бази знань.

Нечіткий логічний аналіз включає в себе три послідовні процеси, а саме: фазифікація, нечіткі висновки та дефазифікація. Фазифікація перетворює, наприклад, чітке співвідношення газу до нечіткої вхідної множини.

Вибрана система нечіткого логічного висновку відповідає за отримання висновків з нечітких правил на основі знань «якщо–то» лінгвістичних висловлювань. Кожне правило складається з двох компонентів, в яких є попередня частина («якщо») та наступна частина («то»). За допомогою нечіткого підходу часткова належність до певного класу технічного стану (визначається значенням функції належності) може збільшити кількість відповідних висновків порівняно з традиційними критеріями оцінки технічного стану СТ, які регламентуються нормативно-технічною документацією [6, 32].

Наприклад лінгвістичне правило для визначення оцінки показників технічного стану за результатами ХАРГ має наступний вигляд: якщо «C2H2/C2H4 дорі-

вноє 0, C_{H4}/H_2 становить 2, а C_{2H4}/C_{2H_6} також 0, тоді тип дефекту, який відповідає даній комбінації співвідношень є D7», тобто низькотемпературний дефект (перегрів) $T < 300$ °С.

Функція дефазифікації потім перетворює вихідні значення назад у чіткі значення.

Всі входи системи нечіткого логічного висновку мають функції належності, базові форми і параметри яких детально представлені в [32]. Для врахування об'єктивно існуючої толерантності розпізнаваного дефекту до зміння параметрів у визначеному діапазоні, використанні трапецієподібні функції належності.

На початковому етапі кожному експерту було запропоновано 7 показників по їх значимості для ранжування технічного стану СТ:

- x_1 – рівень фактора технічного стану обмоток СТ (рис. 3);
- x_2 – рівень фактора технічного стану осердя магнітопровода СТ (рис. 4);

- x_3 – рівень фактора технічного стану високовольтних вводів СТ (рис. 5);
- x_4 – рівень фактора ізоляційних характеристик трансформаторної оливи (ФХАМ) СТ (рис. 6);
- x_5 – рівень фактора перемикача відгалуджень РПН СТ (рис. 7);
- x_6 – рівень фактора технічного стану інших вузлів СТ (рис. 8);
- x_7 – рівень фактора інших показників експлуатації СТ (рис. 9).

Оцінка технічного стану СТ експертами залежить від подолання невизначеності інформації:

- неможливо визначити стан по одному вимірюванню, на основі одного методу;
- надійний діагноз ґрунтується на: декількох видах діагностики; динаміці змін характеристик;
- неможливість застосування самих критеріїв діагнозу для різних конструкцій і класів напруги;
- надійність результатів діагнозу повинна досягатися при мінімумі витрат на їх отримання.

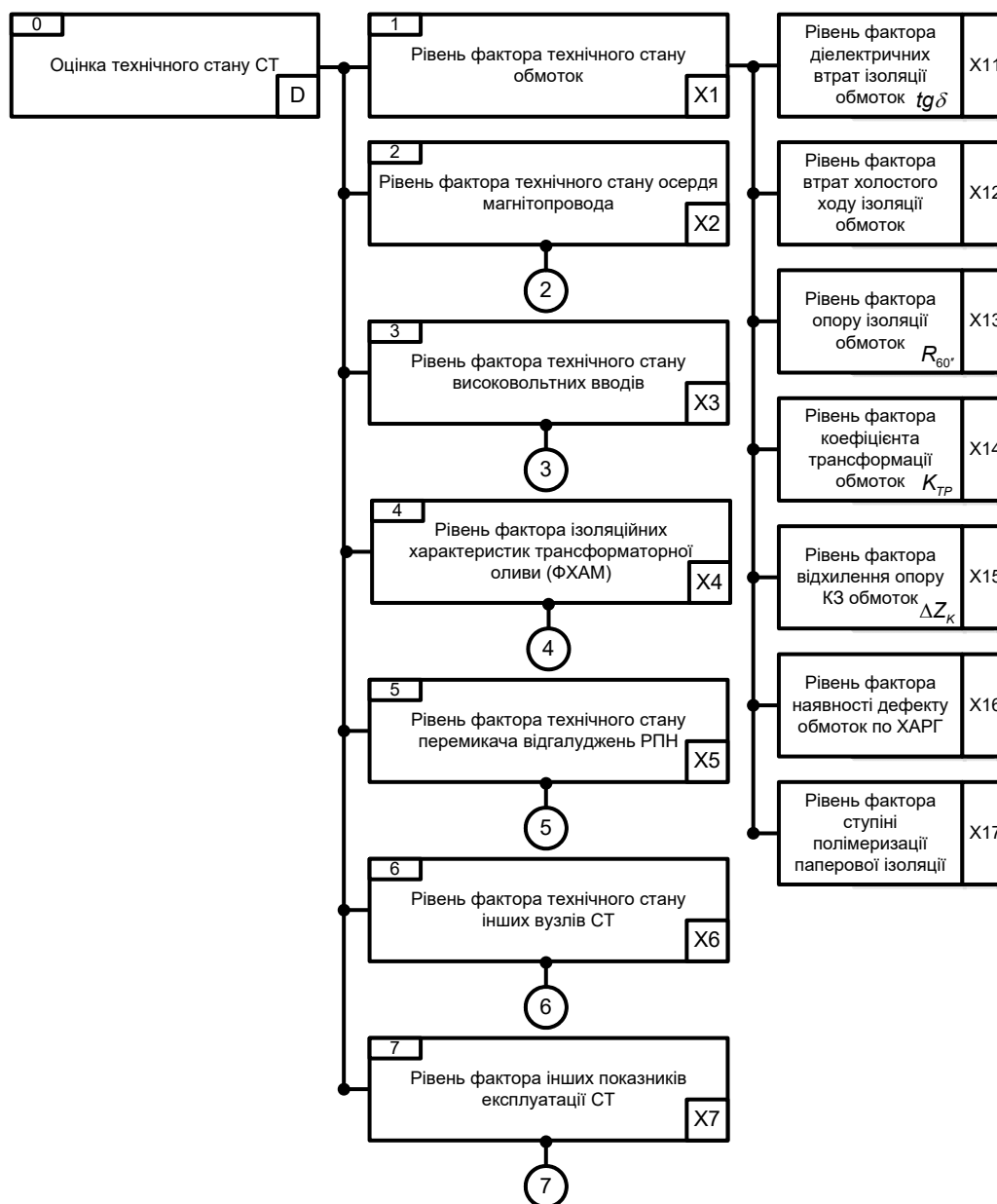


Рис. 3. Ієрархічна структурна схема оцінки технічного стану СТ

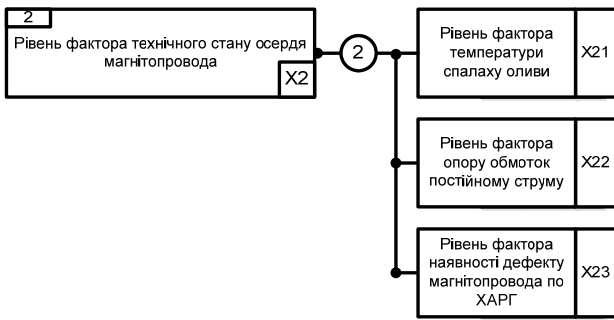


Рис. 4. Ієрархічна структурна схема оцінки рівня фактора технічного стану осердя магнітопровода СТ

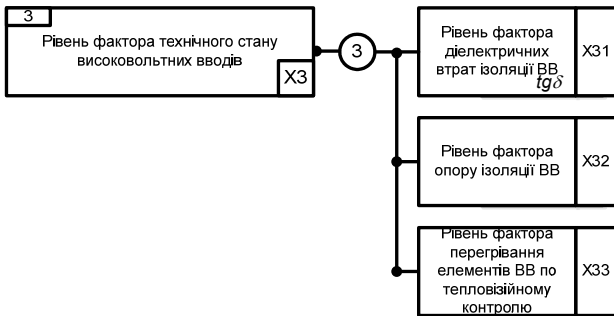


Рис. 5. Ієрархічна структурна схема оцінки рівня фактора технічного стану високовольтних ввідів СТ

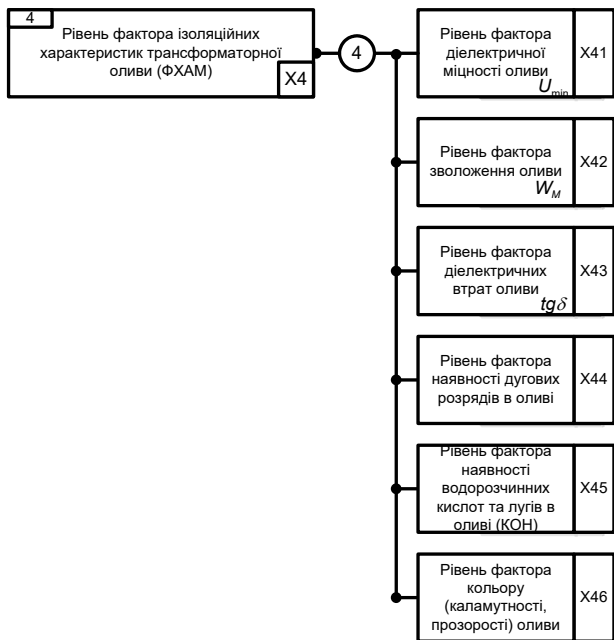


Рис. 6. Ієрархічна структурна схема оцінки рівня фактора ізоляційних характеристик трансформаторної оливи (ФХАМ) СТ

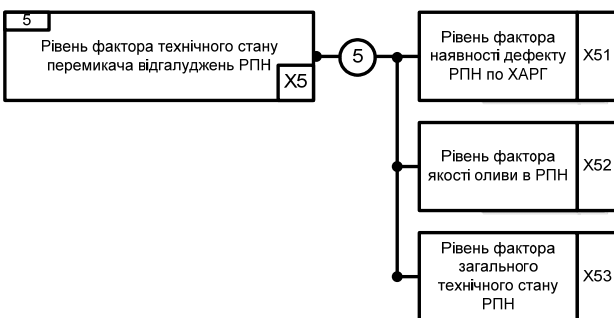


Рис. 7. Ієрархічна структурна схема оцінки рівня фактора технічного стану перемикача відгалужень РПН СТ

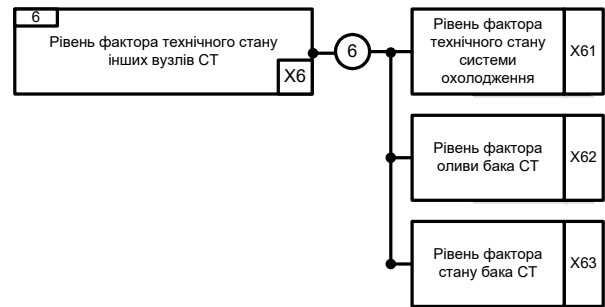


Рис. 8. Ієрархічна структурна схема оцінки рівня фактора технічного стану інших вузлів СТ

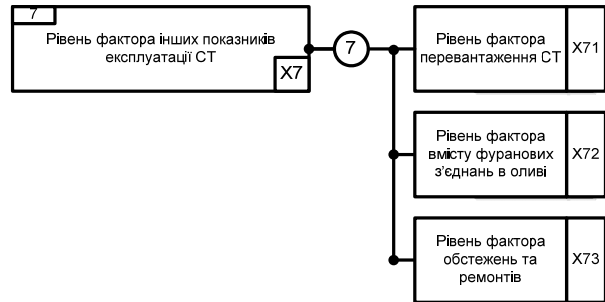


Рис. 9. Ієрархічна структурна схема оцінки рівня фактора інших показників експлуатації СТ

Побудова нечіткого класифікатора для ранжування технічного стану СТ. Після визначення рівнів факторів технічного стану СТ, умови експлуатації СТ класифікуються з метою встановлення оцінки кожного фактора для комплексної нечіткої оцінки [33]. Умови експлуатації СТ класифікуються як хороші, прийнятні, потребують обережності та ризиковані у цій статті виражено як множину експертних оцінок $V = \{v_1, v_2, v_3, v_4\} = \{\text{добре, прийнятно, потребує обережності, ризиковано}\}$.

Умова експлуатації «добре» означає, що тестова вибірка даних роботи трансформатора є нормальною, і кожні параметри технічного стану незначно відхиляються від контрольованих значень. Ймовірність виникнення дефекту низька і довготривала робота в межах гранично-допустимих відхилень контрольованих параметрів доступна.

Умови експлуатації «прийнятно» означають, що СТ експлуатувався протягом певного часу, і задовільні дані випробувань або достовірність певної індивідуального контрольованого параметра технічного стану дещо менше за межі гранично-допустимих відхилень. Оскільки дані достовірні, експлуатацію СТ можна продовжувати, а ймовірність відмови низька.

Умова експлуатації «Потребує обережності» означає, що під час випробувального періоду дані тесту відхилялися від нормального стану. Деякі параметри технічного стану відображають те, що дефект може існувати, таким чином, ймовірність виникнення пошкодження збільшується, і хоча трансформатор може продовжувати працювати, проте інтервал експлуатації повинен бути скорочений.

Умова експлуатації «ризиковано» означає, що загальні експлуатаційні властивості СТ є нижче середнього. Більшість отриманих контрольованих параметрів перевищують регламентовані стандартами значення, а ймовірність виникнення відмови велика.

В табл. 4 представлено семантичне визначення відношення рангу технічного стану та умов експлуатації СТ.

Таблиця 4

Семантичне визначення діапазону зміни рангу технічного стану СТ

Діапазон зміни величини B	Семантичне визначення оцінки технічного стану СТ
0...0,25	Хороший технічний стан СТ. Продовження експлуатації без обмежень. Дуже низький рівень відмови (VL)
0,25...0,5	Низька ступінь погіршення технічного стану СТ. Продовження експлуатації без обмежень. Низький рівень відмови (L)
0,5...0,75	Середня ступінь погіршення технічного стану СТ. Незначний ступінь розвитку дефекту. Частіший контроль параметрів технічного стану СТ. Середній рівень відмови (M)
0,75...1,0	Технічний стан змістився від стану погіршення до стану відмови. Значний ступінь розвитку дефекту. Високий рівень відмови (H)

Лінгвістична змінна B «нечітка комплексна оцінка технічного стану СТ», що подана в табл. 4 представлена базовою терм-множиною $T = \{T_{VL}, T_L, T_M, T_H\}$, де T_{VL}, T_L, T_M, T_H – терми що відповідають дуже низькому, низькому, середньому і високому рівням погіршення технічного стану СТ. Графіки функцій належності терм-множини лінгвістичної змінної B показано на рис. 10.

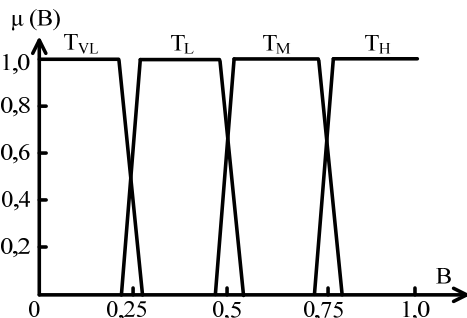


Рис. 10. Графіки функцій належності терм-множини лінгвістичної змінної B

Таким чином, результати по кожному виду діагностики класифікуються незалежно, і далі підсумковий висновок виконується з урахуванням всіх експертних оцінок.

Для визначення рангу технічного стану оливного СТ була розроблена лінгвістична модель класифікатора, що ґрунтується на використанні апарату нечіткої логіки [32, 34, 35].

Нечітка модель класифікатора комплексної оцінки стану СТ побудована на основі адаптивної нейро-нечіткої мережі ANFIS (Adaptive Network-based Fuzzy Inference System), яка є гібридною багатошаровою штучною нейронною мережею спеціальної структури без зворотного зв'язку і дозволяє реалізувати моделі систем у формі правил нечітких продукцій.

Нечіткий класифікатор для ранжування технічного стану СТ представлений у вигляді

$$B = F(X, V, C, W), \quad (6)$$

де $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ – вхідний вектор рангових оцінок показників рівнів факторів нечіткої моделі класифікатора; $V = \{v_1, v_2, \dots, v_q\}$ – вектор параметрів функцій належності всебічної оцінки експертом показників

рівнів факторів нечіткої моделі класифікатора; $C = \{c_1, c_2, \dots, c_q\}$ – вектор параметрів нечітких термів з бази знань нечіткої моделі класифікатора; $W = \{w_1, w_2, \dots, w_n\}$ – вектор вагових коефіцієнтів нечітких правил нечіткої моделі класифікатора; n – загальна кількість нечітких правил в базі знань нечіткої моделі класифікатора; q – загальна кількість термів нечіткої моделі класифікатора; F – оператор зв'язку «вхід-вихід» нечіткої моделі класифікатора.

Значення входів, виходів та синаптичних вагових коефіцієнтів гібридної нейронної мережі знаходяться в діапазоні $[0, 1]$.

На рис. 11 зображено приклад нейромережеве представлення правил нечіткого класифікатора для 2-х рівнів факторів впливу на технічний стан СТ.

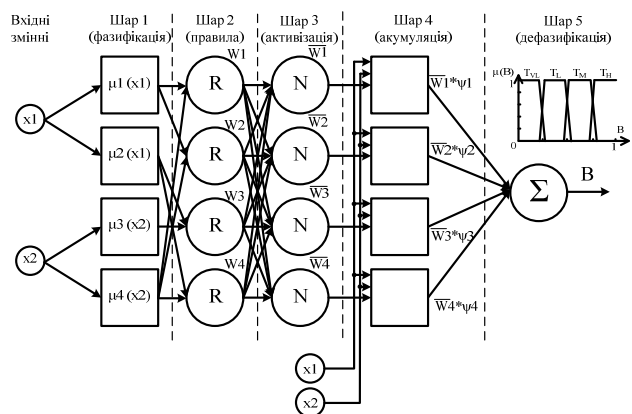


Рис. 11. Нейромережеве представлення правил нечіткого класифікатора для 2-х рівнів факторів впливу на технічний стан СТ

Мережа ANFIS використовує гібридний алгоритм навчання. Нейрони у мережі ANFIS мають різну структуру та призначення, що відповідають системі нечіткого висновку та реалізують основні наступні етапи її роботи.

Шар 1. Фазифікація (введення нечіткості) за допомогою функцій належності вхідних змінних. Перший адаптивний шар мережі ANFIS містить нейрони, які обчислюють значення функцій належності вхідних змінних $\mu_i(x_1)$ та $\mu_j(x_2)$, де x_1 та x_2 – вхідні змінні, $i=1, 2$ та $j=3, 4$. Адаптивність шару досягається шляхом підбору типу функцій належності вхідних змінних.

Шар 2. Агрегування (визначення ступеня істинності умов) за допомогою обробки основи нечітких лінгвістичних правил. Другий фіксований шар мережі ANFIS містить нейрони, які обчислюють добутки отриманих на першому шарі значень функцій належності:

$$W_i = \mu_i(x_1) \cdot \mu_j(x_2), \quad (7)$$

де W_i – синаптичні вагові коефіцієнти мережі.

Шар 3. Активізація (визначення ступенів істинності висловлювань) шляхом нормалізації рівнів активізації нечітких правил. Третій фіксований шар мережі ANFIS містить нейрони, які обчислюють нормовані рівні активізації нечітких правил:

$$\bar{W}_i = W_i / (W_1 + W_2 + W_3 + W_4). \quad (8)$$

Шар 4. Акумуляція (об'єднання ступенів істинності) за допомогою функцій належності вихідних змінних. Четвертий адаптивний шар мережі ANFIS містить нейрони, які обчислюють значення функцій належності

вихідних змінних, а також добутку значень синаптичних вагових коефіцієнтів та функцій належності:

$$\bar{W}_i \cdot \psi_i = \bar{W}_i \cdot \psi_i(x_1, x_2, c_i), \quad (9)$$

де ψ_i – значення функцій належності вихідних змінних; c_i – параметри нечітких термів функцій належності із бази знань.

Шар 5. Дефазифікація (перехід до чіткості) з отриманням чіткого значення вихідної змінної. П'ятий фіксований шар мережі ANFIS містить нейрон, який обчислює суму добутку значень функцій належності вихідних змінних та синаптичних вагових коефіцієнтів

$$\sum_{i=1}^M \bar{W}_i \cdot \psi_i. \quad (10)$$

Шар 6 складається з елементів, що визначають максимальне значення належності серед усіх правил, що задають мітку рангу технічного стану СТ.

Шар 7 складається з одного елемента, що містить індекс рангу технічного стану СТ з максимальним значенням належності.

На рис. 12 представлена загальна структура нейронної мережі, побудованої для нечіткого класифікатора оцінки технічного стану СТ. В окремі групи винесені відповідні правилам нейрони, що задають мітки конкретного рангу.

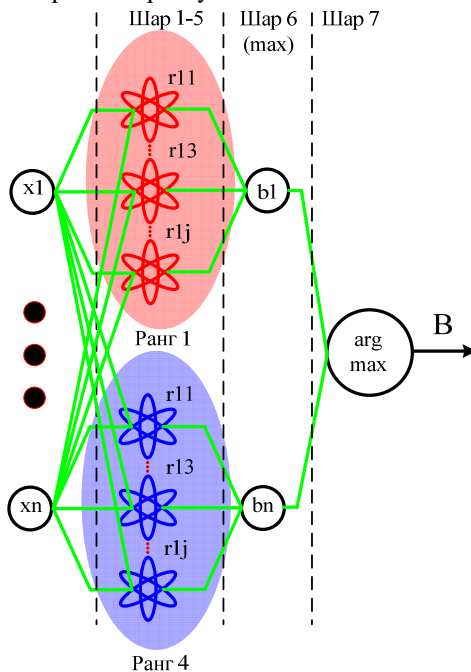


Рис. 12. Архітектура нечіткого класифікатора для ідентифікації рангу технічного стану СТ

Критеріальні значення параметрів, що використовуються в нечіткій моделі, є статистично середніми для великого набору експлуатованих СТ. Реальні режими роботи кожного конкретного СТ можуть відрізнятися. Це вимагає адаптації нечітких моделей до реальних умов роботи шляхом налаштування параметрів.

В повному обсязі вхідні аргументи невідомі, тобто існує невизначеність в оцінці технічного стану СТ. У цьому випадку рекомендується застосовувати алгоритми машинного навчання, в яких немає явних логічних зв'язків між параметрами, проте необхідно мати навчальну вибірку. Дослідження проводилось з вико-

ристанням статистичної інформації про відмови СТ та результатів діагностичних процедур від функціонуючих СТ, які реєструвались в енергосистемі України.

Налаштування нечіткої моделі полягає в знаходженні таких параметрів, які мінімізують відхилення між бажаною і дійсною поведінкою моделі. Алгоритм налаштування адаптивної нейро-нечіткої мережі ANFIS складається з двох етапів [32, 35].

Етап 1 (прямий хід алгоритму). Задаємо початкові значення параметрів першого адаптивного шару, робимо обчислення на другому та третьому шарі, визначаємо параметри четвертого адаптивного шару та обчислюємо значення функції похибки ідентифікації. Якщо значення функції похибки ідентифікації знаходиться в допустимих межах, то навчання адаптивної нейро-нечіткої мережі ANFIS закінчено, інакше переходимо до другого етапу.

Етап 2 (зворотний хід алгоритму). За допомогою методу зворотного розповсюдження похибки ідентифікації уточнюємо параметри першого адаптивного шару.

Передбачається, що параметри функцій належності повинні підбиратися таким чином, щоб зберегти лінійну упорядкованість термів.

Передбачено поліпшення розробленої системи шляхом налаштування вагових коефіцієнтів оцінки значимості факторів щодо впливу на оцінку технічного стану СТ. Під налаштуванням тут розуміється рішення задачі оптимізації вагових коефіцієнтів оцінки значимості факторів щодо впливу на оцінку технічного стану СТ.

Задача налаштування нечіткої моделі класифікатора виконується в [32]:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{M} \cdot \sum_{r=1, M} [B^r - F(X^r, V, C, W)]^2} \rightarrow \min.$$

де X^r – вхідний вектор в r -му рядку нечіткої вибірки; B^r – вихідний вектор в r -му рядку нечіткої вибірки у вигляді нечіткого числа; r – номер рядка в нечіткій вибірці, що використовується в процесі оптимізації параметрів нечіткої моделі класифікатора, причому $r = 1, M$; де M – кількість пар даних, якими представлена нечітка вибірка.

Для цього використовуються функція `fmincon` пакета Optimization Toolbox системи MATLAB [32]. Тобто, береться вибірка з протоколів діагностичних вимірювань та випробувань досліджуваних СТ компаній-постачальників електроенергії із чітким висновком.

Після навчання нечіткої моделі класифікатора його ефективність аналізується за допомогою використання тестової вибірки. Порівняння результатів нечіткої моделі класифікатора із фактичним дефектом обґрунтовує високу ефективність та точність ідентифікації запропонованої моделі.

Навчання нечіткого класифікатора проводилося на тестовій вибірці 250 протоколів обстеження СТ, до складу яких входили 100 протоколів із відсутністю дефектів і 150 протоколів із наявними ознаками дефектів різних видів. Результати тестування достовірності нечіткого класифікатора на навчальних вибірках показали, що класифікатор правильно визначив 241 з 250 технічного стану СТ. Помилка класифікації технічного стану СТ RMSE склала 1,6 %, що є прийнятним результатом.

В табл. 5 представлено фрагмент результатів визначення оцінки технічного стану СТ за результатами ХАРГ на контрольній вибірці. Розроблена система

нечіткого класифікатора при тестуванні показала досить високу точність. Помилка класифікації не перевищила 5 %.

Таблиця 5

Результати оцінки технічного стану оливного СТ за результатами ХАРГ на контрольній вибірці групою експертів

№ п/п	Тип трансформатора	Ідентифікація стану СТ по результатам вимірювання ХАРГ	
		СОУ-Н ЕЕ 46.501-2006	Класифікатор на основі теорії нечітких множин
1	ТДЦГ-400000/330	Термічний дефект $T > 700$ °С	Термічний дефект $T > 700$ °С. $\mu^H(B)=1,00$
2	ТДЦГ-10000/110	Невизначено	Розряди малої потужності. $\mu^M(B)=0,6$
3	ТДТГ-10000/110	Невизначено	Розряд великої потужності. $\mu^H(B)=1,00$
4	ТДЦ-400000/330	Невизначено	Термічний дефект $T > 700$ °С. $\mu^H(B)=1,00$
5	ТРДЦН-63000/110	Термічний дефект $T = 300-700$ °С	Термічний дефект $T = 150-300$ °С. $\mu^L(B)=0,24$; Термічний дефект $T = 300-700$ °С. $\mu^H(B)=0,76$
6	АТДЦТГ-240000/220	Термічний дефект $T > 700$ °С	Термічний дефект $T > 700$ °С. $\mu^H(B)=1,00$
7	ТДТН-63000/110	Невизначено	Розряд великої потужності. $\mu^H(B)=1,00$
8	АТДЦТН-250000/500	Термічний дефект $T > 700$ °С	Термічний дефект $T > 700$ °С. $\mu^H(B)=1,00$
9	ТДЦГ-315000/110	Розряд великої потужності	Розряди малої потужності. $\mu^L(B)=0,30$; Розряд великої потужності. $\mu^M(B)=0,7$
10	ТДТН-40000/110	Термічний дефект $T > 700$ °С	Термічний дефект $T > 700$ °С. $\mu^H(B)=1,00$
11	ОДТГА-80000/220	Розряд великої потужності	Розряд великої потужності. $\mu^H(B)=1,00$

Моделювання комплексної нечіткої оцінки технічного стану СТ в умовах невизначеності інформації. При черговому випробуванні і вимірюванні параметрів технічного СТ ТДЦ-400000/330 за результатами ХАРГ були зареєстровані концентрації газів, розчинених в трансформаторній оливі. Перевищення граничних значень концентрацій та відносних швидкостей зростання розчинених газів більш ніж 10 % на місяць зафіксованого в декількох останніх вимірюваннях свідчить про наявність у трансформаторі прогресуючого дефекту.

Для проведення роботи по методу експертних оцінок на основі нечіткої комплексної оцінки було створено експертну груп з 5-ти висококваліфікованих спеціалістів з експлуатації та ремонту СТ, кожному з яких було присвоєно власний номер (Е1,..., Е5). Фор-

мування групи починалося з вибору кандидатів і подальшої їх оцінки. На основі суб'єктивної оцінки експерт обирав сукупність параметрів кожного функціонального вузла СТ.

На початковому етапі кожному експерту було запропоновано 33 показників по їх значимості для визначення оцінки технічного стану СТ. Для оцінки експертів використовувалася методика, представлена в [34, 35].

На наступному етапі експерти здійснили оцінку технічного стану функціональних вузлів та умов експлуатації з відповідним визначенням вагових коефіцієнтів показників технічного стану СТ.

Відповідно до розробленого алгоритму проведення нечіткої оцінки технічного стану СТ результати визначення множини В нечіткої комплексної оцінки технічного стану СТ зведено в табл. 6-8.

Таблиця 6

Результати визначення оцінок показників технічного стану оливного СТ за результатами комплексного обстеження групою компетентних експертів

Шифр експерта	Рангові оцінки показників рівнів факторів ТС СТ X										
	X1	X11	X111	X12	X121	X13	X131	X16	X17	X2	X3
E1	1	2	3	1	2	1	1	1	1	1	2
E2	1	1	2	1	3	1	1	1	2	1	2
E3	1	2	2	1	2	1	1	2	1	1	1
E4	1	3	5	1	3	1	1	1	2	1	2
E5	1	1	3	1	2	1	1	2	1	1	1
Шифр експерта	Рангові оцінки показників рівнів факторів ТС СТ X										
	X4	X41	X42	X43	X5	X6	X61	X7	X71	X73	X731
E1	1	1	3	2	3	3	1	1/3	1	2	1
E2	1	1	3	3	1	5	1	1/4	1	2	1
E3	1	1	3	3	2	4	2	1/3	1	2	1
E4	1	1	3	2	3	5	1	1/3	1	2	1
E5	2	1	3	3	2	4	1	1/4	1	1	1
Шифр експерта	Рангові оцінки показників рівнів факторів ТС СТ X										
	X7311	X7312	X7313	X7314	X732	X7321	X7322	X7323	X7324	X733	X734
E1	1	1	5	1/2	3	4	1/4	3	2	1	2
E2	1	2	4	1	3	1	1/4	2	2	1	1
E3	1	1	4	1/3	3	3	1/4	2	1	1	2
E4	1	1	5	1	3	3	1/5	3	2	1	1
E5	1	2	3	1/2	2	5	1/3	3	3	1	1

Результати визначення вагових коефіцієнтів показників технічного стану оливного СТ за результатами комплексного обстеження групою компетентних експертів

Вагові коефіцієнти показників рівнів факторів ТС СТ W										
X1	X11	X111	X12	X121	X13	X131	X16	X17	X2	X3
0,2658	0,6167	0,3790	0,3833	0,3105	0,1337	0,5	0,35	0,1768	0,5	0,3233
X4	X41	X42	X43	X5	X6	X61	X7	X71	X73	X731
0,3039	0,1524	0,4571	0,3905	0,43	0,4285	0,2467	0,0803	0,1171	0,1822	0,1036
X7311	X7312	X7313	X7314	X732	X7321	X7322	X7323	X7324	X733	X734
0,1390	0,1948	0,5770	0,0892	0,2858	0,3391	0,0295	0,2916	0,2227	0,4333	0,5667

Таблиця 8

Результати визначення рангу технічного стану оливного СТ за результатами комплексного обстеження групою компетентних експертів

Найменування показника	Позначення показника	Терм-множини лінгвістичної змінної В			
		Дуже низький	Низький	Середній	Високий
		$\mu^{VL}(B)$	$\mu^L(B)$	$\mu^M(B)$	$\mu^H(B)$
Електричні випробування	B_{X1}	0,082422	0,405655	0,511922	0
<i>Ізоляційні властивості</i>					
<i>tg δ ізоляції</i>	X111	0	0,258	0,742	0
<i>Електрична міцність</i>	X12	0	0,425	0,575	0
Струм витіку	X121	0	0,725	0,275	0
Рівень опору ізоляції	X13	1	0	0	0
Опір постійному струму	X131	0	0,025	0,975	0
ХАРГ	X16	0,195	0,495	0,31	0
Ступінь полімеризації паперової ізоляції DP	X17	0	0,4	0,6	0
Стан осердя магнітопроводу	B_{X2}	0	0,825	0,175	0
Високовольтні вводи	B_{X3}	0,1	0,65	0,25	0
Стан трансформаторної оливи	B_{X4}	0,030476	0,487505	0,482019	0
Напруга пробою оливи	X41	0,2	0,8	0	0
Вологість оливи	X42	0	0,4	0,6	0
tg δ оливи	X43	0	0,468	0,532	0
РПН	B_{X5}	0,2	0,8	0	0
Інші вузли	B_{X6}	0,167667	0,726833	0,1055	0
Система охолодження	B_{X61}	0,2	0,7	0,1	0
Інші фактори	B_{X7}	0,151045	0,651077	0,197878	0
Перевантаження	B_{X71}	0,2	0,6	0,2	0
<i>Ремонти та технічний огляд СТ</i>	B_{X73}	0,086667	0,556667	0,356667	0
<i>Фактори навколишнього середовища</i>	B_{X731}	0,249115	0,600815	0,15007	0
Температура навколишнього середовища	X7311	0,15	0,6	0,25	0
Вологість повітря	X7312	0,1	0,65	0,25	0
Агресивні гази	X7313	0,3	0,6	0,1	0
Швидкість вітру	X7314	0,4	0,5	0,1	0
<i>Історія експлуатації</i>	B_{X732}	0,131613	0,61589	0,252497	0
Температура оливи	X7321	0,15	0,7	0,15	0
Сторонні шуми	X7322	0,2	0,6	0,2	0
Кількість КЗ	X7323	0,1	0,5	0,4	0
Кількість спрацювань релеяного захисту	X7324	0,1	0,65	0,25	0
Записи схожих за потужністю та конструкцією СТ	X733	0,2	0,5	0,3	0
Протоколи огляду та ремонтів	X734	0	0,6	0,4	0
Загальна оцінка технічного стану СТ	Якісна оцінка В	0,1115	0,4815	0,4069	0
	Кількісна оцінка В	0,279			

За результатами розрахунків визначення оцінки технічного стану СТ ранг характеризується як «Низька ступінь погіршення технічного стану СТ. Продовження експлуатації без обмежень» зі ступенем 0,279.

За результатами обстеження в енергокомпанію надіслано технічний звіт, що включає експертний висновок про технічний стан СТ, рекомендації за обсягом необхідних діагностичних, профілактичних, ремонтних заходів, протоколи за результатами контролю, а також карти-схеми, що наочно ілюструють поточний технічний стан.

Висновки.

1. Сформульовано задачу оцінки та ранжування технічного стану силових трансформаторів шляхом застосування класифікатора, розробленого на основі теорії нечітких множин. Розроблено ієрархічні структурні схеми визначення рівнів факторів технічного стану окремих функціональних вузлів та силового трансформатора в цілому.

2. Розроблено алгоритм та нечіткий класифікатор результатів оцінки технічного стану силового трансформатора, які ґрунтуються на основі багатопараметрич-

ного агрегування станів окремих функціональних вузлів, що дозволяє підвищити оперативність проведення оцінки технічного стану силового трансформатора. Це, в свою чергу, дає можливість спланувати фінансові витрати на виконання певного обсягу ремонтних робіт та мінімізацію ризику відмов на стадії життєвого циклу експлуатації силового трансформатора в умовах невизначеності діагностичної інформації.

3. Для підвищення ефективності розпізнавання класів технічного стану силових трансформаторів проведено адаптацію нечіткого класифікатора, розробленого на базі адаптивної нейромережі ANFIS та системи нечіткого виведення Такагі – Сугено до реальних умов роботи шляхом налаштування параметрів моделі з використанням статистичної інформації про відмови силових трансформаторів та результатів діагностичних процедур функціонуючих силових трансформаторів, які реєструвались в енергосистемі України. Відносна похибка ідентифікації технічного стану RMSE становить 1,6 %, що не більше 5 % та може слугувати прийнятним результатом підвищення достовірності визначення рангу технічного стану. Уникнення суб'єктивних розбіжностей експертів щодо наявності дефекту в силовому трансформаторі досягається за рахунок узгодження експертних оцінок за допомогою методу Delphi.

4. Проведено комплексну нечітку оцінку технічного стану реально функціонуючих силових трансформаторів енергокомпанії в умовах невизначеності інформації та сформовано перелік рекомендацій щодо стратегії їх подальшої експлуатації [36].

Конфлікт інтересів. Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

1. Silva J., Sumaili J., Bessa R.J., Seca L., Matos M., Miranda V. The challenges of estimating the impact of distributed energy resources flexibility on the TSO/DSO boundary node operating points. *Computers & Operations Research*, 2018, vol. 96, pp. 294-304. doi: <https://doi.org/10.1016/j.cor.2017.06.004>.
2. Shiwen Y., Hui H., Chengzhi W., Hao G., Hao F. Review on Risk Assessment of Power System. *Procedia Computer Science*, 2017, vol. 109, pp. 1200-1205. doi: <https://doi.org/10.1016/j.procs.2017.05.399>.
3. Haes Alhelou H., Hamedani-Golshan M., Njenda T., Siano P. A Survey on Power System Blackout and Cascading Events: Research Motivations and Challenges. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 4, art. no. 682. doi: <https://doi.org/10.3390/en12040682>.
4. Bubenchikov A.A., Nurakhmet Y.Y., Molodikh V.O., Rude-nok A.I. Are most characteristic faults in the power equipment. *International Research Journal*, 2016, vol. 5, pp. 56-58. doi: <https://doi.org/10.18454/IRJ.2016.47.290>.
5. Alekseev B.A. *Condition monitoring (diagnostics) of large power transformers*. Moscow, Publishing House of the NTs ENAS, 2002. 261 p. (Rus).
6. CIGRE WGA2.37. *Transformer Reliability Survey*, CIGRE Technical Brochure 642, December 2015.
7. Pirotti O.Y., Balenko O.I., Brechko V.O., Huzin M.Y., Gontar J.G. Analysis of construction principles and functionality of high-voltage power transformer condition monitoring systems. *Bulletin of the National Technical University "KhPI". Series: Energy: Reliability and Energy Efficiency*, 2020, no. 1, pp. 61-70. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.20998/2224-0349.2020.01.09>.
8. Shutenko O. V., Baklay, D. N. Analysis of the functionality of expert systems used to diagnose the condition. *Bulletin of the*

National Technical University "KhPI". Series: Energy: Reliability and Energy Efficiency, 2011, no. 3, pp. 179-193. (Rus).

9. Shutenko O. Method for Detection of Developing Defects in High-Voltage Power Transformers by Results of the Analysis of Dissolved Oil Gases. *Acta Electrotechnica et Informatica*, 2018, vol. 18, no. 1, pp. 11-18. doi: <https://doi.org/10.15546/aei-2018-0002>.
10. Shutenko O., Kulyk O. Comparative Analysis of the Defect Type Recognition Reliability in High-Voltage Power Transformers Using Different Methods of DGA Results Interpretation. *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, 2020, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240911>.
11. Velásquez R.M.A., Lara J.V.M. Principal Components Analysis and Adaptive Decision System Based on Fuzzy Logic for Power Transformer. *Fuzzy Information and Engineering*, 2017, vol. 9, no. 4, pp. 493-514. doi: <https://doi.org/10.1016/j.fiae.2017.12.005>.
12. Gouda O.E., Saleh S.M., Hamdy EL-Hoshy S. Power Transformer Incipient Faults Diagnosis Based on Dissolved Gas Analysis. *TELKOMNIKA Indonesian Journal of Electrical Engineering*, 2015, vol. 16, no. 3, pp. 409-416. doi: <https://doi.org/10.11591/tjee.v16i3.1630>.
13. Faiz J., Soleimani M. Dissolved gas analysis evaluation in electric power transformers using conventional methods a review. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2017, vol. 24, no. 2, pp. 1239-1248. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2017.005959>.
14. Castro A.R.G., Miranda V. An interpretation of neural networks as inference engines with application to transformer failure diagnosis. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2005, vol. 27, no. 9-10, pp. 620-626. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2005.08.002>.
15. Taha I.B.M., Ghoneim S.S.M., Duaywah A.S.A. Refining DGA methods of IEC Code and Rogers four ratios for transformer fault diagnosis. *2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*, 2016, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/PESGM.2016.7741157>.
16. Li Z., Jiao Z., He A. Knowledge-based artificial neural network for power transformer protection. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2020, vol. 14, no. 24, pp. 5782-5791. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2020.0542>.
17. Bondarenko V.E., Shutenko O.V. Development of fuzzy neural network for the interpretation of the results of dissolved in oil gases analysis. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2017, no. 2, pp. 49-56. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.2.08>.
18. Yang H., Zhang Z., Yin X. A novel method of decision-making for power transformer maintenance based on failure-probability-analysis. *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2018, vol. 13, no. 5, pp. 689-695. doi: <https://doi.org/10.1002/tee.22618>.
19. Faiz J., Soleimani M. Assessment of computational intelligence and conventional dissolved gas analysis methods for transformer fault diagnosis. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2018, vol. 25, no. 5, pp. 1798-1806. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2018.007191>.
20. Wang B., Li Y., Watada J. A New MOPSO to Solve a Multi-Objective Portfolio Selection Model with Fuzzy Value-at-Risk. *Lecture Notes in Computer Science*, 2011, vol. 6883, pp. 217-226. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-642-23854-3_23.
21. Tran Q.T., Davies K., Roose L., Wiriyakitikun P., Janjampop J., Riva Sanseverino E., Zizzo G. A Review of Health Assessment Techniques for Distribution Transformers in Smart Distribution Grids. *Applied Sciences*, 2020, vol. 10, no. 22, art. no. 8115. doi: <https://doi.org/10.3390/app10228115>.
22. Das S., Guha D. A Centroid-based Ranking Method of Trapezoidal Intuitionistic Fuzzy Numbers and Its Application to MCDM Problems. *Fuzzy Information and Engineering*, 2016, vol. 8, no. 1, pp. 41-74. doi: <https://doi.org/10.1016/j.fiae.2016.03.004>.
23. Abu-Elanien A.E.B., Salama M.M.A., Ibrahim M. Calculation of a Health Index for Oil-Immersed Transformers Rated

Under 69 kV Using Fuzzy Logic. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2012, vol. 27, no. 4, pp. 2029-2036. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2012.2205165>.

24. Javier Quispe Carita A., Cambraia Leite L., Pedro Pires Medeiros A., Barros R., Sauer L. Bayesian Networks applied to Failure Diagnosis in Power Transformer. *IEEE Latin America Transactions*, 2013, vol. 11, no. 4, pp. 1075-1082. doi: <https://doi.org/10.1109/TLA.2013.6601752>.

25. Tang W.H., Spurgeon K., Wu Q.H., Richardson Z.J. An evidential reasoning approach to transformer condition assessments. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2004, vol. 19, no. 4, pp. 1696-1703. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2003.822542>.

26. Ma H., Ekanayake C., Saha T.K. Power transformer fault diagnosis under measurement originated uncertainties. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2012, vol. 19, no. 6, pp. 1982-1990. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2012.6396956>.

27. Miranda V., Castro A.R.G., Lima S. Diagnosing Faults in Power Transformers With Autoassociative Neural Networks and Mean Shift. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2012, vol. 27, no. 3, pp. 1350-1357. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2012.2188143>.

28. Shirai Y., Noda S., Yamabe K., Hattori K., Baba J., Nishihara T., Nitta T., Kobayashi S., Sato K. Current Limiting Performance of Three-Phase Concentric Transformer Type SFCL at Unbalanced Fault Conditions. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2013, vol. 23, no. 3, pp. 5601905-5601905. doi: <https://doi.org/10.1109/TASC.2012.2233533>.

29. Li Lixiang. Research and application on Set Pair Analysis for E-government comprehensive evaluation model. *2010 3rd International Conference on Advanced Computer Theory and Engineering (ICACTE)*, 2010, pp. V1-70-V1-74. doi: <https://doi.org/10.1109/ICACTE.2010.5579062>.

30. Gao H., Sun Y., Li K., Zhou Q., Liu G., Ge H. An insulation condition assessment method of transformer based on set pair analysis and similarity clustering. *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2016, pp. 43-48. doi: <https://doi.org/10.1109/ICIEA.2016.7603549>.

31. Niederberger M., Spranger J. Delphi Technique in Health Sciences: A Map. *Frontiers in Public Health*, 2020, vol. 8, pp. 457-467. doi: <https://doi.org/10.3389/fpubh.2020.00457>.

32. Bardyk E., Bolotnyi N. Parametric identification of fuzzy model for power transformer based on real operation data. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2017, vol. 6, no. 8(90), pp. 4-10. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2017.118632>.

33. Bardyk Ye.I. Modelling and assessment of chances of failure of power systems electrical equipment taking into account the after repair resource restoration level. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*, 2014, no. 3, pp. 82-90.

34. Bardyk E.I., Bolotnyi N. An Analysis of Uncertainty for Failure Risk Assessment of Power Transformer. *2022 IEEE 8th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, 2022, pp. 31-35. doi: <https://doi.org/10.1109/ESS57819.2022.9969341>.

35. Bardyk E.I., Bolotnyi N. Improved Power Transformer Condition Assessment under Uncertainty using Fuzzy Logic. *2022 IEEE 8th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, 2022, pp. 53-58. doi: <https://doi.org/10.1109/ESS57819.2022.9969327>.

36. Bardyk E., Bolotnyi N. Development of a mathematical model for cost distribution of maintenance and repair of electrical equipment. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2018, vol. 6, no. 8(96), pp. 6-16. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2018.147622>.

cal equipment. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2018, vol. 6, no. 8(96), pp. 6-16. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2018.147622>.

Надійшла (Received) 28.10.2022
Прийнята (Accepted) 24.01.2023
Опублікована (Published) 01.09.2023

Бардик Євген Іванович¹, к.т.н., доц.,

Болотний Микола Петрович¹, к.т.н., ст. викладач,

¹ Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», 03056, Київ, пр. Берестейський, 37, e-mail: bardik1953@gmail.com; nickolai2007@ukr.net (Corresponding Author)

E.I. Bardyk¹, N.P. Bolotnyi¹

¹ National Technical University of Ukraine

«Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», 37, Prospect Beresteiskiyy, Kyiv-56, 03056, Ukraine.

Development of fuzzy classifier for technical condition ranking of power transformer.

The work **aim** is to develop a fuzzy classifier for technical condition ranking of power transformer under condition of vagueness and ambiguity diagnostic information. **Methodology.** The fuzzy classifier developing for technical condition ranking of power transformer was based on approach of using fuzzy set theory and optimization methods. The proposed approach for power transformer rank assessment by using a classifier was developed on the basis of Takagi-Sugeno fuzzy inference system. The input indicators choice is justified and their efficiency for classifier is evaluated by expert evaluation method. This makes it possible to formalize expert assessments regarding the development of power transformer defects.

Results. The formalization of technical condition assessment of power transformer in knowledge base form, which implemented in expert system prototype for technical condition assessment, was carried out. The complex technical condition assessment for each functional unit of power transformer was determined based on expert evaluations with using the test and measurement parameters results. **Originality.** The considered approach to formalization of uncertainty regarding technical condition of power transformer allows building a deterministic decision-making scheme for further maintenance strategy, in which the ranking and decommissioning procedures for specific objects are implemented on the basis of objective criteria. **Practical value.** The proposed fuzzy classifier allows determination with a high probability degree of technical condition assessment of power transformer based on the test and measurement parameters results. Thus, an applied aspect of using the obtained scientific result is the possibility to objectively rank of power transformers park based on the identified possible defects and their development degree. This constitutes the prerequisites for determining the failure probability evaluation of power transformer at nearest observation period and emergency risk assessment in integrated electric power systems under power transformer failures. References 36, tables 8, figures 12.

Key words: fuzzy classifier, electrical equipment, technical condition assessment, defect, power transformer.

How to cite this article:

Bardyk E.I., Bolotnyi N.P. Development of fuzzy classifier for technical condition ranking of power transformer. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 3-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.01>

S. Bechekir, A. Zeghoudi, D. Ould-Abdeslam, M. Brahami, H. Slimani, A. Bendaoud

Development of a boost-inverter converter under electromagnetic compatibility stress equipping a photovoltaic generator

Introduction. Static converters are among the most widely used equipment in several applications, for example, electric power transmission, motor speed variation, photovoltaic panels, which constitute the electronic components. The design of a power electronics device is done without any real means of predicting electromagnetic disturbances during the product development phase. This case-by-case development process is repeated until a solution is found that best respects all the electromagnetic compatibility constraints. The **purpose** is the development of a boost-inverter converter under electromagnetic compatibility constraints. The improvements made to the inverter are mainly in the control, the choice of power switches and the electromagnetic compatibility solutions brought to the device. The quality of the wave is improved by acting on the type of control and the choice of switches. **Methods.** In the first time, we have highlighted a comparison between two most frequently used power components (MOSFET and IGBT) in the inverter and the boost by simulation using ISIS and LT-spice softwares. The sinusoidal voltage with modulation circuit is greatly simplified by the use of the PIC16F876A microcontroller. In a second step, we validate the obtained results with experimental measurements. We start with the boost, then the inverter. In addition, the circuits made are housed in boxes to avoid accidental contact for people. The equipment is designed to isolate the load from the power supply in case of: over voltages, under voltages, high and low battery level and short circuits. **Results.** All the simulations were performed using the ISIS and LT-spice softwares. The obtained results are validated by experimental measurements performed in the ICEPS Laboratory at the University of Sidi Bel-Abbes in Algeria. The realization of a single-phase inverter with a pulse width modulation control, associated with a boost chopper and the waveforms of the current and voltage across each static converter its opening are presented. The sources of disturbances in power devices are at the origin of the temporal and frequency characteristics of the signals coming from the hot spots of the power switches and the resonances created during the switching of these elements. References 27, figures 23.

Key words: inverter, converter, microcontroller, electromagnetic compatibility, MOSFET, IGBT.

Вступ. Статичні перетворювачі відносяться до обладнання, що найбільш широко використовується в декількох застосуваннях, наприклад, для передачі електроенергії, зміни швидкості двигуна, у фотогальванічних панелях, які складають електронні компоненти. Проект устрою силової електроніки виконується без будь-яких реальних засобів прогнозування електромагнітних перешкод на етапі розробки продукту. Цей процес індивідуальної розробки повторюється доти, доки знайдено рішення, яке найкраще враховує всі обмеження електромагнітної сумісності. **Метою** є розробка підвищувально-інверторного перетворювача при обмеженнях за електромагнітною сумісністю. Удосконалення, внесені в інвертор, в основному стосуються управління, вибору силових вимикачів та рішень щодо електромагнітної сумісності, реалізованих у пристрої. Якість хвилі покращується за рахунок впливу на тип керування та вибір перемикачів. **Методу.** Вперше ми підкреслили порівняння між двома найбільш часто використовуваними силовими компонентами (MOSFET та IGBT) в інверторі та підвищенням шляхом моделювання з використанням програмного забезпечення ISIS та LT-spice. Синусоїдальна напруга зі схемою модуляції значно спрощується за рахунок використання мікроконтролера PIC16F876A. На другому етапі ми підтверджуємо отримані результати експериментальними вимірами. Починаємо з Boost, потім з інвертора. Крім того, виготовлені схеми розміщені в коробках, щоб уникнути випадкового дотику людей. Устаткування призначене для відключення навантаження від джерела живлення у разі: перенапруги, зниженої напруги, високого та низького рівня заряду батареї та короткого замикання. **Результати.** Усі розрахунки проводилися з використанням програм ISIS та LT-spice. Отримані результати підтвержені експериментальними вимірами, проведеними в лабораторії ICEPS Університету Сіді-Бель-Аббес в Алжирі. Представлено реалізацію однофазного інвертора з керуванням на базі широтно-імпульсної модуляції, пов'язаного з підвищуючим переривником, а також осцилограми струму та напруги на кожному відкритті його статичного перетворювача. Джерелами збурень у силових пристроях є часові та частотні характеристики сигналів, що надходять від гарячих точок силових ключів, та резонанси, що створюються при комутації цих елементів. Бібл. 27, рис. 23.

Ключові слова: інвертор, перетворювач, мікроконтролер, електромагнітна сумісність, MOSFET, IGBT.

Introduction. Electromagnetic compatibility (EMC) is the field of the interactions study that can take place between different devices. It imposes, through standards, constraints in terms of electromagnetic pollution generated by electrical devices (emission standards) and the ability of these same devices to operate in a polluted environment (susceptibility standards) [1].

The integration of EMC issues in the design of converters is quite recent. However, the severity of the standards is such that the measures required to comply with them have a strong impact in terms of cost and size. For example, the traditional interference filtering solution used in inverters and choppers can represent up to a third of their material cost. It is therefore particularly important to take into account the EMC aspect from the product design stage and to look for conversion solutions adapted to this constraint [2].

Inverters are made up of sophisticated, high-performance active and passive components which, however, have a number of limitations that have an impact on the synthesis of control loops [3-8].

Different inverter topologies have been studied with respect to the feasibility of adapting low power ranges at low input voltage to the grid. They can be divided into five categories:

1. Inverter concept with DC voltage link [9, 10]: In order to adapt the photovoltaic (PV) panel voltage to the public grid, DC/DC converters are used. These converters are connected via a DC voltage link to a high-frequency switching converter.

2. Inverter concept with pulsed DC voltage link [11]: these concepts use the same inverters as described in point 1, but their control unit generates the absolute value of a 50 Hz sine wave instead of a DC voltage. This pulsed DC link voltage is inverted by a 50 Hz switching inverter.

3. Inverter concept with AC voltage link [12] DC/DC converters with high frequency transformer, which need a diode rectifier to obtain a DC output voltage; otherwise the output voltage is a bidirectional square wave voltage with the switching frequency as the value. An inverter concept with AC voltage link makes it possible to supply the grid

with this voltage form. Therefore, the inverter needs bidirectional voltage switches.

4. Direct inverter concept: one of these concepts includes a high frequency switched inverter connected to a 50 Hz transformer. The other concept is a transformer less topology that includes 2 bidirectional inverters in parallel series connection [13, 14].

5. Pulsed DC link using a resonant converter: this is the same inverter concept as described in 2. However, instead of a series of parallel DC/DC converters or resonant converters, the converters are connected to the link [15, 16].

Switching is provided by power switches based on semiconductors. There are 2 types of switches with controlled switching (MOSFET, IGBT, thyristor and so on) with rapid variation the voltage or current as function of time, and others with uncontrolled switching (diodes), which generate harmonic distortion and low power factor [17-20].

Goal. In this paper, we characterize by simulation the different switches and we observe their impacts on the chopper and the inverter. We will choose the least disturbing switch. Moreover, we use 2 control techniques of the inverter in order to compare the spectrum of the output voltage. The objective is to be able to evaluate the EMC impact of the inverter during the design phase.

Structure of the proposed PV inverter. Figure 1 shows the general structure of the proposed PV system, which is presented in the form of 2 blocks: the boost part and the inverter part.

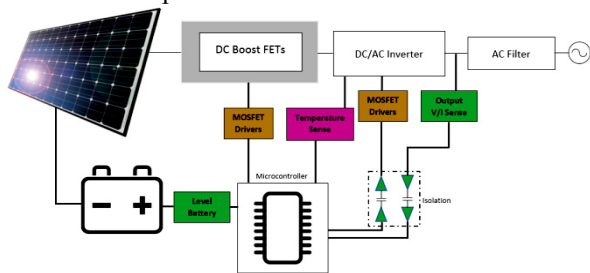


Fig. 1. Functional diagram of the inverter

The block diagram of the PV converter developed with the ISIS software consists inverter control part (Fig. 2), power part (Fig. 3) DC boost (Fig. 4). The inverter features input voltage protection, output voltage and current regulation, and switch overheating protection.

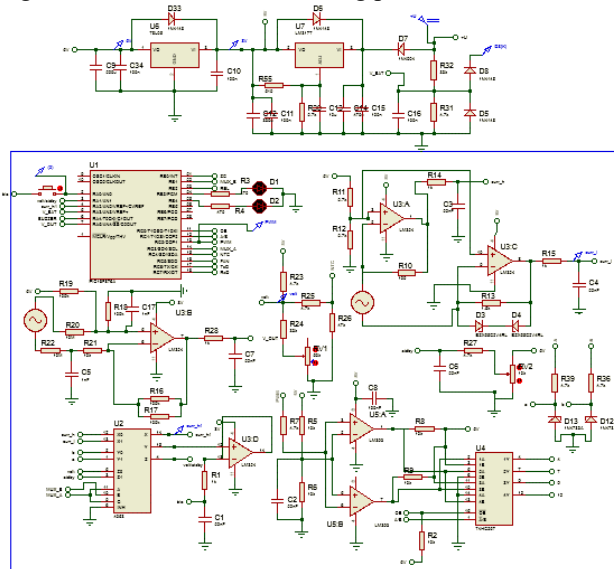


Fig. 2. Inverter control part in the developed PV converter circuit

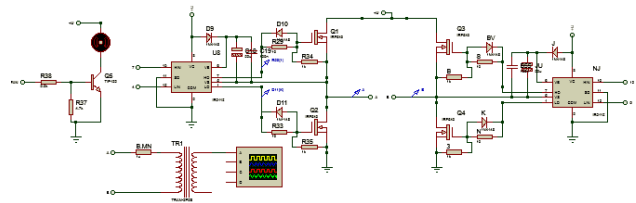


Fig. 3. Power part in the developed PV converter circuit

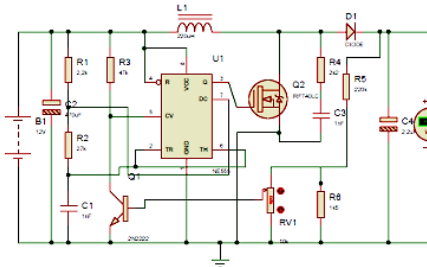


Fig. 4. DC boost in the developed PV converter circuit

Choice of switches. For the design of the boost and the inverter, there are 2 main types of switches used in power electronics: the power MOSFET, which looks very similar to a standard MOSFET, but it is designed to handle relatively large voltages and currents. The other component is the IGBT [14]. The specifications of the 2 switches overlap to a large extent.

Power MOSFETs have a much higher switching frequency capability than IGBTs and can be switched at frequencies above 200 kHz. They don't have the same capability for high-voltage, high-current applications, and tend to be used at voltages below 250 V and powers below 500 W. Both of MOSFETs and IGBTs have power losses due to the rise and fall of the voltage on and off (dV/dt losses). Unlike IGBTs, MOSFETs have a body diode.

As a general rule, IGBTs are the ideal solution for high-voltage, low-frequency applications (> 1000 V and < 20 kHz) and MOSFETs are ideal for low-voltage, high-frequency applications (< 250 V and > 200 kHz) [21]. Between these 2 extremes, there is a large gray area. In this area, other considerations such as power, duty cycle percentage, availability and cost tend to be the deciding factors.

To highlight the effects of the switches, the boost setup was analyzed by simulation with the LT-spice software. Three different IGBT switches (IRGBC20U, IRGBC30U and IRGBC40U) and 3 different MOSFET switches (IPB65R110CFD, R6020ANX and STW11NM80) were used in this work. The 3 selected IGBTs and 3 MOSFETs were tested by simulation during their operation in the boost and inverter, to compare the EMC disturbances generated by the different types of switches. The obtained results for the boost are shown in Fig. 5, 6, and for inverter parts – in Fig. 7, 8.

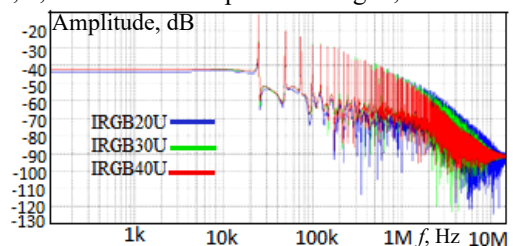


Fig. 5. Comparison of the boost voltages between the 3 IGBTs in frequency domain

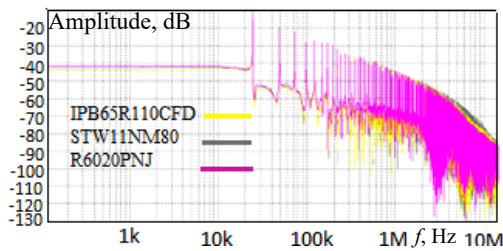


Fig. 6. Comparison of the boost voltages between the 3 MOSFETs in frequency domain

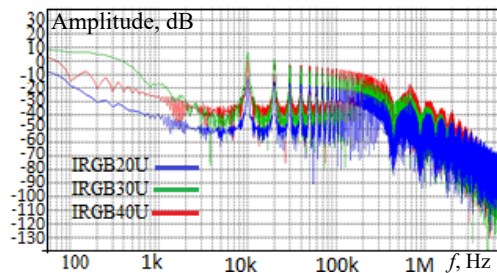


Fig. 7. Comparison of the inverter voltages between the 3 IGBTs in frequency domain

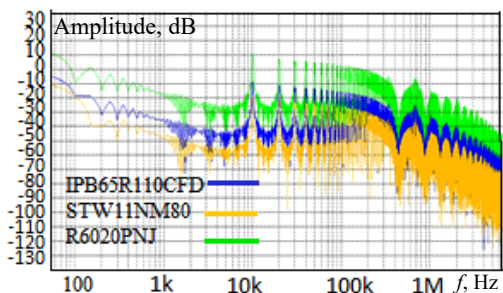


Fig. 8. Comparison of the inverter voltages between the 3 IGBTs in frequency domain

Figures 5, 6 present the spectra of the frequency variation of boost for 3 types of switches IGBT and MOSFET respectively. We can see that the spectrum of the IGBT IRGBC40U tends to decrease regularly and more quickly from 1 MHz. For the 3 MOSFETs the spectrum of R6020ANX tends to decrease compared to the others from 3MHz.

Figures 7, 8 present the spectra of the frequency variation of the inverter for 3 types of switches IGBT and MOSFET respectively. We can see that the spectrum of the IGBT IRGBC20U decreases regularly and in a less important way from 2 MHz. For the 3 MOSFETs the spectrum of STW11NM80 is lower than the others.

An analysis was performed to compare between the IGBT and the MOSFET with the least disturbance determined below. The results of the comparative analysis between the 2 types of switches are shown in Fig. 9, 10 for the boost and inverter respectively.

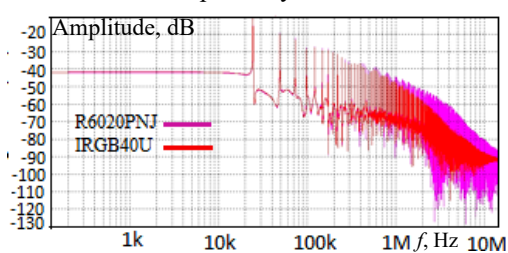


Fig. 9. Comparison of frequency analysis between IGBT and MOSFET in the case of boost

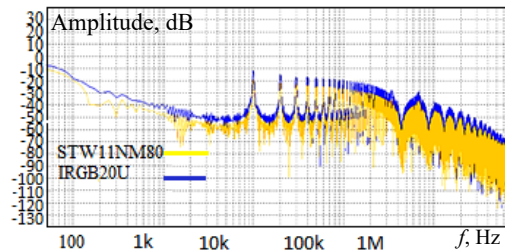


Fig. 10. Comparison of frequency analysis between IGBT and MOSFET in the case of inverter

Figures 9, 10 present a comparison of the frequency analysis between the IGBT and the MOSFET at the boost level and the inverter respectively. We can see that the spectrum of the IGBT IRGBC40U tends to decrease regularly and more quickly from 1 MHz. So, at the boost level the IGBT is the least disturbing. At the inverter level, the MOSFET STW11NM80 is the least disturbing switch with a difference of 8 dB compared to the IGBT.

Choice of the control type. A pulse width modulation (PWM) law results from the comparison of 2 modulators with a carrier. The implementation of this principle is shown in Fig. 11 [22-25].

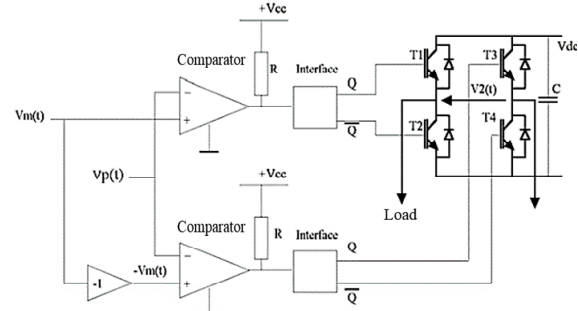


Fig. 11. Principle of generation of a unipolar PWM law with frequency doubling

The second law of PWM results from the comparison of 2 carriers with a modulator. The implementation of this principle is shown in Fig. 12 [13].

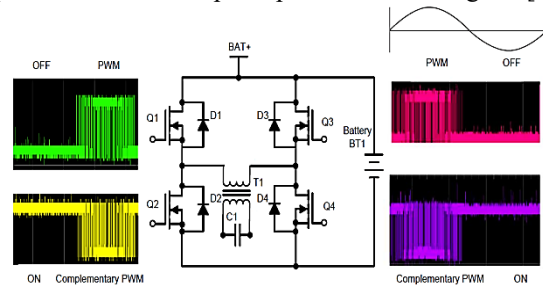


Fig. 12. Principle of PWM generation

For the positive half of the sine wave generation, Q2 is always on, Q1 is always off, Q3 is applied with 20 kHz PWM corresponding to positive half cycle 50 Hz sine wave and Q4 is applied with corresponding complementary (to Q3) PWM. For the negative half 50 Hz sine wave generation, Q4 is always high, Q3 is always off, Q1 is applied with 20 kHz PWM corresponding to positive half cycle 50 Hz sine wave and Q2 is applied with Q1 complementary PWM.

We apply these 2 commands to the inverter. The frequency analysis of the inverter is given in Fig. 13.

Figure 13 presents the frequency analysis of the inverter with the 2 commands. It can be seen that the control spectrum with the two-carrier impulse modulation

law is the least disturbing. The spectrum decreases regularly and more rapidly from 20 kHz with a difference of 5 dB compared to that of 2 modulators with one carrier.

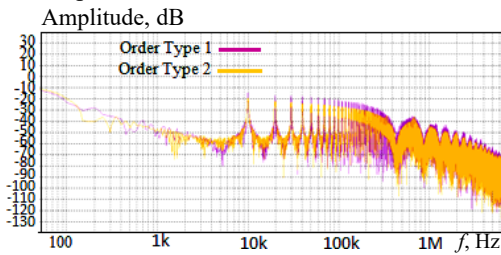


Fig. 13. Frequency analysis of the inverter with the 2 commands

Protection of the inverter. There are many feedback signals at the input of the microcontroller necessary for the proper operation of the inverter, we cite:

- input voltage sensor (battery);
- temperature sensor (R_t , negative temperature coefficient (NTC) -47 K) of electronic switches;
- AC output current and voltage sensor (230 V).

The current, which is the main source of heating, considerably reduces the efficiency of the inverter and can damage it. For this reason, a forced cooling is implemented to obtain a better efficiency. The control block diagram used is shown in Fig. 14.

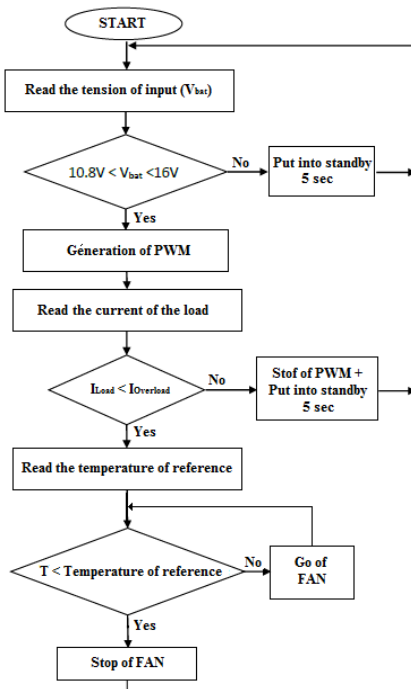


Fig. 14. Algorithm of control

MOSFET driver. It is advantageous to use N-channel MOSFETs as switches because they have a low on-resistance [26]. This results in low power losses. However, to do this, the drain of the high-side switch is connected to a 340 V DC supply converted to 240 V AC. The voltage at the gate terminal must be 10 V higher than that at the drain terminal [10, 14]. Therefore, to drive the H-bridge MOSFETs, a bootstrap capacitor designed specifically to drive a half-bridge is used. After considering different integrated circuit options, our choice was the IR2113. It is supplied by a 600 V rating, 2 A drive current, and a 10-20 V drive voltage. The activation and deactivation times are respectively 120 ns and 94 ns [23, 24].

We implemented the control routine in a programmable interface controllers (PIC) PIC16F876A microcontroller and configured the analog/digital conversion module integrated in this circuit, to automatically start the conversion.

The MOSFET driver is actuated by a signal delivered by the microcontroller. It is supplied by the battery. The driver is able to control the switches. The upper high side switch requires an additional voltage of 10 V. This is achieved by an external bootstrap capacitor charged by a diode from the 12 V supply when the device is off [27].

Obtained results. No-load test. Figures 15, 16 show the generation of the PWM. Figure 17 shows the output voltage signals from the inverter.

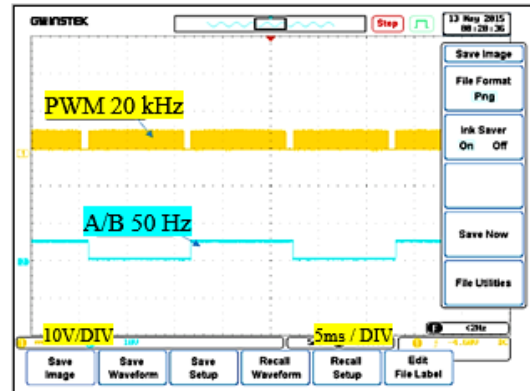


Fig. 15. PWM and A/B peak output

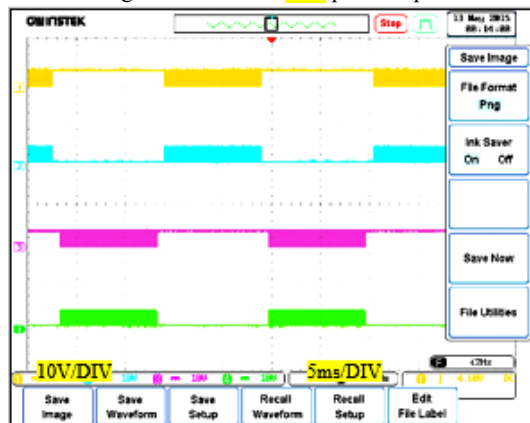


Fig. 16. 74HC257 output signal

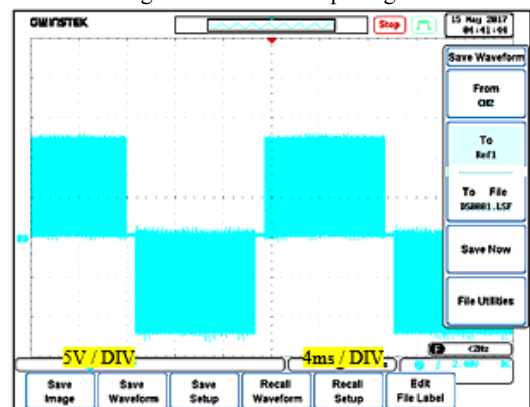


Fig. 17. Voltage at the output of the inverter (no-load test)

At a high temperature of the switches (MOSFET), the NTC heats up and gives the order to the PIN FAN to generate the signal to start the fan. At a very high temperature the microcontroller blocks the generation of the PWM. This stops the inverter. The fan runs until the switches cool down.

Boost mounting tests. Boost chopper is supplied by a 12 V voltage. The output voltage is adjustable by a potentiometer up to 340 V. Figure 18 shows the curve of the boost voltage.

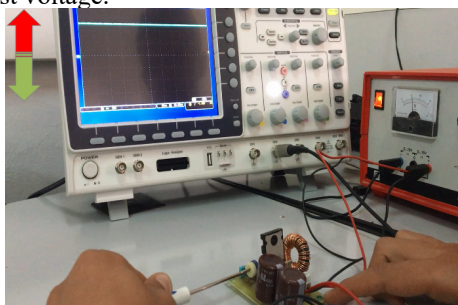


Fig. 18. Boost test at 12 V input voltage

The inverter test is shown in Fig. 19. Figure 20 shows the voltage delivered by the inverter.

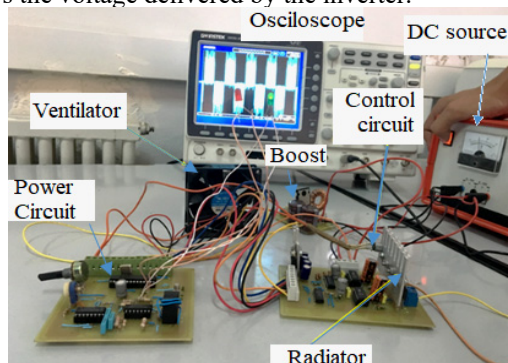


Fig. 19. Complete circuit (power part and inverter and boost control)

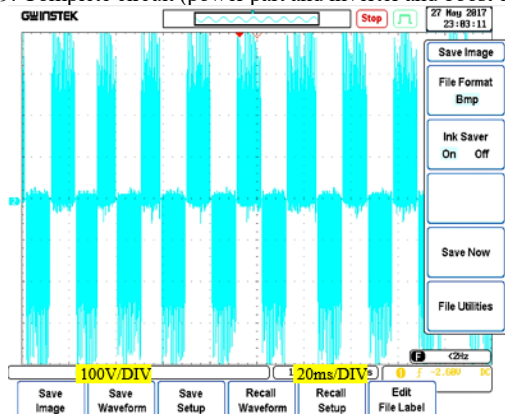


Fig. 20. Voltage at the output of the inverter (boost mounting tests)

Load test. The inverter feeds an inductive load consisting of a 100 Ω resistor and a 1 H coil (internal resistance of about 12 Ω). The voltage and current are shown in Fig. 21, 22.

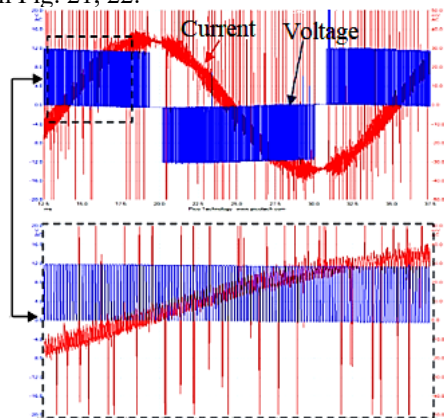


Fig. 21. Inverter output current and voltage signal

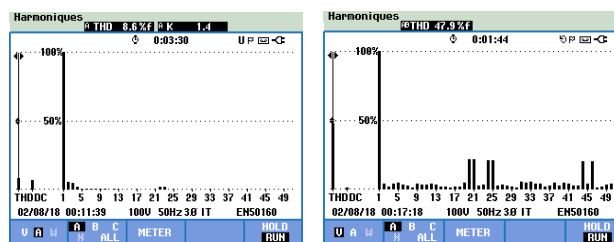


Fig. 22. Voltage/current spectrum for a modulation index $m = 0.9$

Enclosure and circuit location. The inverter boards are placed in suitable positions. A shielding technique is used. The separation of the power and control circuits is made by grids as shown in Fig. 23 in order to reduce the coupling between the circuits by electromagnetic radiation.

The LEDs L1, L2, signal the status of the inverter:

- L1 (green) \rightarrow power on;
- L2 (red) \rightarrow battery low (< 10 V);
- L1 (green) flashing \rightarrow standby mode;
- L2 (red) flashing \rightarrow high temperature of power transistors.

Voltage spikes. When the driver is used to drive an inverter with inductive load impedance, it can develop voltage spikes due to reverse voltages. These spikes can damage the MOSFETs and their control circuits. For this reason, integrated diode transistors have been used to conduct strongly as soon as the voltage increases excessively, thus protecting the MOSFETs.

Capacitive load. Since this inverter is a quasi-sine wave type, high frequency harmonics have been completely eliminated. When used with a capacitive load, the impedance is exactly as calculated. The problem with other types of inverters is that, due to high frequency harmonics, the capacitive impedance decreases, which implies an increase of the current beyond the nominal value.

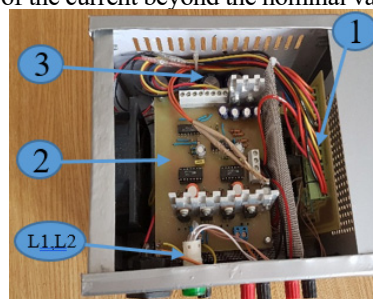


Fig. 23. Internal views of the realized inverter box:

- 1 – control circuit;
- 2 – power circuit;
- 3 – boost

Conclusions.

1. The rise and fall time as well as the switching frequency are very important factors to characterize a useful signal in the field of power electronics. We have highlighted a comparison between two most frequently used power components (MOSFET and IGBT) in the inverter and the boost.

2. We have studied the behavior of semiconductor components in the frequency domain generating a high harmonic number located in the high frequency region. The spectra have different amplitudes due to the difference between the intrinsic characteristics of each switch. Therefore, each power switch has its own electromagnetic compatibility signature.

3. The sinusoidal voltage with modulation circuit is greatly simplified by using the PIC16F876A microcontroller. In addition to the high programming flexibility, the switching pulse design can be changed without further hardware modification. The inverter is shielded against radiated electromagnetic interference. This increases its efficiency.

4. The realization of a single-phase inverter with PWM control, associated with a boost chopper; and this circuit are

housed in enclosures to avoid accidental contact with people. The equipment is designed to isolate the load from the power supply in case of: overvoltages, undervoltages, high and low battery levels and short circuits.

Acknowledgement. The authors of this article would like to thank the General Directorate of Scientific Research and Technological Development (DGRSDT) in Algeria for their technical support and the specific research budget allocated to this program.

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

REFERENCES

1. Kimmel W.D., Gerke D. *Electromagnetic compatibility in medical equipment: a guide for designers and installers*. CRC Press, 2019. 302 p.
2. Lee F.C., Daan Van Wyk J., Boroyevich D., Barbosa P. An integrated approach to power electronics systems. *Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002 (Cat. No.02TH8579)*, Osaka, Japan, 2002, vol. 1, pp. 7-12. doi: <https://doi.org/10.1109/PCC.2002.998503>.
3. Song Y., Wang B. Survey on Reliability of Power Electronic Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 1, pp. 591-604. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2192503>.
4. Rahim N.A., Selvaraj J. Multistring Five-Level Inverter With Novel PWM Control Scheme for PV Application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, vol. 57, no. 6, pp. 2111-2123. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2034683>.
5. Barrade P. *Power Electronics: Converters Methodology and Elementals*. Lausanne Polytechnic and University Presses Romandes, First Edition, 2006.
6. Buttay C. *Contribution to Conception by Simulation in Power Electronics. Application to the inverter Low Voltage*. National Institute of Applied Sciences, Lyon, November 2004.
7. Hasan M., Maqsood J., Baig M.Q., Bukhari S.M.A.S., Ahmed S. Design and Implementation of Single Phase Pure Sine Wave Inverter Using Multivibrator IC. *2015 17th UKSim-AMSS International Conference on Modelling and Simulation (UKSim)*, 2015, pp. 451-455. doi: <https://doi.org/10.1109/UKSim.2015.58>.
8. Haeberlin H. Evolution of Inverters for Grid connected PV-Systems from 1989 to 2000. *17th European Photovoltaic Solar Energy Conference*, Munich, Germany, 2001, 5 p.
9. Koutroulis E., Chatzakis J., Kalaitzakis K., Voulgaris N.C. A bidirectional, sinusoidal, high-frequency inverter design. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 2001, vol. 148, no. 4, pp. 315-321. doi: <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20010351>.
10. Thukral R., Kumar G., Gupta A., Kumar Verma N., Asthana S. Microcontroller Based Solar Power Inverter. *International Journal of Electrical Engineering & Technology (IJEET)*, 2016, vol. 7, no. 5, pp. 70-78.
11. Bechekir S., Bousmaha I.S., Brahami M., Abdeslam D.O. Realization of an inverter with PWM command for photovoltaic system. *2017 5th International Conference on Electrical Engineering - Boumerdes (ICEE-B)*, 2017, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEE-B.2017.8192003>.
12. Aganza T.A., Pérez R.J., Beristain J.J.A. Inversor trifásico SPWM para el control de velocidad de un motor de inducción implementado en el microcontrolador PIC18F2431. *Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación*, 2006, vol. 2, no. 1, pp. 7-16. (Esp).
13. Dixit S., Tripathi A., Chola V., Verma A. *800VA Pure Sine Wave Inverter's Reference Design*. Texas Instruments. Application Report SLAA602A, June 2013 (Revised August 2017).
14. Mamun A.A., Elahi M.F., Quamruzzaman M., Tomal M.U. Design and implementation of single phase inverter. *International Journal of Science and Research (IJSR)*, 2013, vol. 2, no. 2, pp. 163-167.
15. Chuang Y.-C., Ke Y.-L., Chuang H.-S., Chen J.-T. A Novel Loaded-Resonant Converter for the Application of DC-to-DC Energy Conversions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, vol. 48, no. 2, pp. 742-749. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2011.2180875>.
16. Tseng S.-Y., Wang H.-Y. A Photovoltaic Power System Using a High Step-up Converter for DC Load Applications. *Energies*, 2013, vol. 6, no. 2, pp. 1068-1100. doi: <https://doi.org/10.3390/en6021068>.
17. Zeghoudi A., Slimani H., Bendaoud A., Benazza B., Bechekir S., Miloudi H. Measurement and analysis of common and differential modes conducted emissions generated by an AC/DC converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 4, pp. 63-67. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.09>.
18. Muttaqi K.M. Electromagnetic Interference Generated from Fast Switching Power Electronic Devices. *International Journal of Innovations in Energy Systems and Power*, 2008, vol. 3, no. 1, pp. 19-26.
19. Slimani H., Zeghoudi A., Bendaoud A., Reguig A., Benazza B., Benhadda N. Experimental Measurement of Conducted Emissions Generated by Static Converters in Common and Differential Modes. *European Journal of Electrical Engineering*, 2021, vol. 23, no. 3, pp. 273-279. doi: <https://doi.org/10.18280/ejee.230312>.
20. Zeghoudi A., Bendaoud A., Slimani H., Benazza B., Bennouna D. Determination of electromagnetic disturbances in a buck chopper. *Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 2022, vol. 19, no. 2, pp. 149-157. doi: <https://doi.org/10.1080/1448837X.2021.2023073>.
21. Bechekir S., Brahami M., Ould Abdeslam D., Nemlich S., Nassour K., Tilmatine A. Development of a Low-Cost Ozone Generator Supply-Optimization Using Response Surface Modeling. *International Journal of Plasma Environmental Science and Technology*, 2019, vol. 13, no. 1, pp. 7-13. doi: <https://doi.org/10.34343/ijpest.2019.13.01.007>.
22. Leung H.F., Crowley I.F. *PWM Techniques: A Pure Sine Wave Inverter*. Worcester Polytechnic Institute, Major Qualifying Project, 2011.
23. IR2110/IR2113. *Data Sheet No. PD60147-L*. IOR International Rectifier, 2003.
24. *HV Floating MOS-Gate Driver ICs. Application Note AN-978*. IOR International Rectifier, 2003.
25. 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>.
26. Janardhan G., Surendra Babu N.N.V., Srinivas G.N. Single phase transformerless inverter for grid connected photovoltaic system with reduced leakage current. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 36-40. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.06>.
27. 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>.

Received 04.09.2022

Accepted 18.01.2023

Published 01.09.2023

Seyf Eddine Bechekir¹, Lecturer,
Abdelhakim Zeghoudi², PhD,
Djaffar Ould-Abdeslam³, Professor,
Mostefa Brahami¹, Professor,
Helima Slimani⁴, Lecturer,
Abdelber Bendaoud², Professor,

¹ Intelligent Control and Electrical Power Systems (ICEPS),
Djillali Liabes University of Sidi Bel-Abbes, Algeria,
e-mail: seyfeddine.electrotechnique@gmail.com;
mbrahami@yahoo.com

² Laboratory of Applications of Plasma, Electrostatics and
Electromagnetic Compatibility (APELEC),
Djillali Liabes University of Sidi Bel-Abbes, Algeria,
e-mail: hakooumzeghoudi@gmail.com;
b Abdelber@gmail.com (Corresponding Author)

³ MIPS Laboratory,
Universite de Haute Alsace, Mulhouse, France,
e-mail: djaffar.ould-abdeslam@uha.fr

⁴ University of Tiaret, Algeria,
e-mail: halima.slimani@univ-tiaret.dz

How to cite this article:

Bechekir S., Zeghoudi A., Ould-Abdeslam D., Brahami M., Slimani H., Bendaoud A. Development of a boost-inverter converter under electromagnetic compatibility stress equipping a photovoltaic generator. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 14-19. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.02>

K. Djazia, M. Sarra

Improving the quality of energy using an active power filter with zero direct power command control related to a photovoltaic system connected to a network

Introduction. This article's subject is a dual function energy system that improves the quality of the electric energy with help of an active power filter and uses a new technique of command named ZDPC (Zero Direct Power Command) on one hand, and on the other hand it injects the photovoltaic (PV) renewable energy to the electrical networks in the presence of non-linear charges. The **novelty** of the work consists in the subtraction of disturbances resulting from the non-linear charges is provided by an active power filter based on a new ZDPC method. **Methods.** This strategy combines a classic PI controller for DC bus voltage regulation with a smart method to maximum power point tracking (MPPT) of power based on fuzzy logic. **Purpose.** The elimination of the undesirable harmonics from the source currents makes the current almost sinusoidal with a harmonic distortion rate close to 1 %. The injection of PV energy into the electrical grid is provided by a PV panel in series with a chopper through a two-state inverter. **Results.** This system is simulated using MATLAB/Simulink software. The results prove the robustness and feasibility of the ZDPC control which simultaneously guarantees the compensation of harmonic currents, the correction of the power factor and the injection of the solar power into the electrical grid. References 16, table 3, figures 20.

Key words: active power filter, zero direct power command, photovoltaic array, fuzzy logic maximum power point tracking controller.

Вступ. Предметом цієї статті є енергосистема подвійного призначення, що покращує якість електроенергії за допомогою фільтра активної потужності та використовує, з одного боку, нову техніку управління під назвою ZDPC (Zero Direct Power Command), а з іншого боку, фотоелектричні відновлювані джерела енергії в електричні мережі за наявності нелінійних зарядів. **Новизна** роботи полягає в тому, що віднімання перешок, що виникають від нелінійних зарядів, забезпечується фільтром активної потужності на основі нового методу ZDPC. **Методи.** Ця стратегія поєднує класичний ПІ-регулятор для регулювання напруги на шині постійного струму з інтелектуальним методом відстеження точки максимальної потужності (MPPT) на основі нечіткої логіки. **Мета.** Усунення небажаних гармонік із струмів джерела робить струм майже синусоїдальним з коефіцієнтом гармонічних спотворень, близьким до 1 %. Подача фотоелектричної енергії в електричну мережу забезпечується фотоелектричною панеллю, послідовно з'єднаної з переривником через інвертор з двома станами. **Результати.** Ця система моделюється за допомогою програмного забезпечення MATLAB/Simulink. Результати доводять надійність та здійсненність управління ZDPC, яке одночасно гарантує компенсацію гармонічних струмів, корекцію коефіцієнта потужності та подачу сонячної енергії в електричну мережу. Бібл. 16, табл. 3, рис. 20.

Ключові слова: фільтр активної потужності, команда прямої нульової потужності, фотогальванічна батарея, контролер відстеження точки максимальної потужності з нечіткою логікою.

Introduction. Harmonic pollution affects all domestic and industrial networks. No modern environment can escape this pollution from equipment, such as computers, servers, air conditioners, variable speed drives, etc... all these charges are called «non-linear». These equipments generate harmonic currents, which cause reactive power consumption and a degradation of the power factor of the electrical network [1, 2]. The quality of the current and the voltage of the network are seriously degraded [3-5].

The combination of a shunt active power filter (SAPF) and a photovoltaic (PV) source, which is not only a renewable source, but also clean, unlimited and at a very low level of risk; the purpose of the photovoltaic generator (GPV) is to inject the active power into the electrical grid. This combination gives us a clean source of energy and efficiently enhances the quality of energy [2, 6]. SAPF injects a current that opposes the harmonic current emitted by the non-linear charge to mitigate the effect of the harmonic currents and the reactive power. Thus, the current delivery by the power source remains sinusoidal.

Researchers have suggested new methods, such as direct power control (DPC) introduced by Noguchi [8], which was developed from direct torque control (DTC) intended for electric machine drives [3, 7].

DPC was essentially to remove both the pulse width modulation modulator and the internal regulation loops by through replacing them by a predetermined switching table [3]. This switching table, based on the correction of

the active and reactive power and on the sector indicating the position angle of the source voltage vector, is intended to select the switching states of the converter [8].

The standard DPC requires a zero reactive power reference, whereas the active power reference is calculated from the DC bus controller output [3, 9]. This article proposes a DPC technique, which as opposed to the standard implementation, requires zero active and reactive power disturbance references to reject all disturbances due to harmonics. This is why we call it zero DPC or ZDPC (Zero Direct Power Command).

Given that the solar insolation is variable, several maximum power point tracking (MPPT) algorithms, such as incremental conductance, perturb and observe, and escalation have been proposed [2]. The tracking algorithm based on fuzzy logic, is considered to be one of the most efficient algorithms [10]. In our research the maximum power point (MPP) is reached smartly regardless of the degree of variation of the solar radiation due to the fuzzy MPPT technique [2].

Description of the studied model. The model studied in Fig. 1 consists of a solar GPV connected to the DC bus of a three-phase voltage inverter through a chopper circuit, coupled in parallel to the network through an inductance. This electrical network supplies a non-linear receiver constituted by a rectifier PD3 whose charge is a resistor in series with an inductance. The synoptic of Fig. 1 illustrates this configuration with ideal flow of powers. The analysis of these flows is therefore

© K. Djazia, M. Sarra

examined in various regimes imposed by the fluctuation of the level of irradiation during the day and the alternation with the night part where only the functions of the active filter are activated. During the day, depending on the levels of irradiation and the consumption of the charge, it is possible to distinguish several regimes (P_{pv} is the PV active power; P_{charge} is the load active power):

- $P_{pv} < P_{charge}$, the network power remains positive;
- $P_{pv} > P_{charge}$, the network receives an active power, it becomes a receiver.

These power flow management phases are coupled with the active filter functionalities. The voltage inverter control algorithm is adapted to simultaneously ensure the compensation of the harmonic pollution and of the reactive power, and also the injection of the power supplied by the PV panels into the electrical network.

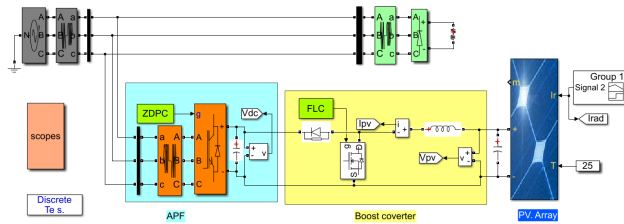


Fig. 1. Synoptic studied model

The proposed ZDPC principle. Figure 2 shows the structure of the proposed ZDPC. In this control strategy, the active and reactive power disturbance references are set to zero. We note that in this structure the phase locked loop is not necessary [3]. The high selective filter (HSF) is used to separate the fundamental and harmonic components of the line currents and voltages in order to perform power compensation [3].

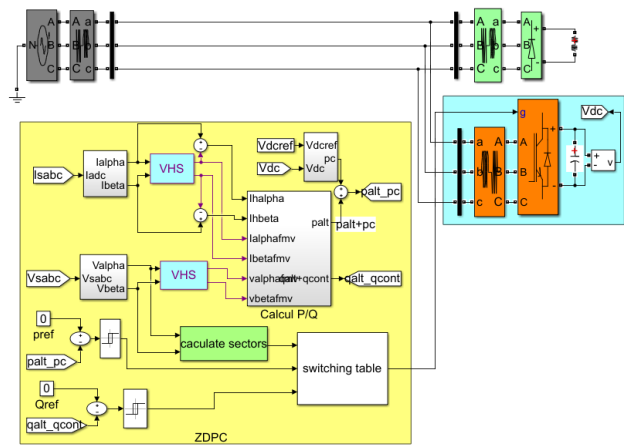


Fig. 2. Synoptic of the ZDPC

Choice of sector. The signal d_{ps} , d_{pq} and the position (θ) of the source voltage vector (1), from a digital word, allowing access to the address of the switch table to select the appropriate voltage vector:

$$\theta = \arctg(v_\alpha / v_\beta). \quad (1)$$

For this reason, the stationary coordinates are divided into 12 sectors (Fig. 3), and the sectors can be expressed numerically as [3]:

$$(n-2) \cdot \frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1) \cdot \frac{\pi}{6} \quad n = 1, 2, \dots, 12. \quad (2)$$

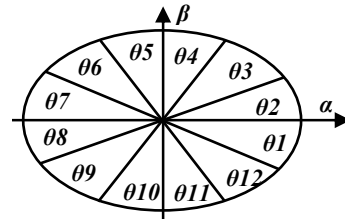


Fig. 3. (α, β) sectors

The signals d_{ps} , d_{qs} and the sector n of the source voltage are the inputs of the commutation table (Table 1), whereas the output represents the switching state of the inverter (S_a, S_b, S_c). By using this switching table, the optimal state of the inverter can be uniquely selected during each time interval depending on the combination of the table entries. The selection of the optimal switching state is made so that power errors can be reduced in the hysteresis bands.

Table 1

ZDPC switching table													
d_p	d_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	v_6	v_7	v_1	v_0	v_2	v_7	v_3	v_0	v_4	v_7	v_5	v_0
	1	v_7	v_7	v_0	v_0	v_7	v_7	v_0	v_0	v_7	v_7	v_0	v_0
0	0	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6
	1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6	v_1

Hysteresis controller. The main idea of the ZDPC method is to keep the instantaneous active and reactive power within a desired band. This command is based on two comparators with hysteresis whose input is the error between the reference values and the estimate of the active and reactive power [11], given respectively as:

$$\Delta p_s = p_{ref} - p_s; \quad (3)$$

$$\Delta q_s = q_{ref} - q_s. \quad (4)$$

where p_{ref} , q_{ref} are the instantaneous active and reactive power reference; p_s , q_s are the instantaneous active and reactive power source.

The hysteresis comparators are used to provide 2 logic outputs d_{ps} and d_{qs} . State «1» corresponds to an increase in the controlled variable (p_s and q_s), whereas «0» corresponds to a decrease according to (5), (6)

$$\text{if } \Delta p_s \geq h_p \quad d_{ps} = 1; \quad \text{if } \Delta p_s \leq -h_p \quad d_{ps} = 0; \quad (5)$$

$$\text{if } \Delta q_s \geq h_q \quad d_{qs} = 1; \quad \text{if } \Delta q_s \leq -h_q \quad d_{qs} = 0. \quad (6)$$

PI controller. The ZDPC method must ensure DC bus regulation to maintain the capacitor voltage, around the voltage reference (V_{dcref}). For this purpose, a PI controller is usually used [11]. Figure 4 shows the controller simulation model.

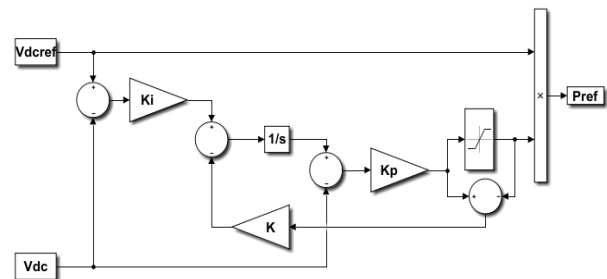


Fig. 4. Simulation model of PI controller

The values of proportional and integral gain (K_p and K_i) are given respectively as:

$$K_i = \frac{\omega_n}{2\zeta}; \quad (7)$$

$$K_p = 2C\zeta\omega_n, \quad (8)$$

where ζ is the damping coefficient ($\zeta = 0.707$); ω_n is the nominal pulse.

High selective filter. To improve the performance of the classical instantaneous power method, HSF has been implemented, to extract the fundamental component of current and voltage in the synchronous frame without any phase shift or amplitude errors. The functional diagram of HSF is shown in Fig. 5. The transfer function can be expressed as [11]:

$$H(s) = \frac{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)}{x_{\alpha\beta}} = k \frac{(s+k) + j\omega_c}{(s+k)^2 + \omega_c^2}. \quad (9)$$

From (9), we obtain:

$$\hat{x}_\alpha(s) = \frac{k}{s} [x_\alpha(s) - \hat{x}_\alpha(s)] - \frac{\omega_c}{s} \hat{x}_\beta(s); \quad (10)$$

$$\hat{x}_\beta(s) = \frac{k}{s} [x_\beta(s) - \hat{x}_\beta(s)] - \frac{\omega_c}{s} \hat{x}_\alpha(s), \quad (11)$$

where $\hat{x}_{\alpha\beta}$, $x_{\alpha\beta}$ are respectively the output and the input of the filter, which can be $V_{\alpha\beta}$ or $I_{\alpha\beta}$. We note that for the pulsation $\omega = \omega_c$, the phase shift introduced by the filter is zero and the gain is equal to 1. We also observe that the decrease in the value K improves the selectivity of the HSF.

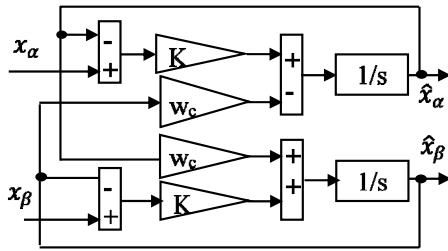


Fig. 5. Block diagram of HSF

From the HSF output, the AC component of the instantaneous active power can be obtained by (12) [3]:

$$\tilde{p} = \hat{v}_\alpha \hat{i}_{h\alpha} + \hat{v}_\beta \hat{i}_{h\beta}, \quad (12)$$

where $i_{h\alpha}$, $i_{h\beta}$ given respectively by (13) and (14):

$$i_{h\alpha} = (i_{ad} - \hat{i}_{ad}) + (i_{ainv} - \hat{i}_{ainv}); \quad (13)$$

$$i_{h\beta} = (i_{bd} - \hat{i}_{bd}) + (i_{binv} - \hat{i}_{binv}), \quad (14)$$

where $i_{h\alpha}$, $i_{h\beta}$ are the harmonic components in the axis $\alpha\beta$, whereas the instantaneous reactive power is defined as:

$$q_s = \hat{v}_\beta \hat{i}_\alpha - \hat{v}_\alpha \hat{i}_\beta. \quad (15)$$

Figure 6 shows the calculation of the disturbing powers \tilde{p} and q_s .

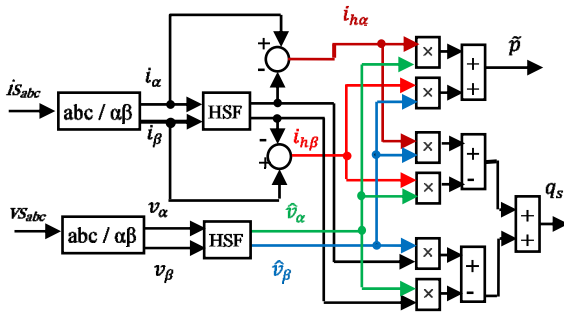


Fig. 6. Computation of v_α , v_β , \tilde{p} and q_s with HSF

Generation of control vector. By adding the alternating component (\tilde{p}) of the instantaneous active power which is linked to both current and voltage disturbances, to the active power p_c necessary for the regulation of the DC bus, we obtain the disturbing active power p_p :

$$p_p = \tilde{p} + p_c. \quad (16)$$

To compensate for active and reactive power disturbances (p_p and q_s), a comparison with their zero reference is carried out. The results of the comparison pass through a hysteresis block which generates output hysteresis controller (dps and dq_s). Depending on the sector selected (θ_n) and (d_{ps} , d_{qs}), the appropriate command vector (S_a , S_b , S_c) is produced using the commutation table (Table 1).

Advanced MPPT controller. The extraction of the maximum power is an essential step in the field of energy conversion of the PV solar system. To increase the efficiency of the GPV, a MPPT search algorithm is applied to the DC/DC converter (local MPPT) in the case of a double power stage. In this article the algorithm based on fuzzy logic is studied. This method is used here for finding the MPPT of a PV module under all weather conditions, because it does not require knowledge of mathematical models of linear and nonlinear controlled systems [12, 13].

Generally, the fuzzy logic controller comprises 3 essential blocks: fuzzification, inference rules and defuzzification [14]. The fuzzification stage is the process of transforming numerical input variables into linguistic variables using membership functions. The inference rules step gives the output of the fuzzy logic controller by the Mamdani method with a max-min technique depending on the set belonging to the rule base. The defuzzification step converts the linguistic variables into a net value, which determines the duty cycle increment ΔD . The fuzzy MPPT values are represented by an E error and an ΔE error variation as inputs. The error and its variation are given by the following equations [13]:

$$E(K) = \frac{P(K) - P(K-1)}{V(K) - V(K-1)}; \quad (17)$$

$$\Delta E = E(K) - E(K-1), \quad (18)$$

where $P(k)$, $P(k-1)$, $V(k)$ and $V(k-1)$ are the power and the voltage of the GPV for 2 sampling times k and $(k-1)$ respectively. The proposed algorithm has 2 input variables: $\Delta P(k)$ and $\Delta V(k)$. The output variable is the duty cycle $\Delta D(k)$. The variables $\Delta P(k)$ and $\Delta V(k)$ are given as [13, 14]:

$$\Delta P(K) = P(K) - P(K-1); \quad (19)$$

$$\Delta V(K) = V(K) - V(K-1). \quad (20)$$

where $\Delta P(k)$ and $\Delta V(k)$ are zero at the MPP of the GPV.

The basic rules of the fuzzy MPPT algorithm are based on the 2 input variables ($\Delta P(k)$, $\Delta V(k)$) and on the output variable (ΔD). $\Delta P(k)$ and $\Delta V(k)$ are divided into 5 denoted fuzzy sets: Negative Big (NB), Negative Small (NS), Zero (Z), Positive Small (PS) and Positive Big (PB). The rule base relates the fuzzy inputs to the fuzzy output by the master syntax rule: «If: A is... and B is..., Then: C is...». According to Table 2 [13, 14], that groups together

all the possible connections between the inputs and the output of the developed controller, the following example can be given: If: ΔP is PB and ΔV is NB Then: ΔD is NS . The choice of the shape of the membership functions of the proposed controller is of a triangular type. The center of gravity method for the defuzzification step is used to calculate the incremental duty cycle ΔD [10, 14-16]:

$$\Delta D = \frac{\sum_{j=0}^n \omega_j \Delta D_j}{\sum_{j=0}^n \omega_j}, \quad (21)$$

where n is the maximum number of effective rules, w is the weighting factor, ΔD_j is the value corresponding to ΔD .

Table 2

Decision table					
$\Delta P \setminus \Delta V$	NB	NS	Z	PS	PB
NB	PS	PB	PB	NB	NS
NS	Z	PS	PS	NS	Z
Z	Z	Z	Z	Z	Z
PS	Z	NS	NS	PS	Z
PB	NS	NB	NB	PB	PS

Finally, the duty cycle is obtained by adding this change to the previous value of the control duty cycle as mentioned in (22) [10, 14, 15]:

$$D(K+1) = D(K) + \Delta D(K). \quad (22)$$

Discussion of the simulation results. Various simulations were performed using MATLAB/Simulink model (Fig. 1) to evaluate the proposed approaches. The parameters used for these tests are represented in Table 3.

Table 3

Simulation parameters			
Parameters	Value	Parameters	Value
V_s , V	80	C_{dc} , μF	2200
f_s , Hz	50	L , mH	10
$f_{switching}$ (DC/AC APF converter), kHz	20	R , Ω	40
$f_{switching}$ (DC/DC boost converter), kHz	5	C_{pv} , μF	20
L_s , mH	0.1	L_{pv} , mH	3
R_s , Ω	0.1	V_{ref} , V	235
L_j , mH	0.566	N	2
R_f , Ω	0.01	ω_b , rad/s	0,01
L_f , mH	2.5	ω_h , rad/s	100
R_f , Ω	0.01		

SAPF simulation results controlled by the ZDPC, equipped with conventional PI and fuzzy MPPT, operating under a balanced network, are shown in the following figures. Figure 7 shows all simulated cases together during time (0 – 1.4) s. Figure 8 zooms the signals in the time interval (0 – 0.2) s, where the filter is not activated and in the absence of irradiation (absence of the injection of energy to the network), in this case we notice the load current and the source current are identical as shown in Fig. 9.

The charge current and the source current are superimposed and have a total harmonic distortion (THD) 27.87 % (Fig. 10).

Figure 11 shows the signals after the activation of the APF and in the absence of irradiation during the time interval (0.2-0.5) s.

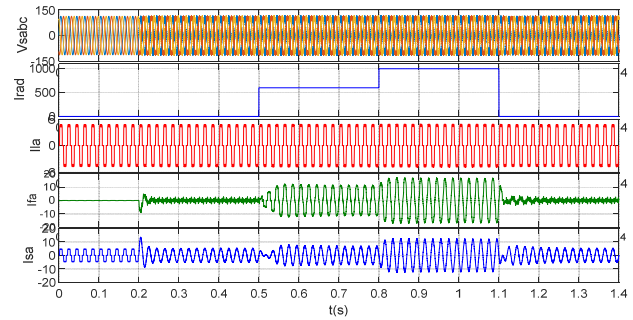


Fig. 7. Simulation signals in the different cases

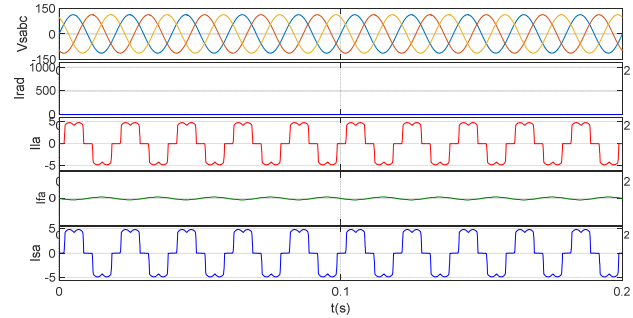


Fig. 8. Simulation signals in the absence of the filter and of irradiation

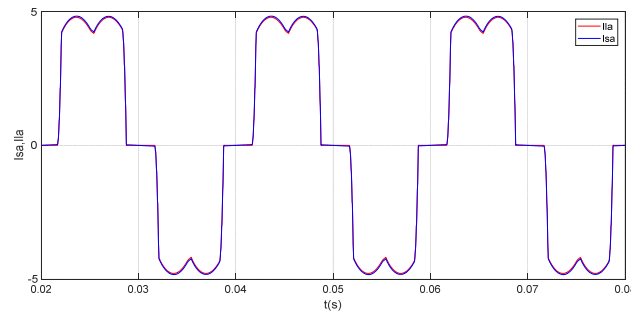


Fig. 9. The charge current and the source current are superimposed

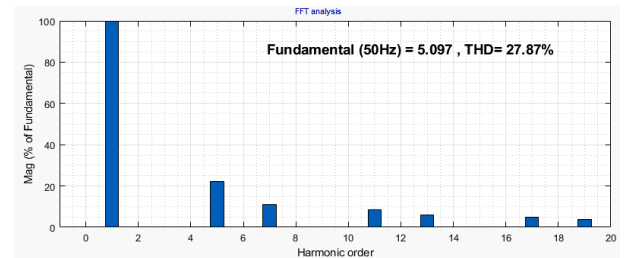


Fig. 10. THD of source current

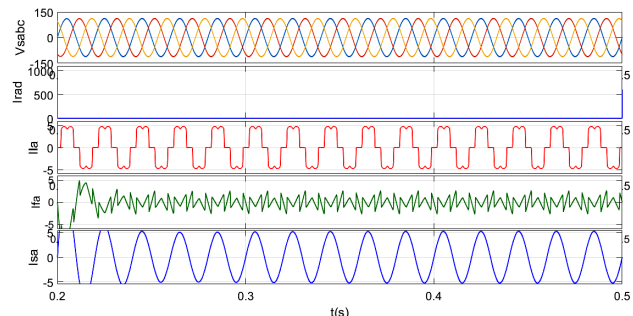


Fig. 11. Simulation signals after the activation of the APF and in absence of irradiation

It is noted in Fig. 12 that the source current resumes its sinusoidal form in phase with the charge current and with a THD = 1.14 % as shown in Fig. 13.

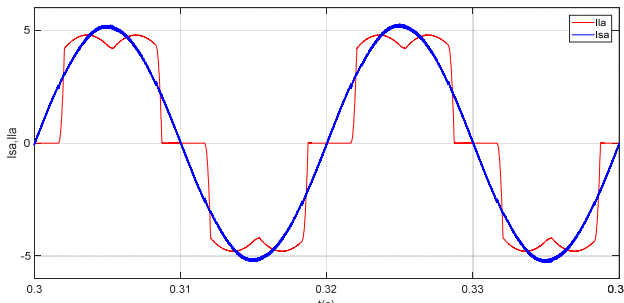


Fig. 12. The source current is in phase with the charge current

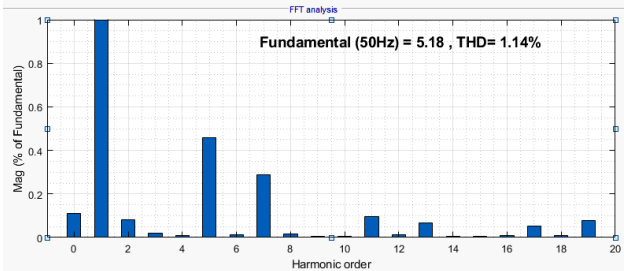


Fig. 13. THD of source current

Figure 14 represents the simulation signals during the activation of the APF and the injection of energy to the network, this is in the time interval (0.5-0.8) s, in this case the source current changes direction towards the network and becomes in phase opposition with the charge current, which means that the network becomes a receiver. The source current has a THD = 1.09 %

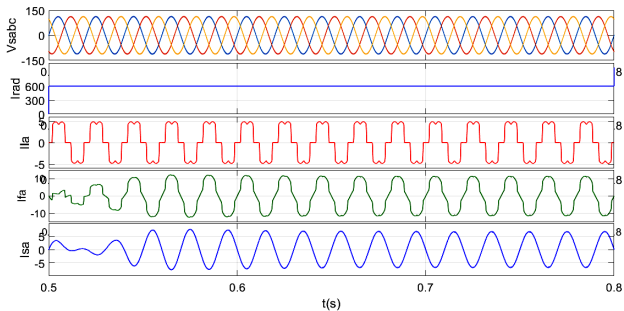


Fig. 14. Simulation signals after the activation of the APF and with the presence of irradiation

Figure 15 shows the transition from the network to a receiver. The source current retains its sinusoidal shape with a THD = 1.09 % (Fig. 16).

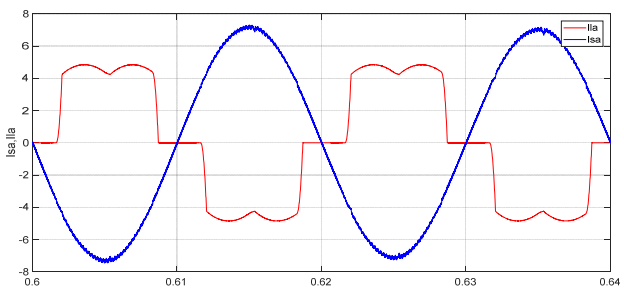


Fig. 15. The source current is in phase opposition with the charge current

Figures 17, 18 show the crossing of the source current with that of the irradiation while keeping the sinusoidal form of the source current with a THD = 1.29 % (Fig. 19).

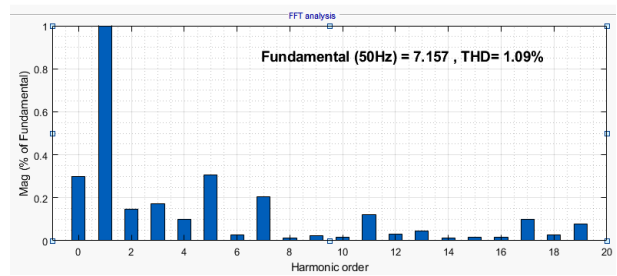


Fig. 16. THD of source current

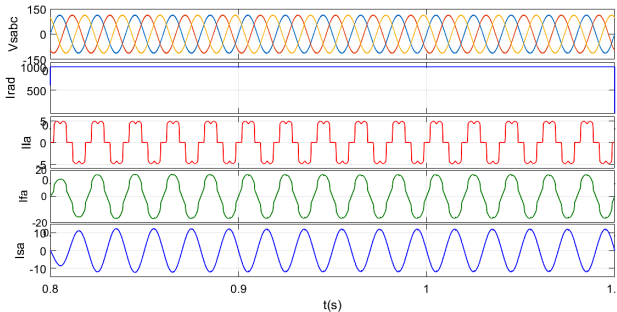


Fig. 17. Simulation during the increase in irradiation

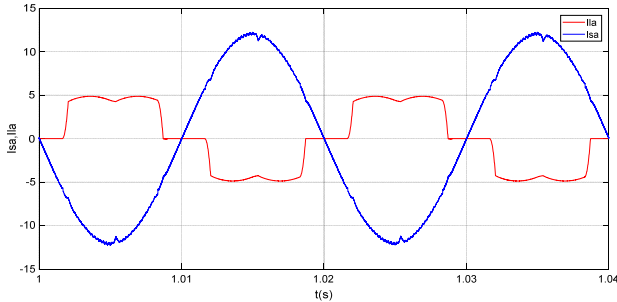


Fig. 18. Crossing of the source current with the irradiation current

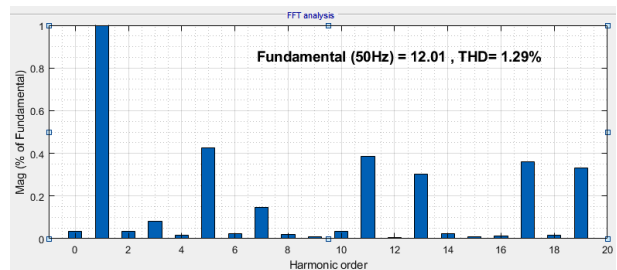


Fig. 19. THD of source current

Figure 20 shows the evolution of the energy of the network in the various cases discussed:

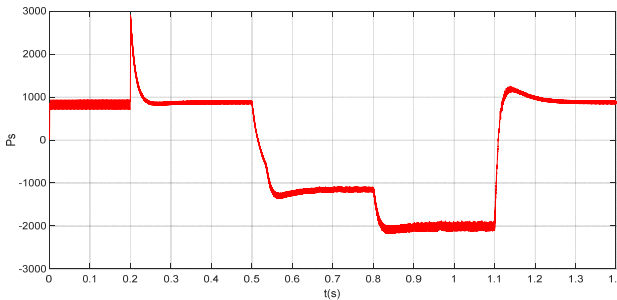


Fig. 20. Energy of the network in the different discussed cases

- Case 1: before activation of the APF and in the absence of irradiation.

- Case 2: after activation of the APF and in the absence of irradiation.
- Case 3: after the activation of the APF and in the presence of the irradiation.
- Case 4: during the change of irradiation.

Conclusions. In this article, a new direct power control technique called zero direct power control, suitable for harmonic and reactive power compensation, has been proposed; high selectivity filters are used to separate harmonic currents and voltages causing a degradation in the quality of power on the network. The shunt active power filter based on the zero direct power control command assembled with a photovoltaic system driven by a fuzzy command to inject energy into the network and improve the quality of energy. The simulation shows the good performance of the proposed approach.

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

REFERENCES

1. Mohamed Rida B., Rahli M., Slami S., Hassaine L. PSO based Direct Power Control for a Multifunctional Grid Connected Photovoltaic System. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 2018, vol. 9, no. 2, pp. 610-621. doi: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v9.i2.pp610-621>.
2. Boudechiche G., Sarra M., Aissa O., Gaubert J.-P. An investigation of solar active power filter based on direct power control for voltage quality and energy transfer in grid-tied photovoltaic system under unbalanced and distorted conditions. *Journal of Engineering Research*, 2021, vol. 9, no. 3B, pp. 168-188. doi: <https://doi.org/10.36909/jer.v9i3B.9061>.
3. Djazia K., Krim F., Chaoui A., Sarra M. Active Power Filtering Using the ZDPC Method under Unbalanced and Distorted Grid Voltage Conditions. *Energies*, 2015, vol. 8, no. 3, pp. 1584-1605. doi: <https://doi.org/10.3390/en8031584>.
4. 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>.
5. Sai Thrinath B.V., Prabhu S., Meghya Nayak B. Power quality improvement by using photovoltaic based shunt active harmonic filter with Z-source inverter converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 35-41. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.06>.
6. Tareen W.U., Mekhilef S., Seyedmahmoudian M., Horan B. Active power filter (APF) for mitigation of power quality issues in grid integration of wind and photovoltaic energy conversion system. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, vol. 70, pp. 635-655. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.11.091>.
7. Aissa O., Moulahoum S., Colak I., Kabache N., Babes B. Improved Performance and Power Quality of Direct Torque Control of Asynchronous Motor by Using Intelligent Controllers. *Electric Power Components and Systems*, 2016, vol. 44, no. 4, pp. 343-358. doi: <https://doi.org/10.1080/15325008.2015.1117541>.
8. Noguchi T., Tomiki H., Kondo S., Takahashi I. Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998, vol. 34, no. 3, pp. 473-479. doi: <https://doi.org/10.1109/28.673716>.
9. Mesbahi N., Ouari A., Ould Abdeslam D., Djamah T., Omeiri A. Direct power control of shunt active filter using high selectivity filter (HSF) under distorted or unbalanced conditions. *Electric Power Systems Research*, 2014, vol. 108, pp. 113-123. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2013.11.006>.
10. Benlahbib B., Bouarroudj N., Mekhilef S., Abdelkrim T., Lakhdari A., Bouchafaa F. A Fuzzy Logic Controller Based on Maximum Power Point Tracking Algorithm for Partially Shaded PV Array-Experimental Validation. *Elektronika In Elektrotehnika*, 2018, vol. 24, no. 4, pp. 38-44. doi: <https://doi.org/10.5755/j01.eie.24.4.21476>.
11. Sujith M., Padma S. Optimization of harmonics with active power filter based on ADALINE neural network. *Microprocessors and Microsystems*, 2020, vol. 73, art. no. 102976. doi: <https://doi.org/10.1016/j.micpro.2019.102976>.
12. Chavan U.M., Thorat A.R., Bhosale S.S. Shunt Active Filter for Harmonic Compensation Using Fuzzy Logic Technique. *2018 International Conference on Current Trends towards Converging Technologies (ICCTCT)*, 2018, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICCTCT.2018.8550962>.
13. Boukezata B., Chaoui A., Gaubert J.-P., Hachemi M. An improved fuzzy logic control MPPT based P&O method to solve fast irradiation change problem. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 2016, vol. 8, no. 4, art. no. 043505. doi: <https://doi.org/10.1063/1.4960409>.
14. Manoharan P., Subramaniam U., Babu T.S., Padmanaban S., Holm-Nielsen J.B., Mitolo M., Ravichandran S. Improved Perturb and Observation Maximum Power Point Tracking Technique for Solar Photovoltaic Power Generation Systems. *IEEE Systems Journal*, 2021, vol. 15, no. 2, pp. 3024-3035. doi: <https://doi.org/10.1109/JSYST.2020.3003255>.
15. Kumar A., Kumar P. Power Quality Improvement for Grid-connected PV System Based on Distribution Static Compensator with Fuzzy Logic Controller and UVT/ADALINE-based Least Mean Square Controller. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 2021, vol. 9, no. 6, pp. 1289-1299. doi: <https://doi.org/10.35833/MPCE.2021.000285>.
16. Verma N., Jain A., Nishi, Ahuja H., Singh G. Maximum Power Point Tracking MPPT Methods for Photovoltaic Modules. *2021 International Conference on Advance Computing and Innovative Technologies in Engineering (ICACITE)*, 2021, pp. 223-227. doi: <https://doi.org/10.1109/ICACITE51222.2021.9404571>.

Received 17.12.2022

Accepted 10.02.2023

Published 01.09.2023

Kamel Djazia¹, Doctor of Electronics,

Mustapha Sarra², Doctor of Electronics, Professor,

¹ Department of Electronics, University of Msila, Algeria,
e-mail: kamel.djazia@univ-msila.dz (Corresponding Author);

² Department of Electronics,
University of Bordj Bou Arreridj, Algeria,
e-mail: mustapha.sarra@univ-bba.dz

How to cite this article:

Djazia K., Sarra M. Improving the quality of energy using an active power filter with zero direct power command control related to a photovoltaic system connected to a network. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 20-25. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.03>

H. Slimani, A. Zeghoudi, A. Bendaoud, S. Bechekir

Experimental evaluation of conducted disturbances induced during high frequency switching of active components

Introduction. Power electronics devices are among the most widely used equipment in all fields. The increasing performance of these devices makes their electromagnetic interference factor very important. On the other hand, electromagnetic compatibility research is more and more interested in studies on the sources of electromagnetic disturbances, their propagation paths and the methods of reducing these electromagnetic disturbances. The **purpose** is to study the behavior of the various active power components at high frequency as well as the evaluation of their electromagnetic noise by using simulation and experimental measurement. **Methods.** In first time, the simulation was realized with the Lt-spice software which presents many advantages in its use and we validate in the second time the results obtained with experimental measurements. We start by study of the behavior of the diode, then the behavior of MOSFET transistor and finally the study of the behavior of the IGBT transistor. **Results.** All the simulations were performed using the Lt-spice software and the results obtained are validated by experimental measurements performed in the APELEC Laboratory at the University of Sidi Bel-Abbes in Algeria. The waveforms of the current and voltage across each component during its opening are presented. The results of the simulations are compared and validated with the realized measurements in order to better present the influence of the fast switching of semiconductors on the electrical quantities, which causes electromagnetic disturbances in the interconnected electrical system. References 19, figures 19.

Key words: electromagnetic compatibility, electromagnetic disturbances, high frequency switching of active components, experimental measurement.

Вступ. Пристрої сигової електроніки знаходяться серед обладнання, що найбільш широко використовується у всіх областях. Підвищення продуктивності цих пристроїв робить фактор їх електромагнітних перешкод дуже важливим. З іншого боку, при дослідженні електромагнітної сумісності дедалі більше цікавляться джерелами електромагнітних перешкод, шляхів їх поширення та методами зменшення цих електромагнітних перешкод. **Мета** роботи полягає в тому, щоб вивчити поведінку різних компонентів активної потужності на високих частотах, а також оцінити їхній електромагнітний шум за допомогою моделювання та експериментальних вимірювань. **Методи.** Уперше моделювання було реалізовано за допомогою програмного забезпечення Lt-spice, яке дає базато переваг при його використанні, і вдруге ми підтверджуємо результати, отримані за допомогою експериментальних вимірів. Ми починаємо з вивчення поведінки діода, потім поведінки MOSFET транзистора і, нарешті, вивчення поведінки IGBT транзистора. **Результати.** Усі моделювання були виконані з використанням програмного забезпечення Lt-spice, а отримані результати підтверджені експериментальними вимірами, проведеними в лабораторії APELEC в Університеті Сіді-Бель-Аббес в Алжирі. Представлені осцилограми струму та напруги на кожному компоненті під час його відкриття. Результати моделювання порівнюються та підтверджуються реалізованими вимірами, щоб краще уявити вплив швидкого перемикавання напівпровідників на електричні величини, що викликає електромагнітні перешкоди у взаємозалежній електричній системі. Бібл. 19, рис. 19.

Ключові слова: електромагнітна сумісність, електромагнітні перешкоди, високочастотне перемикавання активних елементів, експериментальне вимірювання.

Introduction. With the development of new sources of renewable energy, more static converters are connected to the power network. They supply of the network with electric power produced by generators; but in contrast to conventional systems, they usually introduce low frequency and high frequency (HF) switching harmonics [1-5]. These power converters use fast switching power semiconductor switches, such as MOSFET and IGBT transistors as the preferred switching devices because of their various properties, such as higher efficiency, smaller size, and lower overall cost, low losses associated with switching device. However, the fast switching speed of new converter technologies has the potential to cause electromagnetic disturbances and high dI/dt [6-9].

The orders of magnitude of the commutation gradients can vary between 100 to 1000 A/ μ s for the dI/dt and from 5 to 50 kV/ μ s for the dV/dt . Moreover, very high commutation frequency is another factor that increases the electromagnetic pollution, as it can vary from 100 Hz to 1 MHz. This condition presents a serious problem in regards to the Electromagnetic Compatibility (EMC) [10, 11].

The brutal variations of the voltage associated with parasitic elements between the system and the ground plane induce disturbing currents in the ground circuits.

To show the role that a switch can play in the plan [voltage $V(t)$ across the switch – current $i(t)$ through the switch] Fig. 1 shows:

- the feature branches where the switch can operate;
- the branch changes it can provide [10-12].

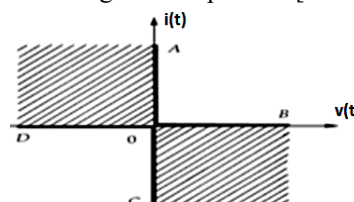


Fig. 1. Quadrants of the plan [$V(t)$, $i(t)$] [13]

The first step of evaluating the conducted emission interferences consist of determining the sources of these interferences. For this reason in this work we have made an evaluation of the conducted disturbances emitted during the HF switching of active components such as the diode, MOSFET, IGBT the study is made by simulation using the Lt-spice software and the experimental measurements by measurement benches carried out at the APELEC Laboratory at the University of Sidi Bel-Abbes.

The **purpose** of this article is to study the behavior of the various active power components at high frequency as well as the evaluation of their electromagnetic noise by using simulation and experimental measurement.

Study of the real behavior of active components. In this part of the work, the dynamic characteristics and the equivalent models of the real behavior for each component

studied were presented. These components are: the diode, the MOSFET and IGBT transistors. Our objective is to know the influence of these elements on some electrical quantities at well determined switching times and the disturbances generated in the interconnected electrical system [13-15]. To do this, we will first study the switching cells (Fig. 2), which allows us to describe the operation of power electronics structures and also gives us a more detailed analysis of switching phenomena [16, 17]. The benches used have been developed for many years for the characterization of power components in switching whose operation has been largely validated by experimental measurements. In order to represent the switching characteristics of the components mentioned above, we have carried out simulations under Lt-spice software, where the results are validated by experimental measurements.

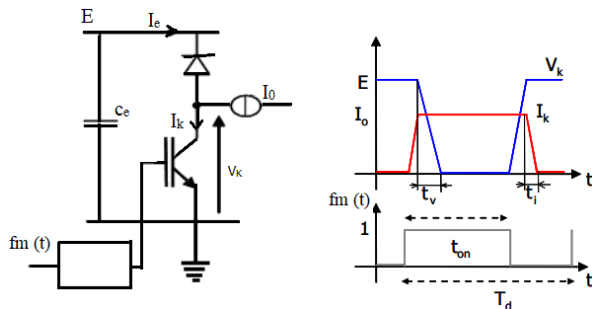


Fig. 2. Switching cell and associated waveforms

The main switch is controlled by a periodic modulation function $f_m(t)$ with T_d as the binary period value and $\alpha = t_{on}/T_d$ as a variable duty cycle. This duty cycle modulates the power transfer. For simplification, the external switching cell values (E, I_0) are considered constant while internal ones (I_e, V_k) are taken as variables modulated by the $f_m(t)$ function [3, 4]

Study of the behavior of the diode. For the identification of the dynamic characteristics of the diodes, we used the circuit presented in Fig. 3.

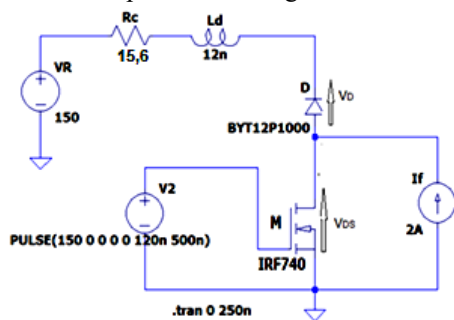


Fig. 3. Simulation diagram for the switching of a power diode, (M: IRF740, D: BYT12P1000)

This circuit presents the switching of a MOSFET/diode cell, in which the switch is a MOSFET transistor of type IRF740 connected with a diode of type BYT12P1000. For this simulation, we used directly the component models provided by the Lt-spice library. The inductance L_d represents the global parasitic inductances in the circuit [18, 19]. It is a series inductance introduced in particular by the legs of the diode in order to simulate the dynamic behavior of the diode. Figure 4 represents a photo of the measurement bench to compare the simulation results of the voltage across the diode and the current through it with the measurements.

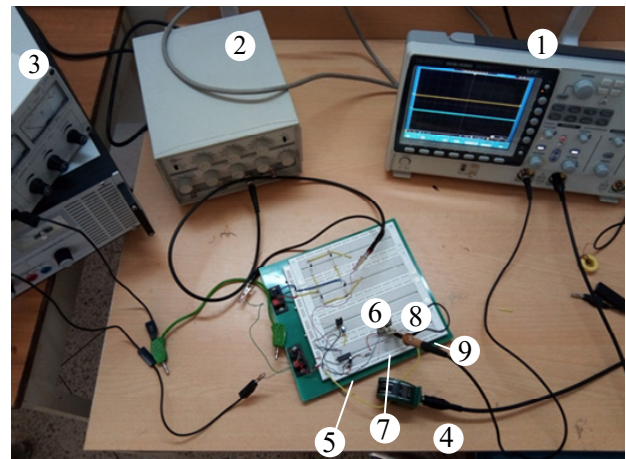


Fig. 4. Photo of the measurement bench [14]:
1 – oscilloscope; 2 – pulse generator; 3 – stabilized power supply; 4 – amperometric probe; 5 – driver IR2110; 6 – 12 V regulator; 7 – MOSFET IRF740; 8 – diode BYT12P1000; 9 – resistance 15,6 Ω

Figure 5 shows the descriptive diagram of the main elements used to switch a BYT12P1000 type power diode.

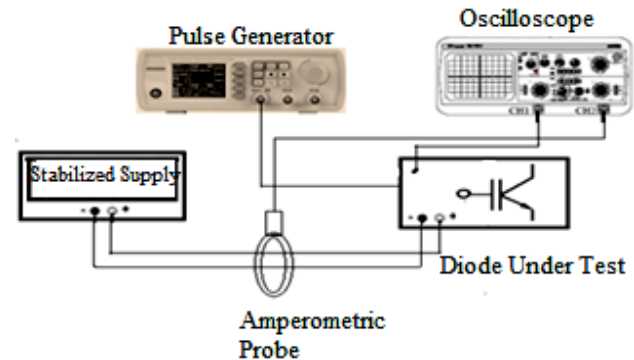


Fig. 5. Descriptive diagram of the test bench for switching a power diode

According to the diagram (Fig. 3), we can establish the equation that describes the mesh of this circuit [15]:

$$V_R = L_d \frac{di(t)}{dt} - V_D + V_{DS}, \quad (1)$$

where V_R is the source voltage; V_D is the voltage at the diode terminal; V_{DS} is the voltage between drain source of MOSFET; L_d represents the global parasitic inductances in the circuit.

If the MOSFET does not intervene during switching ($V_{DS} \ll V_R$), then we have:

$$V_R = L_d \frac{di(t)}{dt} - V_D. \quad (2)$$

The simulation diagram has the following characteristics: the current I_f generates by the current source $I_f = 2$ A, $V_R = 150$ V, $R_c = 15.6$ Ω ; $L_D = 12$ nH.

Results and analysis. Figures 6, 8 show the temporal variations in the blocking of the diode tested according to the simulation and measurements, they also illustrate the phenomenon of reverse overlap on the current and voltage when the diode is blocked. For the frequency response, the results are shown in Fig. 7, 9, where we note respectively a decrease of amplitude from 20 dB to -80 dB for the current and a decrease of amplitude from 30 dB to -70 dB for the voltage.

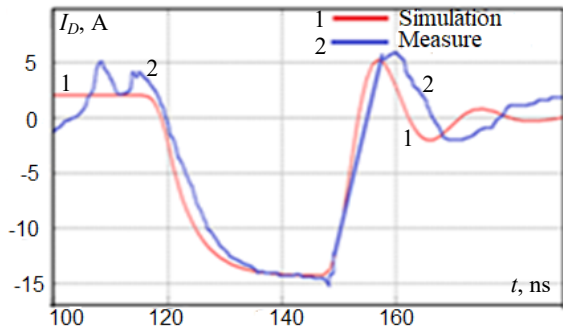


Fig. 6. Temporal characteristics of the I_D current at the opening of the diode

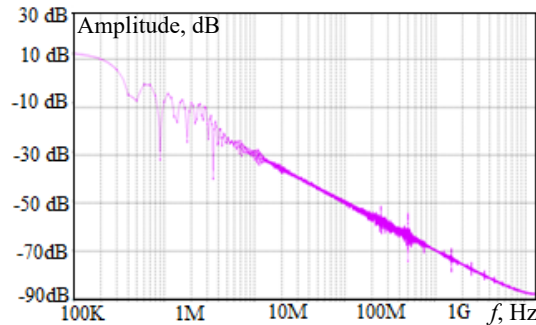


Fig. 7. Frequency characteristics of the I_D current at the opening of the diode

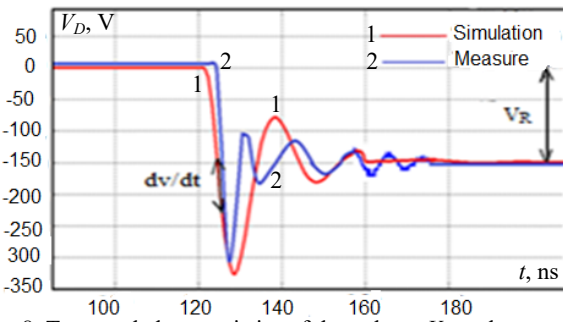


Fig. 8. Temporal characteristics of the voltage V_D at the opening of the diode

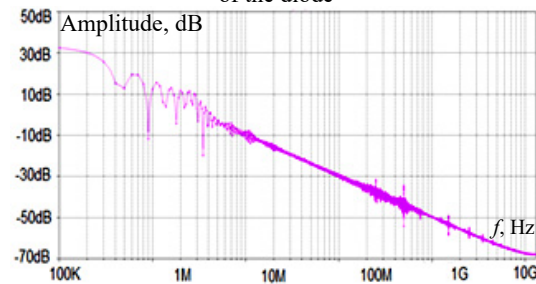


Fig. 9. Frequency characteristics of the voltage V_D at the opening of the diode

From Fig. 6, 8, we notice a good agreement between the simulation results and the experimental measurements. We can extract the transient parameters of the studied diode such as: V_{RM} – maximum reverse voltage; I_{RM} – maximum reverse recovery current of the diode; t_{RR} – reverse recovery time. At the beginning, a current I_f flows in the power diode. From the conduction of the MOSFET (M: closed switch, $V_{DS} = 0$), the current in the diode starts to decrease from the value $I_f = I_D$ with a slope:

$$\frac{di(t)}{dt} = -\frac{V_R}{L_D}. \quad (3)$$

The slope is imposed by the inductance L_D (V_D is negligible compared to V_R). We obtain the following results: $I_{RM} = 14,5$ A; $t_{RR} = 38$ ns; $V_{RM} = 340$ V.

At the end of recovery, the diode then behaves as a nonlinear capacitor in series with the inductance and resistance of the circuit, resulting in a damped oscillatory response of the system with a rapid decay of the current.

We have therefore defined with these results the transient parameters describing the switching at the opening of the diode. It appears clearly the transient oscillatory phenomenon whose period is of the order of the hundred of nanoseconds.

For the frequency responses shown in Fig. 7, 9, we notice from the conduction of the MOSFET of frequency 300 kHz, an electromagnetic disturbance created between -20 dB and 20 dB due to the variation of current and voltage.

Study of the behavior of MOSFET transistor.

Figure 10 shows the electrical circuit used to record the dynamic characteristics of the MOSFET. In this simulation circuit, the inductance L_d represents the overall parasitic inductances in the circuit that causes the oscillation when the MOSFET opens [15-19]. The simulation results will be validated by experimental measurements carried out on the experimental bench shown in Fig. 4.

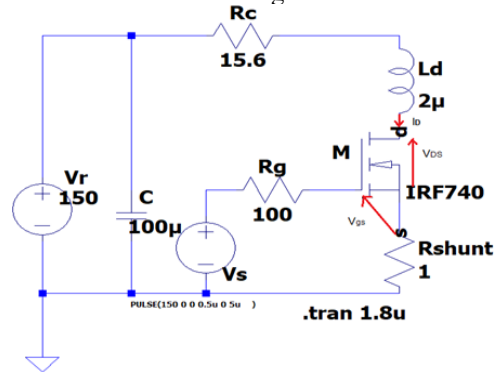


Fig. 10. Simulation scheme used to identify the dynamic parameters of the IRF740 MOSFET

According to the diagram presented in Fig. 10, we can establish the equations that describe the mesh of this circuit. The opening of the MOSFET starts with a decrease of the control voltage to zero. Consequently, the voltage across this component increases from 0 V to V_R . In this phase, the current growth rate can be expressed by (4) linking the voltage V_{DS} , V_R , and the resistances R_c and R_{shunt}

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_R - V_{RC} - V_{Rshunt} - V_{DS}}{L_D}. \quad (4)$$

Results and analysis. The waveforms of the current and voltage across the MOSFETs during their opening are presented in Fig. 11, 13. The results of the simulations are validated with the realized measurements. For the frequency response, the results are shown in Fig. 12, 14. The simulated scheme has the following characteristics: $R_g = 100 \Omega$, $R_c = 15.6 \Omega$, $L_D = 2 \mu\text{H}$, $V_R = 150$ V, $R_{shunt} = 1 \Omega$.

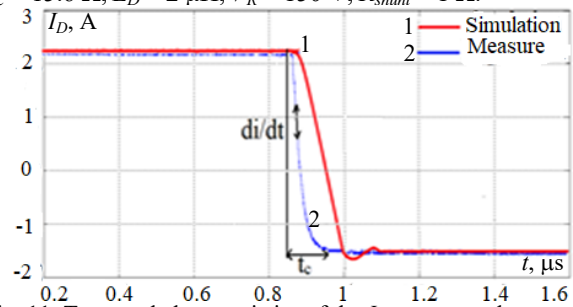


Fig. 11. Temporal characteristics of the I_D current at the opening of the MOSFET

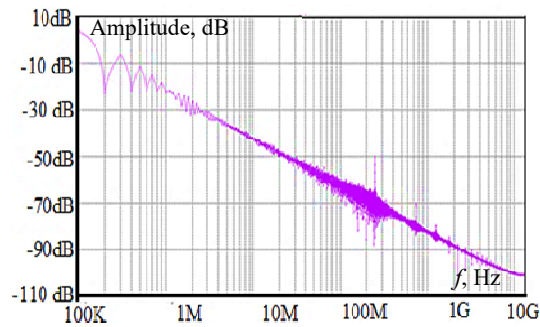


Fig. 12. Frequency characteristics of the I_D current at the opening of the MOSFET

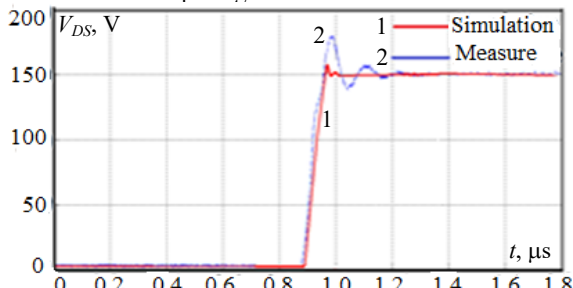


Fig. 13. Temporal characteristics of the V_{DS} voltage at the opening of the MOSFET

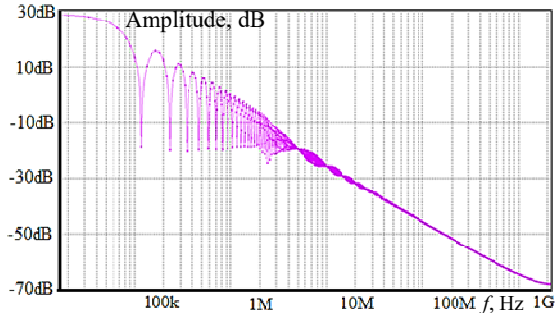


Fig. 14. Frequency characteristics of the V_{DS} voltage at the opening of the MOSFET

From the results illustrated in Fig. 11, 13, we notice that the switching of the MOSFET causes an overvoltage with an overshoot $V_{max} = 170$ V and a switching time t_c very reduced, of the order of ns which implies very important dv/dt and di/dt . In addition, an oscillatory phenomenon appears after the opening of the MOSFET. This phenomenon is explained by the effect of the connection inductance in the circuit. It can be said that the oscillatory and steep-edge phenomena of current and voltage are the cause of electromagnetic disturbances in electronic devices. For EMC problems, it is therefore essential to define the dv/dt and di/dt and the evolution of the current I_D and the voltage V_{DS} during the switching of the active components.

From the frequency results illustrated in Fig. 12, 14, we notice respectively a decrease of amplitude from 10 dB to -100 dB for the current and for the voltage a decrease of amplitude from 30 dB to -70 dB. We see in Fig. 14 that from 30 dB to -30 dB, there is a slight disturbance for the voltage V_{DS} .

Study of the behavior of the IGBT transistor. Figure 15 shows the electrical circuit used to identify the dynamic characteristics of the IGBT under Lt-spice software.

The experimental bench used for the switching of the IGBT remains the same used in Fig. 4, except that the MOSFET must be replaced by the IGBT transistor of type APT 25GF100BN, in order to visualize the voltage across the IGBT transistor and the current flowing through.

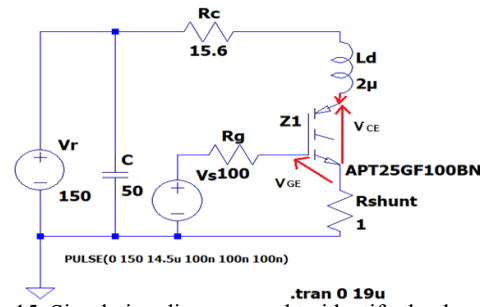


Fig. 15. Simulation diagram used to identify the dynamic parameters of the IGBT transistor

The study of dynamic behavior of the power IGBT transistor in a switching cell allowed us to define the transient and frequency parameters of the latter to represent the switching phase. The IGBT transistor used in this study is type of APT25GF100BN. Figures 16, 18 show the current and voltage time characteristics obtained from respectively simulation and measurements. Figures 17, 19 show the frequency characteristics of respectively the current and voltage at the opening of the APT25GF100BN IGBT.

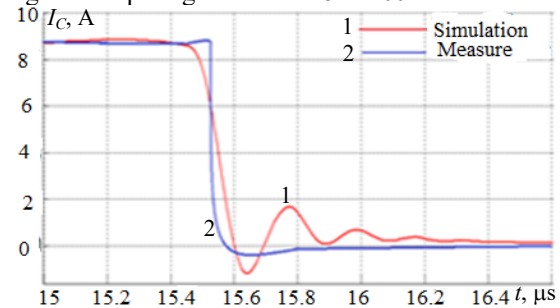


Fig. 16. Transient characteristics of the I_C current when the IGBT transistor is open

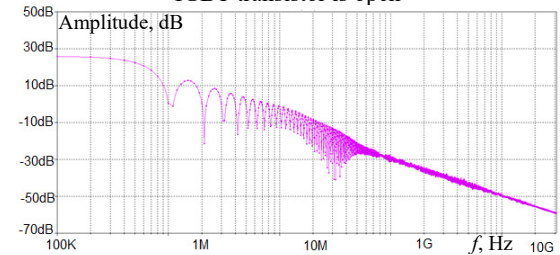


Fig. 17. Frequency characteristics of the I_C current at the opening of the IGBT transistor

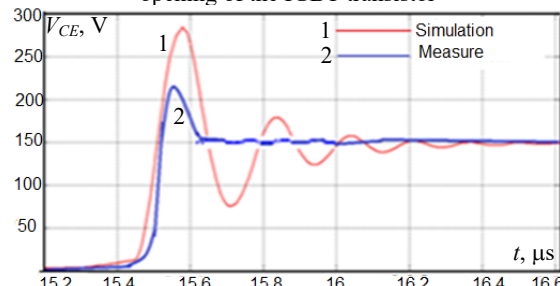


Fig. 18. Temporal characteristics of the voltage V_{CE} at the opening of the IGBT transistor

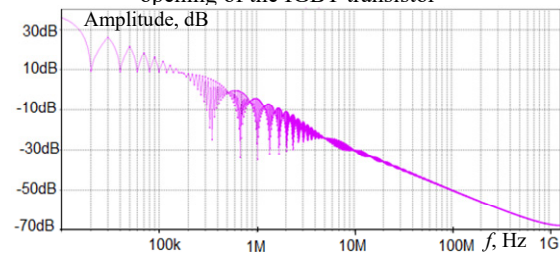


Fig. 19. Frequency characteristics of the V_{CE} voltage at the opening of the IGBT transistor

In the simulations carried out, we considered the values of the following parameters: $R_g = 100 \Omega$, $R_c = 15.6 \Omega$, $L_D = 2 \mu\text{H}$, $V_R = 150 \text{ V}$, $R_{shunt} = 1 \Omega$.

In this study, we used the same switching cell of the MOSFET, so the waveform of the current and the voltage at the terminals of the IGBT transistor remains similar to those of the MOSFET (temporal and frequency), what changes are the amplitudes and the frequency of these waves. The aspects of the dynamic behavior of an IGBT are similar to those of a MOSFET.

Conclusions.

1. Numerous electromagnetic disturbances mainly due to fast switching of the semiconductors. The disturbances propagate towards the power source of the converter and towards the load that it feeds and a part of this energy is radiated.

2. An experimental evaluation was presented in this work compared by simulation results in order to better present the influence of the fast switching of semiconductors on the electrical quantities, which causes electromagnetic disturbances in the interconnected electrical system.

3. These disturbances can be minimized by using an optimized EMC filter according to the international standards of our future work.

Acknowledgement. The authors of this article would like to thank the General Directorate of Scientific Research and Technological Development (DGRSDT) in Algeria for their technical support and the specific research budget allocated to this program.

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

REFERENCES

1. Santos V.D. *Modélisation des émissions conduites de mode commun d'une chaîne électromécanique: Optimisation paramétrique de l'ensemble convertisseur filtres sous contraintes CEM*. These de Institut National Polytechnique de Toulouse, Spécialité génie Electrique, 2019. (Fra).
2. Benhadda N., Bendaoud A., Chikhi N. A conducted EMI noise prediction in DC/DC converter using a frequency-domain approach. *Elektrotehniski Vestnik/Electrotechnical Review*, 2018, vol. 85, no. 3, pp. 103-108.
3. Chikhi N., Bendaoud A. Evaluation of Conducted Disturbances Generated by the Chopper-rectifier Association Propagating to the Electrical Network. *European Journal of Electrical Engineering*, 2019, vol. 21, no. 1, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.18280/ejee.210101>.
4. Moreau M. *Modélisation haute fréquence des convertisseurs d'énergie. Application à l'étude des émissions conduites vers le réseau*. PHD Thesis, Electrical Engineering, Central School of Lille-France, 2009. (Fra).
5. Fakhfakh L., Ammous A. New simplified model for predicting conducted EMI in DC/DC converters. *Electrical Engineering*, 2017, vol. 99, no. 3, pp. 1087-1097. doi: <https://doi.org/10.1007/s00202-016-0474-2>.
6. Fakhfakh L., Alahdal A., Ammous A. Fast modeling of conducted EMI phenomena using improved classical models. *2016 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, 2016, pp. 549-552. doi: <https://doi.org/10.1109/APEMC.2016.7522795>.
7. Haque M.E., Bokhari A.A., Alolah A.I. Simulink modeling of the problem associated with fast switching PWM IGBT-inverter fed AC motor drive with long cable and its remedies. *IEEE International Conference on Systems, Signals & Devices*, 2005.
8. Boroyevich D., Zhang X., Bishnoi H., Burgos R., Mattavelli P., Wang F. Conducted EMI and systems integration. *CIPS 2014 8th International Conference*, Nuremberg, 2014.

How to cite this article:

Slimani H., Zeghoudi A., Bendaoud A., Bechekir S. Experimental evaluation of conducted disturbances induced during high frequency switching of active components. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 26-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.04>

9. Ales A., Gouichiche Z., Schanen J.-L., Roudet J., Boudaren M.E.Y., Karouche B., Moussaoui D. The accurate input impedances of a DC-DC converters connected to the network. *2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, 2015, pp. 331-336. doi: <https://doi.org/10.1109/EEEIC.2015.7165183>.

10. Slimani H., Zeghoudi A., Bendaoud A., Reguig A., Benazza B., Benhadda N. Experimental Measurement of Conducted Emissions Generated by Static Converters in Common and Differential Modes. *European Journal of Electrical Engineering*, 2021, vol. 23, no. 3, pp. 273-279. doi: <https://doi.org/10.18280/ejee.230312>.

11. Zeghoudi A., Bendaoud A., Slimani H., Benazza B., Bennouna D. Determination of electromagnetic disturbances in a buck chopper. *Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 2022, vol. 19, no. 2, pp. 149-157. doi: <https://doi.org/10.1080/1448837X.2021.2023073>.

12. Mahesh G., Subbarao B., Karunakaran S. Effect of power frequency harmonics in conducted emission measurement. *Proceedings of the International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility*, 2008, pp. 273-277.

13. Seguier G., Labrique F., Delarue P. *Electronique de puissance. Structures, commandes, applications*, 10e edition, Dunod, Paris, 2015. 425 p. (Fra).

14. Duan Z., Fan T., Zhang D., Wen X. Differential Mode Conducted EMI Prediction in Three Phase SiC Inverters. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2017, vol. 199, art. no. 012126. doi: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/199/1/012126>.

15. Mrad R., Morel F., Pillonnet G., Vollaire C., Lombard P., Nagari A. N-Conductor Passive Circuit Modeling for Power Converter Current Prediction and EMI Aspect. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2013, vol. 55, no. 6, pp. 1169-1177. doi: <https://doi.org/10.1109/TEMC.2013.2265048>.

16. Fedyczak Z., Kempinski A., Smoleński R. Conducted high frequency disturbances observed in electrical power systems with switch mode converters. *Przeglad Elektrotechniczny*, 2013, vol. 89, no. 6, pp. 41-50.

17. Zeghoudi A., Slimani H., Bendaoud A., Benazza B., Bechekir S., Miloudi H. Measurement and analysis of common and differential modes conducted emissions generated by an AC/DC converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, vol. 4, pp. 63-67. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.09>.

18. Lounis Zohra. *Apports des techniques de cablages laminaires dans un onduleur a IGBT de moyenne puissance*. These de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2000. (Fra).

19. Marlier C. *Modélisation des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques pour des applications aéronautiques*. These de doctorat, en Génie électrique Université Lille Nord-de-France, 2013. (Fra).

Received 09.08.2022

Accepted 12.12.2022

Published 01.09.2023

Helima Slimani,^{1,2} Lecturer,
Abdelhakim Zeghoudi¹, PhD,
Abdelber Bendaoud¹, Professor,
Seyf Eddine Bechekir¹, Lecturer,

¹Laboratory of Applications of Plasma, Electrostatics and Electromagnetic Compatibility (APELEC),
Djillali Liabes University of Sidi Bel-Abbes, Algeria,
e-mail: hakooumzeghoudi@gmail.com;
b Abdelber@gmail.com (Corresponding Author);
seyfeddine.electrotechnique@gmail.com

²University of Tiaret, Algeria,
e-mail: halima.slimani@univ-tiaret.dz

Аналіз перетворювача постійного струму, що працює на плазмову дугу

В роботі проведено аналіз стабілізованого перетворювача постійного струму, що працює на плазмову дугу. Обґрунтовано безперервну модель системи з урахуванням її особливостей. Визначені параметри незмінної частини під час аналізу схеми заміщення замкнутої структури системи електроживлення для дугового навантаження із від'ємним диференціальним опором. Проведені дослідження розімкнутої системи «джерело живлення - дуга». Встановлено, що розглянута схема з вихідними даними, прийнятими в даній статті, має частотний коефіцієнт передачі такого ж виду, що і немінімально-фазова ланка першого порядку. Отримано частотні характеристики вхідного та вихідного опорів перетворювача, навантаженого на дугу. Бібл. 22, табл. 1, рис. 7.

Ключові слова: вхідний та вихідний опір, фільтр, імпеданс, система стабілізації, стійкість, комплексне навантаження.

Вступ. У сучасних передових сферах науки, техніки та промисловості широко застосовуються електроплазмові та зварювальні технології, в яких використовуються низькотемпературна плазма (пристрої з від'ємним диференціальним опором). Великий клас таких пристроїв становлять плазмотрони постійного струму. Найчастіше використовуються плазмотрони для різання матеріалів, нагрівання газу, як плазмові системи запалення в камерах горіння газотурбінних двигунів різного призначення і т.д. [1-3]. Тут слід згадати і плазмову плавку, зміцнення металів, плазмохімію, спецметалургію, вирішення екологічних проблем, отримання нових чистих матеріалів, нанесення плівок та покриттів вакуумно-плазмовим методом тощо.

Удосконалення будь-якої електроплазмової технології має починатися з покращення параметрів роботи основного елемента плазмових установок – джерела живлення, що досягається шляхом проектування та конструювання його основних вузлів. Таким чином, дослідження перетворювача постійного струму, що працює на плазмову дугу, є не тільки практичним, а й теоретичним інтересом, а також важливою та актуальною науково-прикладною проблемою.

Для аналізу процесів в імпульсних перетворювачах електроенергії використовуються два класи моделей – ключові (імітаційні) та неперервні [4-7]. Неперервні (усереднені) найбільшого поширення набули під час аналізу стійкості замкнутих систем стабілізації з урахуванням імпульсних перетворювачів енергії та синтезі регуляторів цих систем [4-7].

Зауважимо, що диференціальний опір дуги R_{diff} залежно від знаходження робочої точки на тій чи іншій ділянці ВАХ дуги може набувати як нульових, додатних, так і від'ємних значень. Саме в разі знаходження робочої точки на спадній ділянці ВАХ дуги перетворювач, з урахуванням поведінки об'єкта, становить систему з від'ємним опором. Поведінка таких систем істотно відрізняється від систем, описаних у літературі при постійному навантаженні. В системі з від'ємним опором можуть виникнути нестійкості та автоколивальні режими [8]. Автоколивання, як правило, мають негативні наслідки: погіршення якості технологічного процесу, зниження продуктивності тощо.

Дослідження систем із від'ємним R_{diff} становить не тільки практичний, а й теоретичний інтерес [8]. Доцільним є вивчення особливостей динаміки розімкнених систем. Це має сенс не тільки через широке застосування їх у практиці, а й тому, що на простих прикладах можна засвоїти використовуваний метод аналізу й показати вплив тих чи інших зовнішніх зворотних зв'язків на динамічні властивості замкнутої

системи щодо розімкненої.

Складність нелінійної дискретної моделі імпульсного перетворювача (точної математичної моделі його), що працює на нелінійне навантаження, робить аналіз останнього в автоматичній системі стабілізації струму (замкнутої системи управління) вкрай важким [5]. У той же час у роботах [1, 5, 6] показано, що при зменшенні періоду комутації T ($T \rightarrow 0$) нелінійні імпульсні системи наближаються за властивостями до лінійних безперервних систем [1, 5]. Враховуючи високу частоту комутації сучасних перетворювачів для електротехнологій, завдання побудови їх граничних безперервних моделей виявляється дуже перспективним. Усереднені моделі найбільш зручні для практики, оскільки дозволяють застосовувати до нелінійних дискретних систем добре розроблені методи аналізу та синтезу лінійних безперервних систем.

При проектуванні ключових джерел живлення широко застосовують безперервні лінійні моделі імпульсних перетворювачів [1, 5]. У різних роботах обґрунтовані та широко використовуються їх усереднені моделі.

У роботі [9], наприклад, наведені безперервні лінеаризовані моделі основних перетворювачів. Методика їх побудови базується на припущенні відсутності у дроселя активного опору. Крім того, використаний підхід не дозволяє врахувати вихідний опір джерела живлення, фільтр на вході перетворювача тощо.

В роботах [4, 5] зазначено необхідність обліку при аналізі та синтезі систем управління імпульсними перетворювачами активного опору кола дроселя.

Структурні динамічні моделі імпульсних перетворювачів постійної напруги, що працюють на комплексне навантаження з і без урахування опору дроселя, обґрунтовані, наприклад, у роботах [4-7].

В [8] розглянуті загальні питання живлення та взаємодії електричної дуги від джерела напруги, керованого струмом та джерела струму, керованого напругою.

В [10] досліджено джерело живлення зі струмовою характеристикою, яке виконане за наступною блок-схемою: джерело змінного струму – трансформатор – випрямляч – індуктивність, що підключена послідовно з дуговим опором.

Оскільки імпульсний перетворювач, що працює на дугове навантаження, недостатньо вивчений у літературі, завдання цієї статті – побудова безперервної моделі перетворювача та дослідження особливостей його роботи.

Далі робиться спроба виконати аналіз, використовуючи просту безперервну модель перетворювача, що враховує активний опір ключів, дроселя та вихідний опір джерела живлення і працюючого на дугове

навантаження. Передбачається, що регулювання вихідного параметра здійснюється за допомогою ШІМ-2.

Метою статті є побудова та дослідження неперервної моделі імпульсного джерела вторинного електроживлення, що працює на електричну зварювальну та плазмову дугу.

Математичний опис перетворювача. Схема заміщення системи живлення для електродугового навантаження, що включає навантажений LC-фільтр, коригуючий пристрій (CD), модулятор (M), що реалізує ШІМ-2, імпульсний перетворювач (PC), що формує на вході фільтра імпульси з амплітудою напруги живлення nU_{in} і тривалістю, яка визначається комутаційною функцією k_F модулятора, і датчиків напруги VS і струму CS з коефіцієнтами k_V і R_{CS} відповідно, зображена на рис. 1, де для спільності показано опір R , включений паралельно конденсатору C вихідного фільтра.

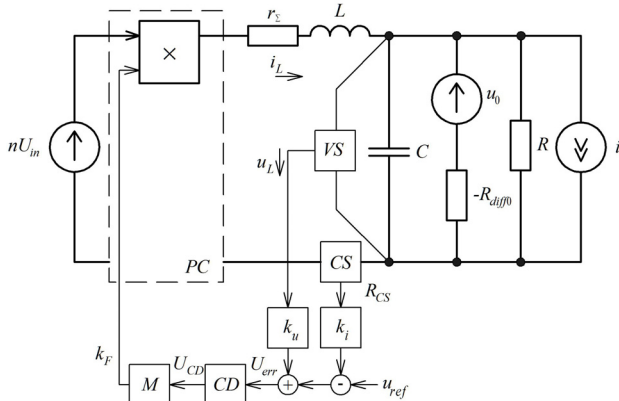


Рис. 1. Схема заміщення замкнутої структури системи електроживлення для дугового навантаження із від'ємним диференціальним опором

На рис. 1: i – джерело струму, що розглядається як збурення (зміна) струму навантаження. Опір r_Σ включає як вихідні опори перетворювача і випрямляча, так і омичні втрати дроселя фільтра. При цьому опір втрат може залежати від частоти [11-15]. Навантаження (газорозрядний проміжок) є послідовно з'єднані джерело напруги U_0 і динамічний опір R_{diff0} .

Перетворювач на схемі представлений у вигляді силового чотириполюсника з інформаційним керуванням входом (рис. 1) [5, 16], де $n = w_{21} / w_1 = w_{22} / w_1$. Коефіцієнт передачі модулятора PC, який у нашому випадку визначений як $k_F(t)$, якщо сигнал помилки не залежить від часу визначається співвідношенням:

$$k_{PWM} = T / U_m,$$

де U_m – амплітуда (розмах) дробової функції (пилкоподібної напруги), T – період розгортки.

Зазвичай $R \gg r_\Sigma$ (зокрема R відсутній, тобто $R \rightarrow \infty$).

Позначивши за допомогою $Z_n(s)$ операторний опір паралельного з'єднання C і R_{diff0} :

$$Z_n(s) = -R_{diff0} / (1 - sR_{diff0}C) = -R_{diff0} / (-\tau s + 1), \tau > 0,$$

отримаємо наступний вираз передаточної функції (ПФ) вихідного LC-фільтра за напругою:

$$\begin{aligned} K(s) &= \frac{Z_n(s)}{Z_{in}(s)} = \frac{Z_n(s)}{r_\Sigma + sL + Z_n(s)} = \\ &= k_f (s^2 k_f LC + s(L/(r_\Sigma - R_{diff0}) + R_{eq}C) + 1)^{-1} = \\ &= \frac{k_f}{T_f^2 s^2 + 2\xi_f T_f s + 1} = \frac{k_f}{T_f^2 [(s + \alpha_f)^2 + \omega_f^2]}, \end{aligned}$$

де $\tau = R_{diff0}C > 0$ – стала часу кола вихідного конденсатора; $R_{eq} = r_\Sigma \parallel (-R_{diff0})$; $k_f = -R_{diff0} / (-R_{diff0} + r_\Sigma) > 0$ – коефіцієнт передачі фільтра на постійному струмі; $Z_{in}(s)$ – вхідний операторний опір регулятора при $R = \infty$ у режимі безперервного струму; T_f і ξ_f – стала часу та коефіцієнт демпфування фільтра, що визначаються як

$$\begin{aligned} T_f &= \sqrt{k_f LC}; \quad \xi_f = \frac{1}{2} \sqrt{k_f} \left(r_\Sigma \sqrt{C/L} + \frac{1}{R_{diff0}} \sqrt{L/C} \right) = \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{k_f} (1/Q + d_s) = \frac{1}{2} \sqrt{k_f} (d_r + d_s); \quad \alpha_f = \xi_f / T_f; \\ \omega_f &= \sqrt{1/T_f^2 - \alpha_f^2} = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha_f^2}; \quad \omega_0^2 = 1/(k_f LC), \end{aligned}$$

де $Q = \frac{1}{r_\Sigma} \sqrt{L/C} = \rho / r_\Sigma$ – добротність LC-фільтра без

урахування згасання, що вноситься опором R , та регенерації; $d_s = -S_{diff} \sqrt{L/C}$ – регенерація, що вноситься в контур навантаженням (електричною дугою); $d_r = r_\Sigma \sqrt{C/L}$ – загасання, що вноситься в контур опором; $\rho = \sqrt{L/C}$ – характеристика контуру, що утворює фільтр; $d = d_r + d_s$ – повне згасання (регенерація) контуру; $S_{diff} = 1 / R_{diff0}$ – диференціальна крутість ВАХ дуги.

Для схеми на рис. 1 рівняння, що визначає струм у дроселі фільтра \tilde{i}_L буде таким:

$$Z(s) \tilde{i}_L = nD \tilde{u}_{in} + nU_{in} \tilde{d} + Z_n(s) \tilde{i} - (Z_n(s) / R_{diff0}) \tilde{u}_0,$$

де

$$Z(s) = \frac{Z_n(s)}{K(s)} = \frac{R_{diff0} [s^2 k_f LC + s \left(\frac{L}{r_\Sigma - R_{diff0}} + R_{eq}C \right) + 1]}{k_f (-\tau s + 1)};$$

символ «~» показує нескінченно малу зміну змінної щодо значення в періодичному режимі; $d = 2t_p / T$ – коефіцієнт заповнення; D – значення коефіцієнта заповнення у встановленому (періодичному) режимі [17-20].

При $C = 0$ останнє рівняння набуде вигляду

$$\tilde{i}_L = k_f \frac{\tilde{i} - \tilde{u}_0 / R_{diff0} + (nD / R_{diff0}) \tilde{u}_{in} + (nU_{in} / R_{diff0}) \tilde{d}}{s[L/(r_\Sigma - R_{diff0})] + 1}.$$

Вибравши в якості вихідної змінної струм дуги $i_{arc} = i_n$, який не збігається зі змінною стану, отримаємо передаточні функції по керуючому впливу «струм дуги – керуючий сигнал»:

$$\frac{\tilde{I}_{arc}(s)}{\tilde{d}(s)} = nU_{in} \frac{Z_n(s)}{Z_1(s) + Z_n(s)} S_{diff} = nU_{in} K(s) S_{diff},$$

і по збурювальним впливам – чутливість струму дуги до зміни вхідної напруги u_{in} і до струму, що збурює, i і напруги u_0 :

$$\frac{\tilde{I}_{arc}(s)}{\tilde{U}_{in}(s)} = nDK(s) S_{diff}; \quad \frac{\tilde{I}_{arc}(s)}{\tilde{I}(s)} = -Z_1(s) K(s) S_{diff};$$

$$\frac{\tilde{I}_{arc}(s)}{\tilde{U}_0(s)} = -(s^2 LC + sr_\Sigma C + 1) K(s) S_{diff},$$

де $Z_1(s) = Ls + r_\Sigma$ – операторний опір кола дроселя.

Визначення параметрів незмінної частини схеми. Знайдемо складові коефіцієнта посилення

незмінної частини. Вибравши крутизну датчика струму $R_{CS} = 0,75$ мОм, визначаємо відносний коефіцієнт сигналу CS $k_i = 82$ та коефіцієнт посилення ШІМ

$$k_{PWM} / T = F(T/U_m)(1/T) = F/U_m = 1/2,5 = 0,4 \text{ В}^{-1},$$

де фактор пульсацій F прийнятий рівним 1; $U_m = 2,5$ В – амплітуда (розмах) пилоподібної напруги.

Коефіцієнт посилення незмінної частини при $k_f = 1$ та $F = 1$

$$k_0 = k_i k_{PWM} n U_{in} (R_{CS} / -R_{diff0}) / T =$$

$$= -82 \cdot 250 \cdot 0,4 \cdot 75 \cdot 10^{-5} / 0,49 = -12,55.$$

Частоту перемикачів прийнято рівною 26 кГц, індуктивність дроселя вихідного LC-фільтра – $L = 300$ мкГн, а ємність вихідного конденсатора, що залежить від вимог, що висуваються – $C = 3$ мкФ, $r_{\Sigma} = 0,01$ Ом, $R_{diff0} = -0,49$ Ом [21].

Дослідження розімкнутої системи «джерело живлення – дуга». Створимо об'єкти *MATLAB* – безперервні математичні моделі нашого об'єкта у формі передаточних функцій (*transfer function form*). Відповідно буде наступний результат у командному вікні (табл. 1).

Таблиця 1

Передаточні функції об'єкта	
№	Передаточна функція*
1	$\frac{416.4}{9 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 - 0.000612 \cdot s + 1}$
2	$\frac{208.2}{9 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 - 0.000612 \cdot s + 1}$
3	$\frac{-0.000612 \cdot s + 416.4}{9 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 - 0.000612 \cdot s + 1}$
4	$\frac{-0.000306 \cdot s + 208.2}{9 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 - 0.000612 \cdot s + 1}$

*варіанти 1, 2 – ПФ «струм дуги – керуючий сигнал» з $k_{CR} = 33,18$ та $k_{CR} = 16,59$; варіанти 3, 4 – ПФ «струм дроселя – керуючий сигнал» з $k_{CR} = 33,18$ та $k_{CR} = 16,59$.

Для ПФ об'єкта 3-4 показники дорівнюють: порядок та індекс нестійкості дорівнюють двом $n = s_n = 2$, ступінь $r_C = n - m = 2 - 1 = 1$, індекси аперіодичної та коливальної нейтральності дорівнюють нулю $s_a = s_v = 0$, індекс немінімально-фазовості $s_{nf} = 1$, коефіцієнт посилення $k = k_0 k_{CR}$. Завдання цих показників та коефіцієнта посилення k відображає суттєві риси ПФ $W(s)$ та ними можна характеризувати ті чи інші властивості системи, що визначаються цією ПФ [22].

Перехідні характеристики (ПХ) для варіантів 1, 3 показано на рис. 2. Розімкнуті системи нестійкі $s_n = 2 > 0$. Діаграми Найквіста для розглянутих варіантів показано на рис. 3. Як свідчить рис. 3, АЧХ жодного разу не охоплює точку $-1, j0$, тому замкнуті системи також нестійкі.

Вхідний опір силової частини (СЧ) відповідно до схеми на рис. 1 в операторній формі

$$Z_{i0}(s) = -(R_{diff0} - r_{\Sigma}) \frac{s^2 k_f LC + s(-L/(R_{diff0} - r_{\Sigma}) - R_{eq}C) + 1}{- \tau_C s + 1},$$

де $\tau_C = R_{diff0}C > 0$ – стала часу кола вихідного конденсатора; $R_{eq} = r_{\Sigma} \parallel (-R_{diff0})$; $k_f = R_{diff0} / (R_{diff0} - r_{\Sigma})$ – коефіцієнт передачі фільтра на постійному струмі.

Легко показати, що її вихідний опір визначається виразом

$$Z_{00}(s) = k_f \frac{sL + r_{\Sigma}}{s^2 k_f LC + s(-L/(R_{diff0} - r_{\Sigma}) + R_{eq}C) + 1}.$$

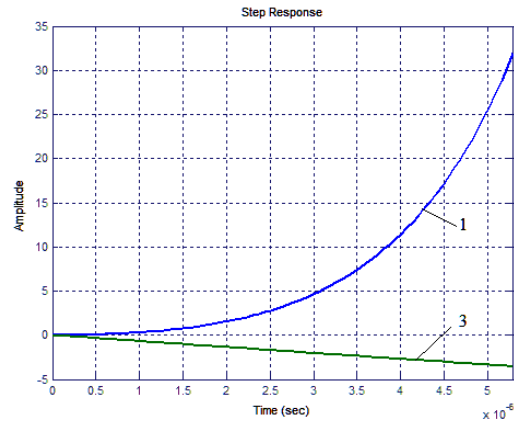


Рис. 2. Графіки ПХ нестійких систем: варіант 1 (1), варіант 3 (3)

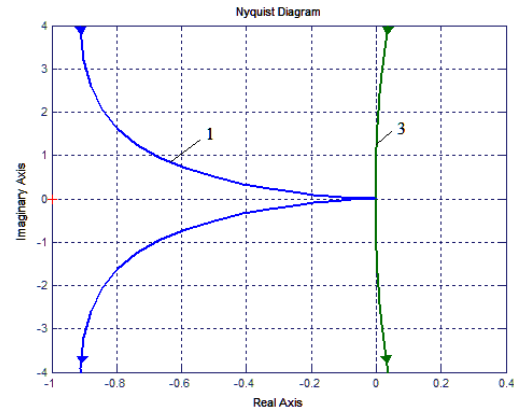


Рис. 3. Діаграми Найквіста для нестійких систем: варіант 1 (1), варіант 3 (3)

Оскільки опір втрат досить малий, то

$$Z_{00}(s) = \frac{s/C}{s^2 - s/(R_{diff0}C) + 1/(LC)}. \quad (1)$$

Помітивши, що у загальному випадку $1/\sqrt{LC} = \omega_0$ – частота власних коливань контуру без втрат і $\alpha = -0,5S_{diff} / C = -0,5\omega_0 Q$ – коефіцієнт загасання контуру, переписемо вираз наступним чином (при цьому основні умови вибиралися так, щоб могли виникнути нестійкості)

$$Z_{00}(s) = \frac{s/C}{s^2 - 2\alpha s + \omega_0^2} \quad (\alpha > 0).$$

В цьому випадку $\omega_0 = 1/\sqrt{LC} = (\sqrt{300 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^{-6}})^{-1} = 33,33 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$ або $f_0 = 5,307$ кГц.

Отже, у разі нестійкості частота заповнення автоколивань, що виникають у лінійному режимі, близька до частоти власних коливань контуру f_0 .

Якщо $C = 0$, то

$$Z_{00}(s) = sL(-\tau_{load}s + 1)^{-1}, \quad (2)$$

де $\tau_{load} = L / R_{diff0} > 0$ – стала часу кола навантаження.

Варіанти (рис. 4) залежностей модуля і аргументу вхідного опору СЧ імпульсного джерела електроживлення з паралельною ємністю електричної дузі і без неї мають частотні характеристики (ЧХ), що збігаються.

Близькість ЧХ свідчить про подібність і малі відмінності в перехідних процесах за основними показниками якості. Таким чином, схема, що розглядається з вихідними даними, прийнятими в даній статті, має час-

тотний коефіцієнт передачі такого ж виду, що і немінімально-фазова (фазоопережувальна) ланка першого порядку

$$Z(j\omega) = k(\tau j\omega - 1),$$

де $k = R_{diff}$, $\tau = L / R_{diff} > 0$.

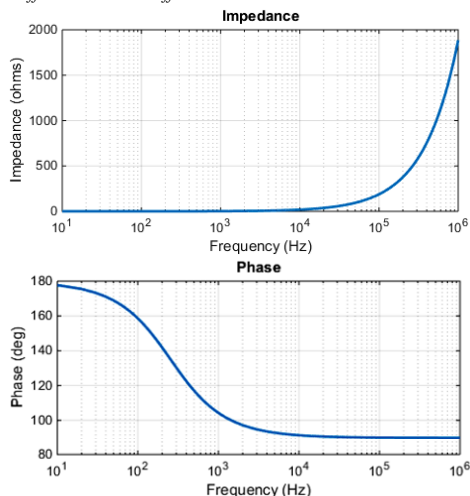


Рис. 4. Частотні характеристики вхідного імпедансу СЧ джерела живлення, навантаженого на електричну дугу, для $C = 0$ та $C = 3$ мкФ

Графіки АЧХ для вхідного імпедансу СЧ, побудовані відповідно до виразів (1), (2), зображені на рис. 5. Зазначимо, що за $C \neq 0$ дана СЧ є широкосмуговою частотно-вибірчою системою ($B_{0.707} / f_0 \gg 1$) зі смугою пропускання $B_{0.707} = 100$ кГц.

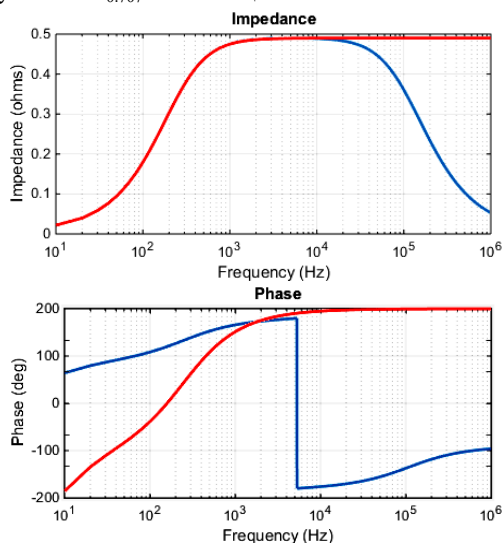


Рис. 5. Графіки АЧХ (вгорі) та ФЧХ (внизу) вхідного імпедансу контуру

Логарифмічні характеристики модуля та фази вхідної провідності СЧ PC для випадку відсутності ємності на виході імпульсного стабілізатора струму – нестійкого з від'ємним самовирівнюванням аперіодичної ланки

$$Y_{i0}(s) = 1/Z_{i0}(s) = k(-1 + \tau s)^{-1} \quad (3)$$

побудовані на рис. 6,а; діаграма Найквіста показана на рис. 6,б. Асимптотична характеристика має, згідно (3), злам у точці $\omega_1 = 1 / \tau$. Смуга пропускання 0 – 465 Гц.

На рис. 7 наведено амплітудно-частотні та фазо-частотні характеристики системи «джерело живлення – дуга» в розімкненому стані.

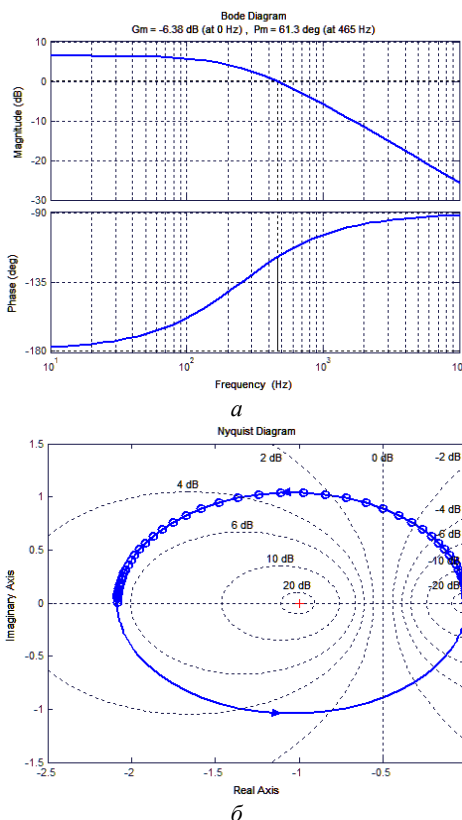


Рис. 6. Модуль та аргумент вхідного адмітансу СЧ (а); годограф Найквіста для даного випадку (б)

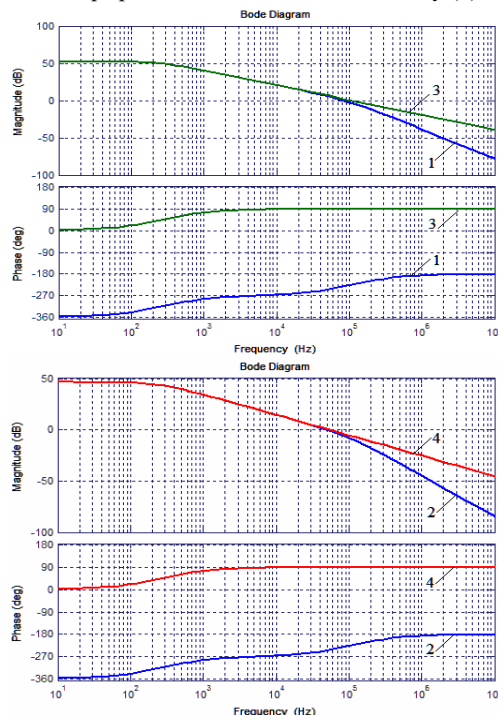


Рис. 7. АФЧХ розімкненого контуру імпульсного стабілізатора струму при керуванні за вихідним струмом i_{arc} (1-2) і струмом дроселя i_L (3-4)

З наведених на рис. 7 графіків випливає, що замкнена система для розглянутих варіантів виявиться нестійкою ($L(\omega) > 0$, $\varphi_{margin}(\omega) < 0$; $L \rightarrow \infty$, $\varphi_{margin} = -51,9^\circ \div 90,2^\circ$), що вносить додаткові складності у побудову схеми керування перетворювачем [21].

З характеру $\varphi(\omega)$ та $A(\omega)$ (рис. 7) випливає, що побудова замкнутих систем стабілізації струму роз-

глянутого перетворювача викликає труднощі, оскільки забезпечити достатній запас стійкості при високому коефіцієнті посилення в замкнутому контурі дуже складно через дуже швидке збільшення фазового зсуву (кут $|\varphi|$ перевищує 180°) при практично незмінній АЧХ перетворювача.

Таким чином, розглянуті безперервні моделі можуть використовуватися в процесі проектування пристроїв на основі імпульсних перетворювачів напруги для навантажень з від'ємним диференціальним опором: джерел вторинного електроживлення тощо, проводити дослідження основних властивостей цих перетворювачів.

Висновки.

1. Методом усереднення та лінеаризації отримані вирази для частотної передаточної функції, вхідного та вихідного опору імпульсного перетворювача напруги, що працює на дугове навантаження з від'ємним диференціальним опором.

2. Передаточні функції перетворювача з виходом за струмом дуги і струмом дроселя не є мінімально фазовими. Цим пояснюється характер фазових характеристик перетворювача і складність синтезу регуляторів струму для нього.

3. Досліджено частотні амплітудні та фазові характеристики для імпульсного перетворювача напруги з виходом по струму дуги та струму дроселя.

4. Передаточні функції безперервної моделі за струмом дуги та струмом дроселя при заданих параметрах однакові, що необхідно враховувати під час проектування регуляторів.

Конфлікт інтересів. Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Верещаго Е.Н., Костюченко В.И. *Моделирование источников питания для электроплазменных и сварочных технологий*. LAP Lambert Academic Publishing, 2022. 112 с.
2. Paton B. E. Advanced studies and developments of the E.O. Paton Electric Welding Institute in the field of welding and related technologies. *Automatic Welding*, 2018, vol. 11-12, pp. 5-18. doi: <https://doi.org/10.15407/as2018.12.01>.
3. Верещаго Е.Н., Квасницький В.Ф., Мирошниченко Л.Н., Пентегов И.В. *Схемотехника инверторных источников питания для дуговой нагрузки*. Николаев: УГМТУ, 2000. 283 с.
4. Денисюк С.П., Дерев'яноко Д.Г. *Промислова електроніка. Моделювання пристроїв силової електроніки в MATLAB Simulink*. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. 95 с.
5. Лазарев Ю.Ф. *Моделювання динамічних систем у MATLAB. Електронний навчальний посібник*. Київ: НТУУ «КПІ», 2011. 421 с.
6. Гаєвський О.Ю., Іванчук В.Ю. *Основи перетворювальної техніки. Практикум*. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023. 63 с.
7. Бондар Р.П., Подольцев О.Д. *Моделювання електротехнічних пристроїв*. К.: КНУБА, 2012. 391 с.
8. Сидорец В.Н., Пентегов И.В. *Детерминированный хаос в нелинейных цепях с электрической дугой*. Киев: Международная ассоциация «Сварка», 2013. 272 с.
9. Chetty P.R.K. *Switch-mode Power Supply Design*. Tab Professional and Reference Books, 1986. 179 p.
10. Волков И.В., Губаревич В.Н., Спиринов В.М. Устойчивость системы источник тока – электрическая дуга с отрицательным дифференциальным сопротивлением. *Технічна електродинаміка*, 1998, №4, с. 43-45.
11. Vereshchago E., Kostiuchenko V., Hrieshnov A. Calculation and Analysis of Dynamic Properties of a Soft Switching Converter under Operation on the Arc Load. *2020 IEEE 40th International Conference*

on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, 2020, pp. 820-825. doi: <https://doi.org/10.1109/ELNANO50318.2020.9088776>.

12. Chen G., Sun Q., Hu T., Guo Q. A Novel Digital Control Algorithm for a DC-DC Converter in Plasma Application. *2011 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, 2011, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/APPEEC.2011.5748827>.

13. Pastor M., Dudrik J., Revak O. High-Frequency soft-switching DC-DC converter with full-bridge output rectifier. *2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, 2016, pp. 110-115. doi: <https://doi.org/10.1109/EPEPMC.2016.7751983>.

14. Bordry F. Power converters: definitions, classification and converter topologies. In *Proc. CAS-CERN Accelerator School and CLRC Daresbury Laboratory: Specialized CAS Course on Power Converters*, Warrington, UK, 2004, pp. 13-41.

15. Zulauf G., Tong Z., Plummer J.D., Rivas-Davila J.M. Active Power Device Selection in High- and Very-High-Frequency Power Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, vol. 34, no. 7, pp. 6818-6833. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2874420>.

16. Kwon M.-J., Kim T.-H., Lee W.-C. Analysis of the Gain Characteristic in LLC Resonant Converter for Plasma Power Supply. *The Transactions of The Korean Institute of Electrical Engineers*, 2016, vol. 65, no. 12, pp. 1992-1999. doi: <https://doi.org/10.5370/KIEE.2016.65.12.1992>.

17. Suntio T., Hankaniemi M., Karppanen M. Analysing the dynamics of regulated converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 2006, vol. 153, no. 6, pp. 905-910. doi: <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20050481>.

18. Hankaniemi M., Suntio T., Sippola M., Oyj E. Load-Impedance Based Interactions in Regulated Converters. *INTELEC 05 - Twenty-Seventh International Telecommunications Conference*, 2005, pp. 569-573. doi: <https://doi.org/10.1109/INTLEEC.2005.335161>.

19. Lee B.-H., Kim M.-Y., Kim C.-E., Park K.-B., Moon G.-W. Analysis of LLC Resonant Converter considering effects of parasitic components. *INTELEC 2009 - 31st International Telecommunications Energy Conference*, 2009, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/INTLEEC.2009.5351740>.

20. Hankaniemi M., Suntio T. Dynamical Modeling and Control of Current-Output Converters. *International Journal on Energy Conversion (IRECON)*, 2019, vol. 7, no. 5, pp. 197-206. doi: <https://doi.org/10.15866/irecon.v7i5.18544>.

21. Vereshchago E., Kostiuchenko V., Novogreetskyi S. Analysis of dynamic characteristics of the inverter operating on a complex load. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2020, vol. 5, no. 5(107), pp. 23-31. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2020.215145>.

22. Кунцевич В.М., Чеховой Ю.Н. *Нелинейные системы управления с частотно- и широтно-импульсной модуляцией*. К.: Техніка, 1970. 340 с.

REFERENCES

1. Vereshchago E.N., Kostiuchenko V.I. *Modeling of power sources for electroplasma and welding technologies*. LAP Lambert Academic Publishing, 2022. 112 p. (Rus).
2. Paton B. E. Advanced studies and developments of the E.O. Paton Electric Welding Institute in the field of welding and related technologies. *Automatic Welding*, 2018, vol. 11-12, pp. 5-18. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/as2018.12.01>.
3. Vereshchago E.N., Kvasnitsky V.F., Miroshnichenko L.N., Pentegov I.V. *Circuitry of inverter power supplies for arc load*. Nikolaev, UGMTU Publ., 2000. 283 p. (Rus).
4. Denisyuk S.P., Derevyanko D.G. *Industrial electronics. Modeling of power electronics devices in MATLAB Simulink*. Kyiv, Igor Sikorskyi KPI Publ., 2019. 95 p. (Ukr).
5. Lazarev Yu.F. *Modeling of dynamic systems in MATLAB. Electronic study guide*. Kyiv, NTUU «KPI» Publ., 2011. 421 p. (Ukr).
6. Gaevskiy O.Yu., Ivanchuk V.Yu. *Basics of conversion technology*. Kyiv, KPI named after I. Sikorskyi Publ., 2023. 63 p. (Ukr).
7. Bondar R.P., Podoltsev O.D. *Modeling of electrical devices*. Kyiv, KNUBA Publ., 2012. 391 p. (Ukr).

8. Sidorets V.N., Pentegov I.V. *Deterministic chaos in non-linear circuits with an electric arc*. Kyiv, International Association «Welding», 2013. 272 p. (Rus).
9. Chetty P.R.K. *Switch-mode Power Supply Design*. Tab Professional and Reference Books, 1986. 179 p.
10. Volkov I.V., Gubarevich V.N., Spirin V.M. Stability of the system current source - an electric arc with a negative differential resistance. *Technical Electrodynamics*. 1998, no. 4, pp. 43-45. (Rus).
11. Vereshchago E., Kostiuchenko V., Hrieshnov A. Calculation and Analysis of Dynamic Properties of a Soft Switching Converter under Operation on the Arc Load. *2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, 2020, pp. 820-825. doi: <https://doi.org/10.1109/ELNANO50318.2020.9088776>.
12. Chen G., Sun Q., Hu T., Guo Q. A Novel Digital Control Algorithm for a DC-DC Converter in Plasma Application. *2011 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, 2011, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/APPEEC.2011.5748827>.
13. Pastor M., Dudrik J., Revak O. High-Frequency soft-switching DC-DC converter with full-bridge output rectifier. *2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, 2016, pp. 110-115. doi: <https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2016.7751983>.
14. Bordry F. Power converters: definitions, classification and converter topologies. In *Proc. CAS-CERN Accelerator School and CLRC Daresbury Laboratory: Specialized CAS Course on Power Converters*, Warrington, UK, 2004, pp. 13-41.
15. Zulauf G., Tong Z., Plummer J.D., Rivas-Davila J.M. Active Power Device Selection in High- and Very-High-Frequency Power Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, vol. 34, no. 7, pp. 6818-6833. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2874420>.
16. Kwon M.-J., Kim T.-H., Lee W.-C. Analysis of the Gain Characteristic in LLC Resonant Converter for Plasma Power Supply. *The Transactions of The Korean Institute of Electrical Engineers*, 2016, vol. 65, no. 12, pp. 1992-1999. doi: <https://doi.org/10.5370/KIEE.2016.65.12.1992>.
17. Suntio T., Hankaniemi M., Karppanen M. Analysing the dynamics of regulated converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 2006, vol. 153, no. 6, pp. 905-910. doi: <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20050481>.
18. Hankaniemi M., Suntio T., Sippola M., Oyj E. Load-Impedance Based Interactions in Regulated Converters. *INTELEC 05 - Twenty-Seventh International Telecommunications Conference*, 2005, pp. 569-573. doi: <https://doi.org/10.1109/INTLEC.2005.335161>.
19. Lee B.-H., Kim M.-Y., Kim C.-E., Park K.-B., Moon G.-W. Analysis of LLC Resonant Converter considering effects of parasitic components. *INTELEC 2009 - 31st International Telecommunications Energy Conference*, 2009, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/INTLEC.2009.5351740>.
20. Hankaniemi M., Suntio T. Dynamical Modeling and Control of Current-Output Converters. *International Journal on Energy Conversion (IRECON)*, 2019, vol. 7, no. 5, pp. 197-206. doi: <https://doi.org/10.15866/irecon.v7i5.18544>.
21. Vereshchago E., Kostiuchenko V., Novogretskyi S. Analysis of dynamic characteristics of the inverter operating on a complex load. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2020, vol. 5, no. 5(107), pp. 23-31. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2020.215145>.
22. Kuntsevich V.M., Chekhovoy Yu.N. *Nonlinear control systems with frequency and pulse width modulation*. Kyiv, Tekhnika Publ., 1970. 340 p. (Rus).

Надійшла (Received) 08.11.2022

Прийнята (Accepted) 07.02.2023

Опублікована (Published) 01.09.2023

How to cite this article:

Vereshchago E.M., Kostiuchenko V.I., Novogretskyi S.M. Analysis of a DC converter working on a plasma arc. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 31-36. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.05>

Верещаго Євген Миколайович¹, к.т.н., доц.,
Костюченко Віталій Іванович¹, к.т.н., доц.,
Новогрещький Сергій Миколайович¹, к.т.н., доц.,

¹ Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова,
54025, Миколаїв, пр. Героїв України, 9,
e-mail: venmkua@gmail.com;
vitalii.kostiuchenko@nuos.edu.ua (Corresponding Author);
sergii.novogretskyi@nuos.edu.ua

E.M. Vereshchago¹, V.I. Kostiuchenko¹, S.M. Novogretskyi¹
¹ Admiral Makarov National University of Shipbuilding,
9, Heroyiv Ukraine Ave, Mykolaiv, 54025, Ukraine.

Analysis of a DC converter working on a plasma arc.

Introduction. The article is devoted to the analysis of a stabilized direct current converter operating on a plasma arc. Electropasma technologies of the new generation cause the need to design workable systems that provide control of technological processes and their dynamic optimization in real time. The improvement of any electropasma technology begins with the improvement of the operating parameters of the main element of plasma installations – the power source. **Goal** is to build and study a continuous model of a pulsed source of secondary power supply, which works on an electric welding and plasma arc.

Methodology. In the work, a mathematical description of the converter was performed. The continuous model of the system is substantiated, taking into account its features, namely, the load (gas-discharge gap) is a source of voltage and dynamic resistance. The parameters of the constant part during circuit synthesis are determined: the components of the gain of the constant part, the relative signal coefficient of the current sensor and the PWM gain. Studies of the open system «power source - arc» have been carried out. **Results.** MATLAB objects were created - continuous mathematical models of the object in the form of transfer functions. The obtained transient characteristics for different options: «arc current - control signal» and «inductor current - control signal» showed that open systems are unstable. It was found that in the case of instability, the filling frequency of self-oscillations occurring in the linear mode is close to the frequency of natural oscillations of the circuit. The dependence of the module and the argument of the input resistance of the power part of the pulsed power supply with parallel capacitance to the electric arc and without it, which have matching frequency characteristics, is established. The circuit considered with the initial data adopted in this article has a frequency transfer coefficient of the same type as the first-order non-minimum-phase (phase-shifting) link. Frequency response graphs for the output impedance of the power unit show that this power unit is a broadband frequency-selective system with a bandwidth of $B_{0,707} = 100$ kHz. **Originality.** Expressions for the frequency transfer function, input and output resistance of the pulse voltage converter operating on an arc load were obtained by the method of averaging and linearization. The frequency amplitude and phase characteristics for the pulse voltage converter with an LC filter and the output according to the arc current and the choke current were studied. The transfer functions of the continuous model in terms of arc current and choke current at the specified parameters are the same, which must be taken into account when designing regulators. **Practical significance.** The frequency characteristics of the input and output resistances and transfer functions can be used when forming a technical task for designing a power source to assess the stability of the «pulse converter - arc» system and rational calculation of input filters. References 22, tables 1, figures 7.

Key words: input and output resistance, filter, impedance, stabilization system, stability, complex load.

N. Zerzouri, N. Ben Si Ali, N. Benalia

A maximum power point tracking of a photovoltaic system connected to a three-phase grid using a variable step size perturb and observe algorithm

Purpose. The production of electricity from solar energy is necessary because of the global consumption of this energy. This article's study is based on increased energy extraction by improving maximum power point tracking (MPPT). From different MPPT techniques proposed, the perturb and observe (P&O) technique is developed because of its low implementation cost and ease of implementation. **Methods.** A modified variable step-size P&O MPPT algorithm is investigated which uses fuzzy logic to automatically adjust step-size to better track maximum power point, compared with the conventional fixed step-size method. The variable step P&O improves the speed and the tracking accuracy. This controller is implemented on a boost DC-DC power converter to track the maximum power point. The suggested controlled solar energy system includes a boost converter, a voltage-source inverter, and a grid filter. The control scheme of a three-phase current-controlled pulse-width modulation inverter in rotating synchronous coordinate $d-q$ with the proposed MPPT algorithm and feed-forward compensation is studied. **Results.** The photovoltaic grid-connected system controller employs multi-loop control with the filter inductor current of the inverter in the inner loop to achieve a fast dynamic response and the outer loop to control bus voltage for MPPT, the modeling, and control of three phase grid connected to photovoltaic generator is implemented in the MATLAB/Simulink environment and validated by simulation results. References 27, tables 5, figures 29.

Key words: photovoltaic generator, perturb and observe maximum power point tracking, modified perturb and observe maximum power point tracking, fuzzy logic control, boost converter, pulse-width modulation inverter, three phase grid.

Мета. Виробництво електроенергії із сонячної енергії необхідне через глобальне споживання цієї енергії. Дослідження цієї статті ґрунтується на збільшенні вилучення енергії за рахунок покращення відстеження точки максимальної потужності (MPPT). З різних запропонованих методів MPPT був розроблений метод збурення та спостереження (P&O) через його низьку вартість реалізації та простоту реалізації. **Методи.** Досліджується модифікований алгоритм P&O MPPT зі змінним розміром кроку, який використовує нечітку логіку для автоматичного налаштування розміру кроку для кращого відстеження точки максимальної потужності порівняно із звичайним методом фіксованого розміру кроку. Змінний крок P&O підвищує швидкість та точність відстеження. Цей контролер реалізований на перетворювачі, що підвищує потужності постійного струму для відстеження точки максимальної потужності. Пропонована керована сонячна енергетична система включає підвищуючий перетворювач, інвертор джерела напруги і мережевий фільтр. Досліджується схема управління трифазним струмокерованим інвертором з широтно-імпульсною модуляцією в синхронній координаті, що обертається, $d-q$ із запропонованим алгоритмом MPPT і попереджувальною компенсацією. **Результати.** Контролер фотоелектричної системи, підключеної до мережі, використовує багатокошторне керування зі струмом індуктора фільтра інвертора у внутрішньому контурі для досягнення швидкого динамічного відгуку та зовнішнім контуром для керування напругою шини для MPPT, моделювання та керування трифазною мережею. підключений до фотогальванічного генератора, реалізований у середовищі MATLAB/Simulink та підтверджений результатами моделювання. Бібл. 27, табл. 5, рис. 29.

Ключові слова: фотоелектричний генератор, збурення та відстеження точки максимальної потужності, модифіковане збурення та відстеження точки максимальної потужності, нечітке логічне управління, підвищуючий перетворювач, інвертор з широтно-імпульсною модуляцією, трифазна мережа.

Introduction. World energy consumption is mainly covered by fossil fuels (oil, coal, natural gas, and nuclear) which gives rise to greenhouse gas emissions and therefore an increase in pollution. The additional danger is that excessive consumption of the stock of natural resources reduces the reserves of this type of energy dangerously for future generations. In this sense, the world converges toward using renewable energies, which are available and inexhaustible and inhibit emitting CO₂ gas. The development and integration of renewable energies into electrical production and distribution networks pose major technical challenges today. These networks must support a high demand, react quickly and safely to expected and unanticipated variations, and adapt to the constraints of users and environmental constraints. However, the major problem of this electrical energy production technique lies in the design and the realization of the photovoltaic (PV) systems, making it possible to ensure the optimal operation of the PV modules in various conditions. Since PV cells have electrical characteristics (current-voltage) non-linear, which strongly depend on climatic conditions, such as solar radiation and temperature, these climatic variations lead to non-linear and fluctuating power output. For this and with the development of specific power electronics for PV

applications, several innovative conversion systems have been designed, particularly inverters with input matching stages that provide maximum power point (MPP) tracking. Indeed, these devices make it possible to adapt and optimize the production of PV through DC-DC power converters inserted between PV modules and inverter input. Usually, this equipment has electrical management mechanisms that allow the maximum power to be extracted from the PV generator output and ensure perfect adaptation between the generator's voltage and inverter input voltage regardless of meteorological conditions. These mechanisms are usually called maximum power point tracking (MPPT). In recent years, many different techniques or algorithms for automatically identifying and producing operations at approximately the MPP have been presented with practical implementations in the literature. These methods vary in complexity, cost, range of effectiveness, hardware implementation, popularity, convergence speed, and other respects. MPPT methods can be classified as incremental conductance [1-5], fractional short-circuit current [2], fractional open-circuit voltage [3], load current voltage maximization, ripple correlation control, hill climbing or perturb and observe (P&O) [4], neural network [6], fuzzy logic control and

© N. Zerzouri, N. Ben Si Ali, N. Benalia

other MPPT methods [7, 8]. So far, the P&O method is the most commonly used technique in practice, owing to its ease of implementation in a low-cost controller. It has relatively good MPPT performance compared to the other techniques. Nevertheless, the P&O method fails to track the MPP effectively when radiation and temperature conditions change rapidly.

The conventional P&O is usually implemented with a fixed step size by which the controlled parameter such as reference voltage or duty cycle is adjusted; large step-size values increase the losses in the steady state condition due to large oscillation around the MPP, while small step-size values slow down the tracking speed when the atmospheric conditions quickly change. A trade-off between steady-state accuracy and dynamic tracking should be performed to solve this problem. In the literature, many improvements of the P&O method have been proposed to reduce the oscillation around the MPP in steady-state conditions. However, they increase the complexity, slow the tracking speed when the atmospheric conditions rapidly change and, degrade the algorithm efficiency on cloudy days [9]. To solve this problem, many authors have used P&O MPPT with variable step sizes, each in her own way and they deduced results that prove an improvement in tracking of maximum power. We find in the reference [8] many MPPT methods are reviewed and have been made to improve the conventional MPPT methods. However, in [10–12] shows the performance with the modified P&O algorithm which gives a faster response than the traditional P&O algorithm under variable irradiance conditions during peak power generation the impacts of partial shading conditions and temperature led to a high convergence rate with less overshoot and oscillation. On the other hand, [11] proposes a modified hill-climbing algorithm the proposed algorithm has good steady-state and dynamic performances. In work [13] introduced MPPT with a P&O algorithm with variable step size based on modified shuffled frog leaping algorithm (MSFLA) and sliding mode control (SMC) for PV power systems. The operation of the system with various partial shading regimes was evaluated and it was demonstrated that the developed MSFLA-SMC combinatorial scheme gives good efficiency in output power with significantly better response time and dynamic behavior.

In this study, P&O MPPT with variable step size is proposed. The step size is automatically tuned according to the variation of the atmospheric conditions, using a fuzzy logic controller.

To control active and reactive power for grid-connected inverters, the most common method has been used voltage-oriented control (VOC) which depends on two cascaded loops. The outer loop or voltage loop is tied to the DC link capacitor voltage, where a PI controller is used to generate the reference current for the inner or current loop. Then, two PI controllers are used to control the currents, and hence active/reactive power control.

The goal of the paper is the extraction of the maximum powers provided by the photovoltaic generator using the perturb and observe algorithm with fixed step size and variable step size adjusted by a fuzzy logic controller, another objective is the control of this power to be injected into a three-phase distribution network via a two-stage conversion system. The schematic of the

proposed system is shown in Fig. 1, which illustrates the three-phase grid-connected PV generation system. The proposed system consists of two main parts; the first part is a power scheme, which includes: a PV array supply, DC link capacitor, boost converter, three-phase inverter, RL filter, and the three-phase utility grid. The second is the control scheme MPPT by using different MPPT techniques and the inverter controller with a three-phase PV grid-connected system.

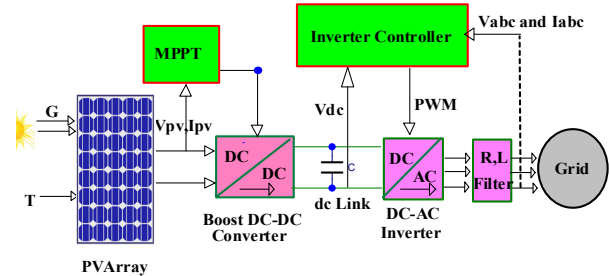


Fig. 1. Configuration of the proposed two-stage grid-connected PV system

PV cell model. Figure 2 shows the PV model based on a one-diode equivalent circuit. In the literature, an ideal p - n junction PV cell is often modeled as an electric current generator whose behavior is equivalent to an ideal current source which models the photoelectric current (I_{ph}) associated with a parallel diode which models the p - n junction. To take into account all the dissipative phenomena present during the conversion of light energy at the level of the cell, the circuit is completed by two resistors, one in series (R_s) and the other in parallel (R_{sh}). The series resistance characterizes the losses by the Joule effect and the parallel resistance characterizes the leakage current at the level of the p - n junction.

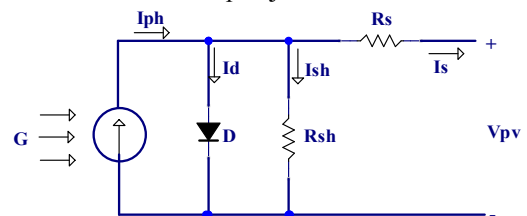


Fig. 2. The equivalent circuit of a solar cell

The PV cell output current I_{PV} (Fig. 2) is given as [14, 15]:

$$I = I_{ph} - I_s \left(\exp \left[\frac{q}{A \cdot K \cdot T_c} \cdot (V_{pv} + I_{pv} R_s) - 1 \right] - \frac{(V_{pv} + I_{pv} R_s)}{R_{sh}} \right) \quad (1)$$

where V_{pv} is the PV array output voltage; I_{pv} is the PV array output current; I_{ph} is the PV cell photocurrent; I_s is the PV cell saturation current; q is the electron charge ($q = 1.602 \cdot 10^{-19}$ C); A is the p - n junction ideality factor; K is the Boltzmann constant ($K = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K); T_c is the absolute working temperature.

The photocurrent I_{ph} is related to the cell's operating temperature and solar intensity as:

$$I_{ph} = \left[I_{sc} + K_i (T_c - T_{ref}) \right] \frac{G}{1000}, \quad (2)$$

where I_{sc} is the short circuit current at standard temperature and irradiance condition ($G = 1000 \text{ W/m}^2$ and $T_{ref} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$); K_i is the short circuit current temperature coefficient; T_{ref} is the PV cell reference temperature.

PV cell reverse saturation current I_{rs} varies with the cell temperature [16, 17] as:

$$I_{rs} = \frac{I_{sc} + K_i(T_c - T_{ref})}{\exp\left(\frac{V_{oc} + K_i(T_c - T_{ref})}{V_t}\right) - 1}; \quad (3)$$

$$V_t = \frac{N_s \cdot K \cdot T_c}{q}, \quad (4)$$

where V_{oc} is the open-circuit voltage at reference temperature T_{ref} ; V_t is the junction thermal voltage; N_s is the number of solar cells connected in series ($N_s = 1$ for the solar cell).

The PV cell saturation current I_s varies with temperature [18] as:

$$I_s = I_{rs} \left(\frac{T_c}{T_{ref}}\right)^3 \exp\left[\frac{q \cdot E_g}{A \cdot K} \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T_c}\right)\right], \quad (5)$$

where E_g is the band energy of the semiconductor used in the cell.

In this work, the studied PV field is composed of two PV arrays, each comprising 2 series and 9 parallel connected modules of type Canadian Solar CS6X-305P. Each module contains a series of 72 polycrystalline silicon cells; resulting in total peak power of 305 W. Table 1 shows the specifications of the used PV modules in standard conditions.

Table 1
Parameters of Canadian Solar CS6X-305P PV module

Parameters	Value
Peak power, W	305.285
Peak power voltage, V	36.3
Peak power current, A	8.41
Short-circuit current, A	8.97
Open circuit voltage, V	44.8

The characteristics (I - V) and (P - V) of the studied PV field, under standard conditions of solar irradiation and temperature, is given in Fig. 3.

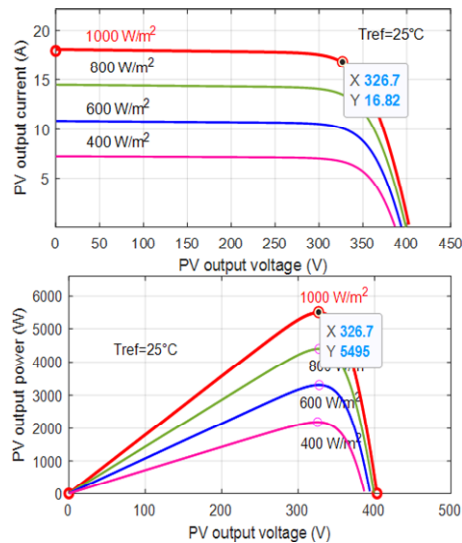


Fig. 3. (I - V) and (P - V) characteristic curves of a solar module at $25 \text{ }^\circ\text{C}$ temperature and 1000 W/m^2 irradiance level

Boost converter model. DC-DC converters have wide applications in PV systems. Whether it is a boost converter [15-19], buck-boost converter [20, 21], or buck converter [13]. DC-DC converters are considered the main element in the MPPT process; without them, the maximum power could not be achieved. In this study boost converter is used to change the terminal voltage of the PV array and from which MPPT can be obtained. The boost converter presented in Fig. 4 is composed of an inductance L_{pv} , a diode D , capacitors C_{pv} , C_{dc} and a switch S . The converter has two modes (states) of operation based on the switch action OFF and ON. The mathematic expression of the voltage and current on the input and output side of the DC-DC boost converter at duty cycle (D) can be described as:

$$V_{dc} = \frac{V_{pv}}{1-D}; \quad (6)$$

$$I_{dc} = I_{pv}(1-D). \quad (7)$$

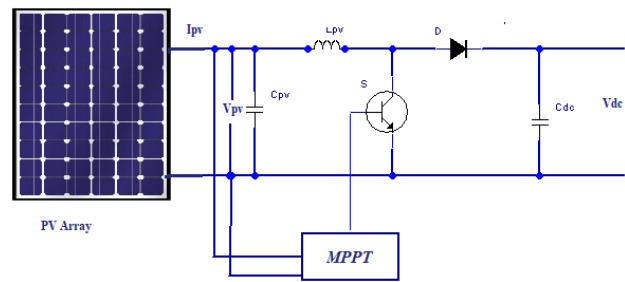


Fig. 4 Step-up boost converter

In the current source PV cell, the capacitor C_{pv} is evaluated by (8) and the standards of its elements:

$$C_{pv} = \frac{D \cdot V_{pv}}{4 \cdot \Delta V_{pv} \cdot f_s^2 \cdot L_{pv}}; \quad (8)$$

$$D = 1 - \frac{V_{pv}}{V_{dc}}; \quad (9)$$

$$L_{pv} = \frac{V_{pv} \cdot (V_{dc} - V_{pv})}{\Delta I_{L_{pv}} \cdot f_s \cdot V_{dc}}; \quad (10)$$

$$\Delta I_{L_{pv}} = 0.13 \cdot I_{pv} \cdot \frac{V_{dc}}{V_{pv}}; \quad (11)$$

$$C_{dc} \geq \frac{P_{pv}}{\Delta V_o \cdot f_s \cdot V_{dc}}, \quad (12)$$

where V_{pv} is the converter input voltage; I_{pv} is the array maximum current; P_{pv} is the nominal power of PV; f_s is the converting frequency; C_{pv} is the link capacitance of PV; C_{dc} is the capacitance of DC-link; L_{pv} is the inductance of boost converter; V_{dc} is the boost converter output voltage; ΔV_{pv} is the voltage variation; $\Delta I_{L_{pv}}$ is the current ripple of boost inductance; ΔV_o is the ripple of output voltage.

Modeling and control of DC/AC inverter. The main inverter function is to interface the PV generator with the network (Fig. 5). At the same time, the inverter is used to transform the DC voltage on the output side of the boost converter (the intermediate circuit of the inverter) into an AC voltage at its output. Voltage-source converter (VSC) is controlled in the rotating d-q frame to inject a

controllable three-phase alternating current into the network. Current is injected in phase with the grid voltage to achieve unity power factor operation. The three-phase VSC is made up of three arms of two switches each reversible in current, they are made by controllable semiconductors on opening and closing (of the IGBT type in almost all cases). A recovery diode is mounted head to tail with the controllable semiconductor for each switch. A filter is placed between the network and the inverter, connecting them to the common point of interconnection.

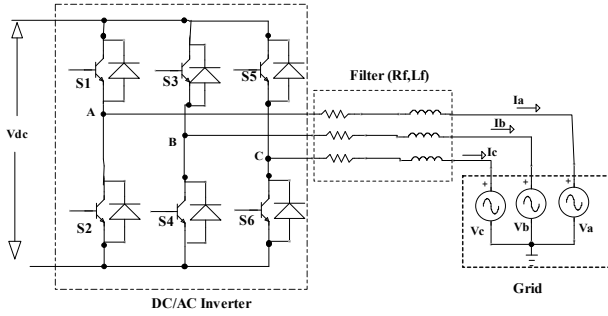


Fig. 5. Three-phase grid-connected inverter

The three-phase equations of the electrical network can be established as [22, 23]:

$$\begin{cases} u_a = R_f \cdot i_a + L_f \cdot \frac{di_a}{dt} + v_a; \\ u_b = R_f \cdot i_b + L_f \cdot \frac{di_b}{dt} + v_b; \\ u_c = R_f \cdot i_c + L_f \cdot \frac{di_c}{dt} + v_c; \end{cases} \quad (13)$$

where v_a, v_b, v_c are the grid voltages; i_a, i_b, i_c are the injected currents; u_a, u_b, u_c are the inverter side voltages.

This type of inverter is known as an on two levels because its output voltage has two voltage levels ($+V_{dc}$ and $-V_{dc}$). Using the a-b-c to d-q transformations, the converter 3-phase currents and voltages are expressed in a 2-axis d-q reference frame, synchronously rotating at a given AC frequency ω :

$$\begin{cases} u_d = R_f \cdot i_d + L_f \cdot \frac{di_d}{dt} - \omega \cdot L_f \cdot i_q + v_d; \\ u_q = R_f \cdot i_q + L_f \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega \cdot L_f \cdot i_d + v_q. \end{cases} \quad (14)$$

The current controller and control equations of u_d and u_q can be rewritten as:

$$\begin{cases} u_d = P \cdot I \cdot (I_{dref} - I_d) - \omega \cdot L_f \cdot i_q + v_d; \\ u_q = P \cdot I \cdot (I_{qref} - I_q) + \omega \cdot L_f \cdot i_d + v_q. \end{cases} \quad (15)$$

The active and reactive power injected by the PV generator in the grid can be defined for a balanced three-phase system as follows [17]:

$$P = \frac{3}{2} \cdot (v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q); \quad Q = \frac{3}{2} \cdot (v_q \cdot i_d + v_d \cdot i_q). \quad (16)$$

Applying the voltage orientation technique to the d-axis, the active and reactive power (16) can be rewritten as:

$$P = \frac{3}{2} \cdot v_d \cdot i_d; \quad Q = -\frac{3}{2} \cdot v_d \cdot i_q. \quad (17)$$

According to (17), the active power can be controlled by the current i_{ds} and the reactive power can be controlled by the current i_{qs} .

DC-link voltage control. The DC voltage controller is discussed as the outer controller. Dimensioning of the DC link voltage controller is determined by the function between the current reference value to be given and the DC link voltage [24]. The general model of the external controller can thus be given in Fig. 6. For the PI controller block of the function of $K(s)$, the outer voltage control can be implemented as:

$$i_{dref} = (U_{dcref} - U_{dc}) \cdot \left(K_{pu} + \frac{K_{iu}}{s} \right). \quad (18)$$

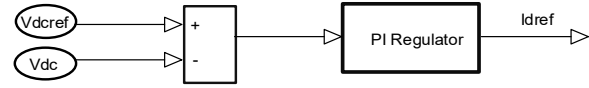


Fig. 6. Model of the DC-voltage controller

The phase-locked loop (PLL) technique [25] has been used to synthesize the electrical system's phase and frequency information, especially when interfacing with power electronic devices. PLL block [26] measures the system frequency and provides the phase synchronous angle θ (more precisely $[\sin\theta, \cos\theta]$) for the d-q transformations block. In the steady state, $\sin\theta$ is in phase with the fundamental (positive sequence) of α component and phase A. In the three-phase system, the d-q transform of the three-phase variables has the same characteristics and the PLL system can be implemented using the d-q transform. The block diagram of the PLL system is described in Fig. 7.

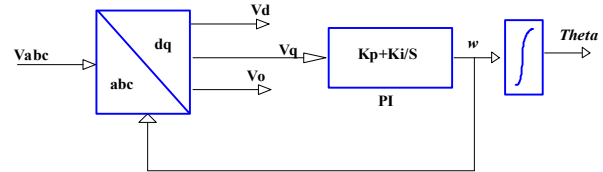


Fig. 7. Schematic diagram of the PLL

Fixed step size P&O algorithm. The P&O method compares the power of the previous step with the new step's power to increase or decrease the tension in search of the MPP. According to [6–10, 13–26], the MPP value is never definitively reached since the disturbances only leave the system oscillating close to the MPP in a steady state. The P&O method presents good results when the irradiance or temperature does not change rapidly with time. On the other hand, among the disadvantages of the method, in addition to the error in steady state, the dynamic response is considered slow when there are rapid temperature and solar radiation changes. The flowchart of this technique with the reference voltage variation is shown in Fig. 8.

Generally, the P&O MPPT algorithm run with a fixed step size. The P&O MPPT with fixed step size gives a good dynamic performance, he converges faster to a steady state but the oscillation is much higher. So, this hurts the MPPT efficiency. A solution that remedies this problem is the variable-step P&O algorithm which has been developed [11, 12]. The proposed MPPT algorithm is based on the conventional P&O algorithm; a fuzzy logic controller block is used to provide variable step size to overcome the limitation that exists in conventional P&O algorithm implementations. The flow chart of the proposed P&O algorithm with variable step size is illustrated in Fig. 9.

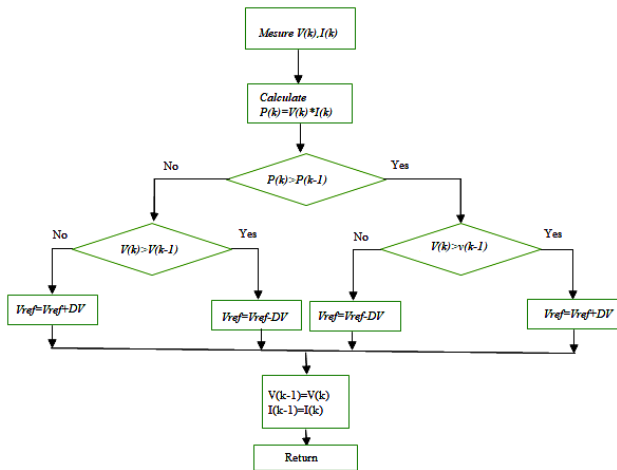


Fig. 8. Flowchart for MPPT for P&O algorithm

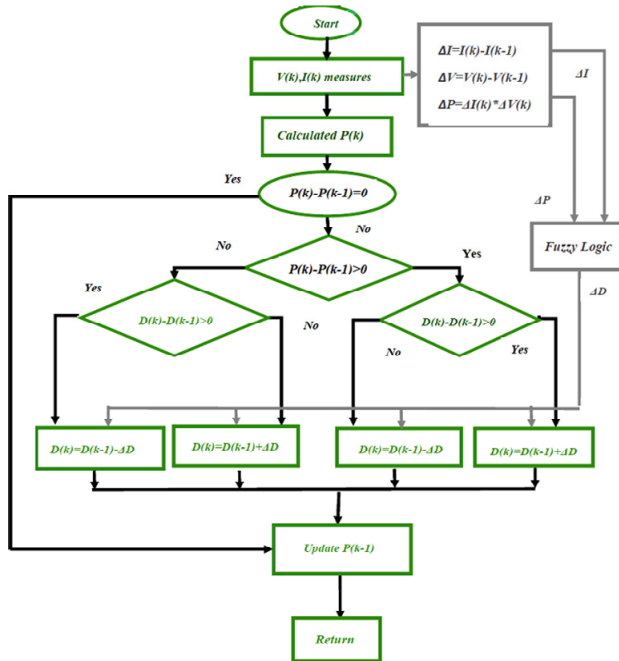


Fig. 9. Block diagram of the proposed P&O with a variable step size

When the operating point is far from the MPP, the fuzzy logic control (FLC) adjusts the step size to a large value, and if the operating point is close to the MPP, the step size value is set to a small value.

FLC used as the variable step size. Control by FLC is a method that allows the construction of non-linear controllers from heuristic information from the specialist's knowledge FLC consists of the variation of voltage (or current) and power of the PV array, and according to these variations, the algorithm acts on the converter, through a pulse-width modulation, to correct the MPP voltage. Fuzzy MPPT is a well-established technique, generally acting on power variation (ΔP) and voltage variation (ΔV). In this work, the variable ΔV was replaced by the current variation (ΔI), because in this implemented arrangement the output variable of the FLC is the variation of the step-size ΔD , which is sent to the P&O algorithm. The input variables, ΔP_{pv} and ΔI_{pv} , of the proposed fuzzy logic variable step-size can be calculated by the following equations, where $P_{pv}(k)$ and $I_{pv}(k)$ are the PV array power and current respectively and $V_{pv}(k)$ is the PV array voltage:

$$\Delta V_{pv} = V_{pv}(k) - V_{pv}(k-1); \quad (19)$$

$$\Delta I_{pv} = I_{pv}(k) - I_{pv}(k-1); \quad (20)$$

$$\Delta P_{pv} = \Delta V_{pv} \cdot \Delta I_{pv}. \quad (21)$$

The MPPT fuzzy implemented consisted of input variables ΔP and ΔI , and output variable ΔD . The membership function of the input and the output variables used in this model has the same shape and is shown in Fig. 10–12. All the membership functions are expressed with a triangular function and they consist of 5 fuzzy subsets, which are denoted by NB (negative big), NS (negative small), ZZ (zero), PS (positive, small), and PB (positive big) curves.

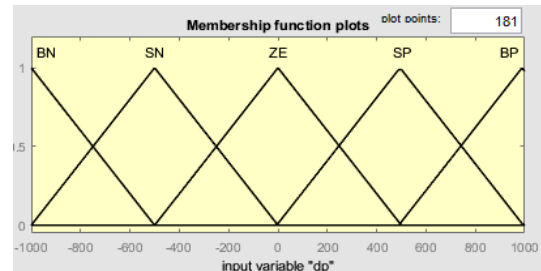


Fig. 10. Input variable ΔP

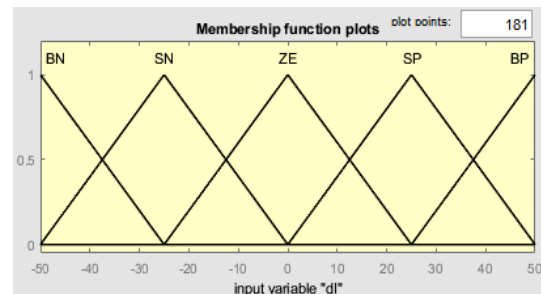


Fig. 11. Input variable ΔI

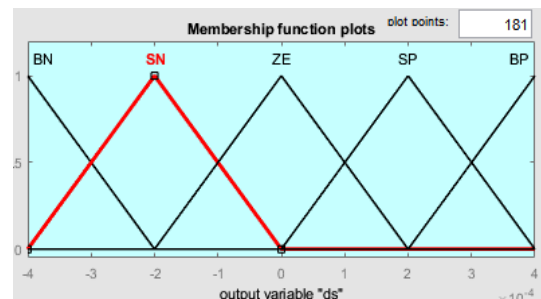


Fig. 12. Output variable ΔD

The fuzzy rule base is a collection of if-then rules which all the information is available for the controlled parameters. Since the number of membership function of each input is 5, then the fuzzy inference rules of the FLC consist of 25 rules as illustrated in Table 2. These rules are used to determine the output of the controller (the variable step-size for the P&O algorithm) to track the MPP and stop iterating once this point is reached.

Table 2

Membership function rules

ΔI_{pv}	ΔP_{pv}				
	NB	NS	ZZ	PS	PB
NB	NB	NS	NS	ZZ	ZZ
NS	NS	ZZ	ZZ	ZZ	PS
ZZ	ZZ	ZZ	ZZ	PS	PS
PS	ZZ	PS	PS	PS	PB
PB	PS	PS	PB	PB	PB

Mamdani's method is used as a fuzzy interface method with max-min operation combined with fuzzy law in this work. After the rules have been evaluated, the output of the fuzzy controller is still a fuzzy set. However, the actual system usually requires a non-fuzzy value of a control. Hence the process of defuzzification is required to as the last step to calculate the crisp output of the proposed fuzzy control. The output of the proposed FLC is defuzzified using the center of gravity method to calculate ΔD computed as:

$$\Delta D(k) = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu(\Delta D_i(k)) \Delta D_i(k)}{\sum_{i=1}^{25} \mu(\Delta D_i(k))}, \quad (22)$$

where ΔD_i is the center of max-min technique composition at the output membership function. The FLC output that is a variable step size $\Delta D(k)$ is used to compute the final duty cycle $D(k)$ as:

$$D(k) = D(k-1) + \Delta D(k). \quad (23)$$

Results and discussion. In this section, the performances of the proposed system are analyzed by simulation in the MATLAB/SimPowerSys environment. Figure 13 shows the architecture of the three-phase two-stage grid-connected PV system, in which the control of injected current, DC link voltage, and MPPT is realized. Also, the influence of variation in climatic conditions on the output performance of the system is realized. After that, a simulation of the P&O and variable step-size P&O (VSP&O) MPPT algorithm with analysis covering stability, time response, oscillation, and overshoot is performed. The simulation parameters of the system are shown in Table 3.

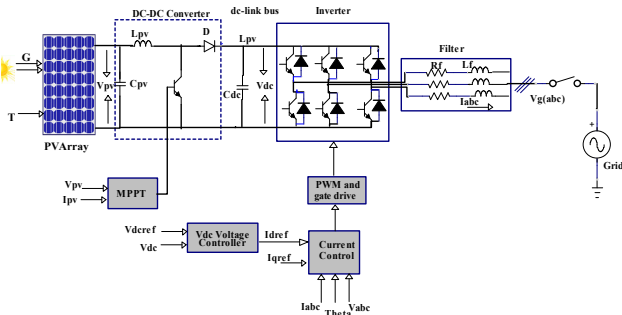


Fig. 13. Model of the three-phase two-stage grid-connected PV system

Table 3
Simulation parameters of the system

Parameters	Value
Input capacitor C_{pv} , F	$5 \cdot 10^{-6}$
Inductance L , H	$3 \cdot 10^{-2}$
DC link capacitor C_{dc} , F	$12 \cdot 10^{-3}$
Switching frequency f_{sw} , kHz	4
DC link voltage V_{dc} , V	700
Grid frequency f , Hz	50
Utility grid voltage V_g , V	220
Inductance filter L_f , H	$5 \cdot 10^{-3}$
Resistance filter R_f , Ω	0.1

The simulation was performed for variable irradiance, with a fixed ambient temperature (25 °C), to

test the performance of the two proposed algorithms. The applied irradiance was with a range between 400 and 1000 W/m², at the time step was 0.5 s. The results shown in Fig. 14, 21 are limited to those for the PV array respectively show the irradiance profile applied to the PV array and the output power of the PV array with a comparison between P&O MPPT and VSP&O MPPT which clearly shows the stabilization of the power around its maximum for all the variations of the irradiation in the VSP&O, whereas it oscillates around the maximum power and moves away from the maximum for the weak irradiance in the P&O. In Fig. 15 we observe how the increase in incident solar radiation causes an increase in the current generated, at a constant temperature of 25 °C thus increasing the power produced by the photovoltaic generator as seen in Fig. 16. It is clear that the direct component of the current represented in Fig. 23, coincides perfectly with the reference direct component and that the overshoot with VSP&O is less than in the case of P&O.

Table 4 provides a summary of tracking performance for the VSP&O MPPT and P&O MPPT methods with different levels of illumination.

Table 4
Tracking performance comparison between P&O MPPT and VSP&O MPPT methods

Irradiance	G , W/m ²	1000	800	600	400
	MPPT	P_{max} , W	5495	4402	3302
P_{pv} , W		5413	4185	3178	2033
Irradiance P&O with fixed step-size	Efficiency η , %	98.5	95.07	96.03	92.86
	Tracking time, s	0.153	0.101	0.046	0.0786
	Steady-state power oscillation	high	V-high	V-high	high
	P_{pv} , W	5438	4365	3272	2175
P&O with variable step-size	Efficiency η , %	98.95	99.04	99.1	99.34
	Tracking time, s	0.149	0.0479	0.0556	0.0151
	Steady-state power oscillation	none	none	none	none
	P_{pv} , W	5438	4365	3272	2175

From Fig. 17, 18 of PV current and voltage, it is clear that large oscillations appear around the maximum values when the irradiance is reduced, and they move away from the maximum point when the irradiance becomes very low, these problems disappear when using the VSP&O method, as shown in Fig. 19, 20, where the PV output voltage and current reach the maximum with a rapid time and almost without oscillations. For the three-phase grid-connected system, the phase current and voltage are shown in Fig. 24 which is obtained with a conventional PI controller for both algorithms, to indicate the impact of irradiation variation on the current and the voltage, we focus on the time range [0 – 0.04] s where the irradiation is at 1000 W/m². Only the peaks of the current for VSP&O are observed to be reduced concerning P&O and the currents decrease when the irradiation decreases while the amplitude of the voltage remains constant. From Fig. 27 it can be observed that the recorded overshoot of the DC bus voltage is 140 V with P&O, while with VSPO the overshoot is 110 V. From these parameters, the VSP&O performs very well in terms of stability.

To illustrate the impact of the MPPT method on the power quality, a spectral analysis of the current obtained with standard test conditions is performed and the spectrum of the harmonic is shown in Fig. 28, 29. We note that the total harmonic distortion (THD) obtained with P&O is 8.42 % while a THD of 6.17 % was obtained with VSP&O, which proves the effectiveness of the VSP&O algorithm compared to P&O.

It is noticed in the interval [0 – 0.06] s that the transient responses for VSP&O of the active and reactive powers are characterized by a very small overshoot compared to the P&O MPPT, while the steady-state error is close to zero as shown in Fig. 25, 26. According to the results obtained, the VOC strategy with classic PI in terms of speed, system stability, and precision has led to satisfactory results.

From the simulation results, the proposed VSP&O MPPT performs well compared to P&O MPPT.

Comparison with existing variable step size MPPT methods. Table 5 summarizes and compares the performances for each controller, the tracking error and the tracking efficiency reveal at any point the proposed controller is efficient and accurate with regards to harvesting the maximum power from the PV system. Also, Fig. 22 presents the average tracking efficiency of the conventional and proposed techniques [27]:

$$Eff = P_{pv} \cdot 100\% / P_{MPP}. \quad (23)$$

The error is calculated as:

$$Err = (P_{MPP} - P_{pv}) \cdot 100\% / P_{MPP}, \quad (24)$$

where P_{pv} is the power generated by the controller; P_{MPP} is the PV MPP.

Table 5
Comparison between the conventional and VSP&O MPPT technique at 1000 W/m² and 25 °C

MPPT Algorithm	Settling time, s	Theoretical power P_{MPP} , W	Output power P_{pv} , W	Efficiency, %	Error, %
Fixed step P&O	0.078	5495	5413	93.04	6.95
Variable step P&O [24]	0.025	13183.3	12576.8	95.4	4.6
Variable step P&O [27]	0.0399	2563	2554	99.6	–
Variable step P&O proposed	0.068	5495	5438	98.95	1.02

Comparing our results with the two references [24] and [27], we notice that the proposed P&O method has also contributed to improving efficiency and reducing oscillations around the MPP.

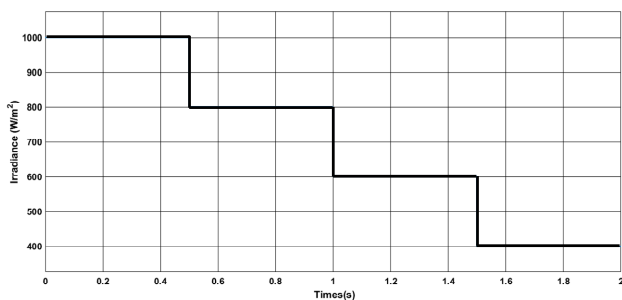


Fig. 14. Irradiance profile

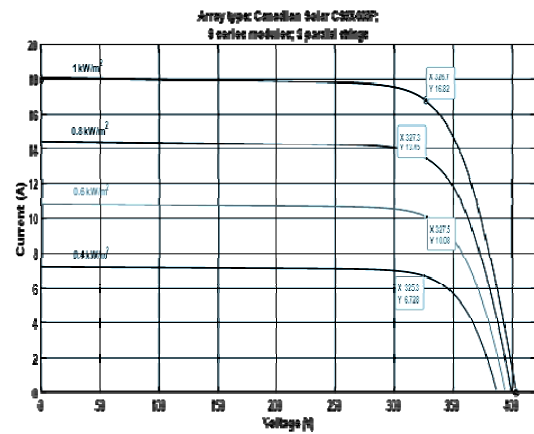


Fig. 15. PV current characteristics under fixed temperature and variable irradiance

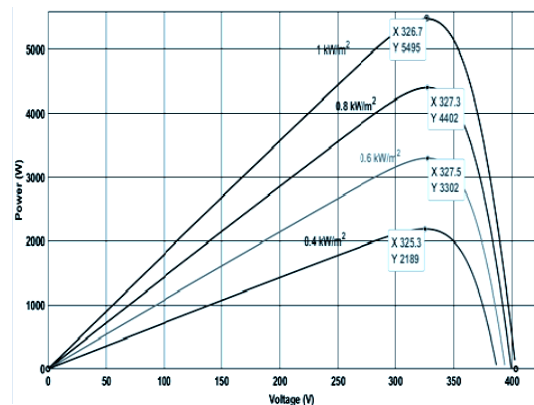


Fig. 16. PV power characteristics under fixed temperature and variable irradiance

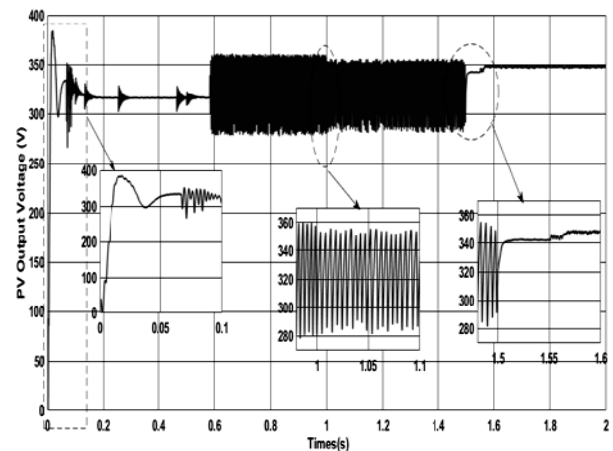


Fig. 17. PV output voltage with fixed step size P&O MPPT

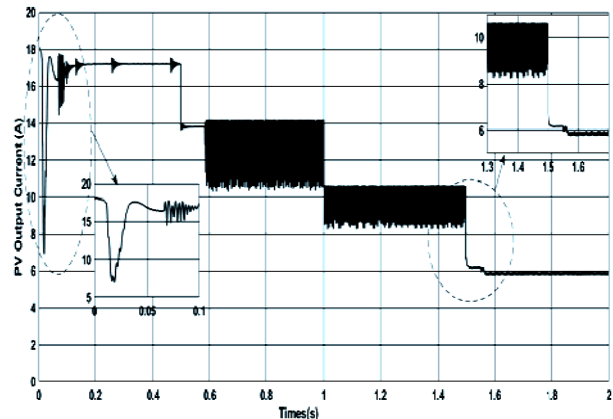


Fig. 18. PV output current with fixed step size P&O MPPT

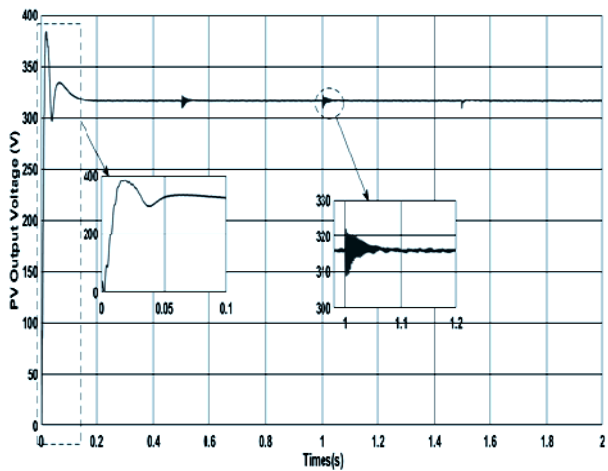


Fig. 19. PV output voltage with variable step size P&O MPPT

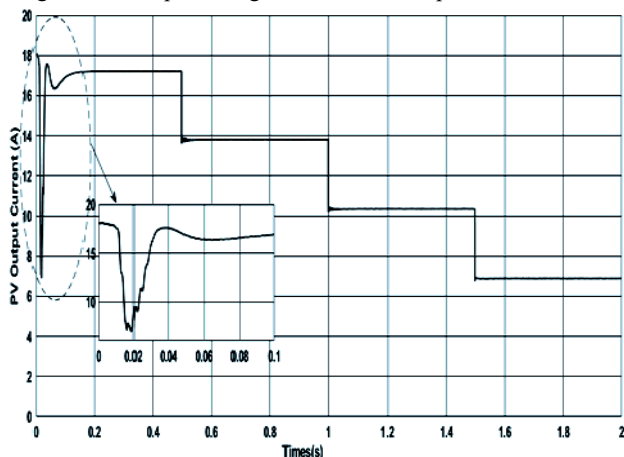


Fig. 20. PV output current with variable step size P&O MPPT

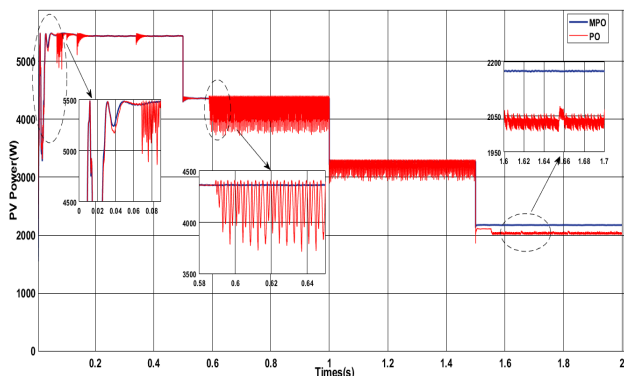


Fig. 21. Simulation result with comparison of fixed step size P&O MPPT and the proposed FLC-based variable step size P&O MPPT with change in irradiance: PV power

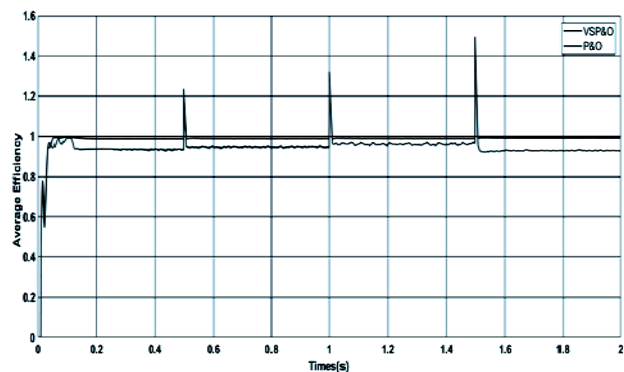


Fig. 22. Efficiency curves

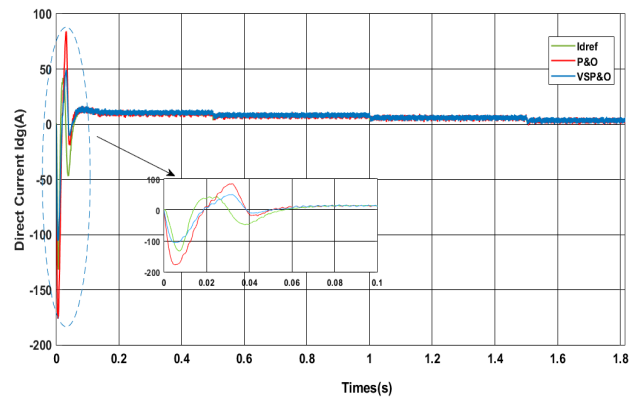


Fig. 23. Simulation result with comparison of fixed step size P&O MPPT and the proposed FLC-based variable step size P&O MPPT with change in irradiance: direct current grid

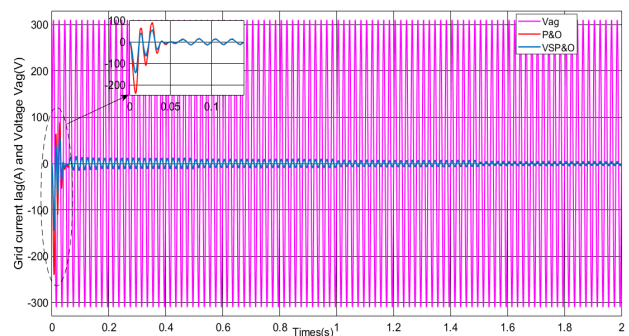


Fig. 24. Simulation result with comparison of fixed step size P&O MPPT and the proposed FLC-based variable step size P&O MPPT with change in irradiance: voltage and current grid

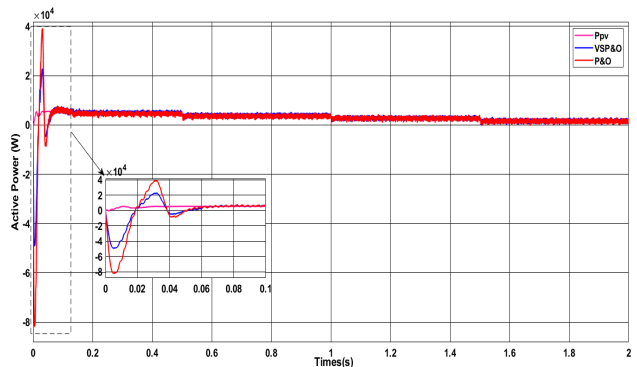


Fig. 25. Simulation result with comparison of fixed step size P&O MPPT and the proposed FLC-based variable step size P&O MPPT with change in irradiance: active power to grid

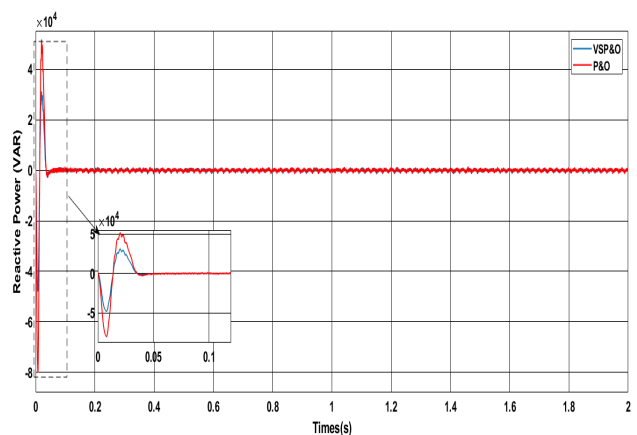


Fig. 26. Simulation result with comparison of fixed step size P&O MPPT and the proposed FLC-based variable step size P&O MPPT with change in irradiance: reactive power to grid

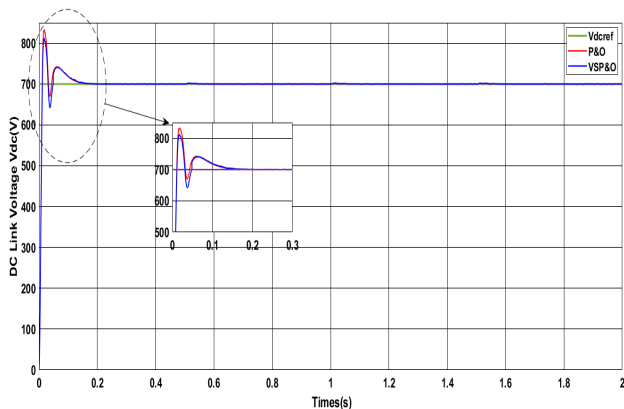


Fig. 27. Simulation result with comparison of fixed step size P&O MPPT and the proposed FLC-based variable step size P&O MPPT with change in irradiance: DC link voltage

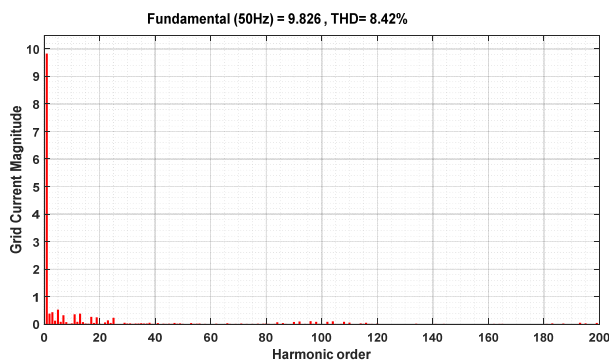


Fig. 28. THD of grid current with P&O MPPT

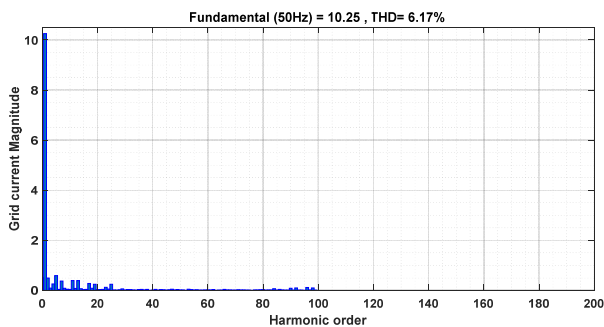


Fig. 29. THD of grid current with VSP&O MPPT

Conclusions. This work presented two photovoltaic generator power maximization algorithms applied to a two-stage three-phase network. A boost converter is used to increase the voltage at the output of the photovoltaic generator by using the two cases of maximum power point tracking, i.e. the perturb and observe method with fixed step and the variable step method calculated by a fuzzy logic block in such a way efficient and precise. The maximum power point tracking variable step size perturb and observe method was found to be more robust compared to the fixed step size perturb and observe method, due to an oscillation-free photovoltaic power response at the instant of irradiance variations. In a steady state, the performance of the maximum power point tracking fixed step size was inferior to the maximum power point tracking variable step size perturb and observe, as it had a larger error, due to the relevance curves and the level of oscillation, especially at the low irradiation.

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

REFERENCES

- Hlaili M., Mechergui H. Comparison of Different MPPT Algorithms with a Proposed One Using a Power Estimator for Grid Connected PV Systems. *International Journal of Photoenergy*, 2016, pp. 1–10. doi: <https://doi.org/10.1155/2016/1728398>.
- Nzoundja Fapi C.B., Wira P., Kamta M., Badji A., Tchakounte H. Real-Time Experimental Assessment of Hill Climbing MPPT Algorithm Enhanced by Estimating a Duty Cycle for PV System. *International Journal of Renewable Energy Research*, 2019, vol. 9, no. 3, pp. 1180-1189. doi: <https://doi.org/10.20508/ijrer.v9i3.9432.g7705>.
- Shebani M.M., Iqbal T., Quaicoe J.E. Comparing bisection numerical algorithm with fractional short circuit current and open circuit voltage methods for MPPT photovoltaic systems. *2016 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, 2016, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/EPEC.2016.7771689>.
- 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>.
- Shang L., Guo H., Zhu W. An improved MPPT control strategy based on incremental conductance algorithm. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2020, vol. 5, no. 1, p. 14. doi: <https://doi.org/10.1186/s41601-020-00161-z>.
- Elhor A., Soares O. Grid-connected PV System with a modified-Neural Network Control. *International Journal of Renewable Energy Research*, 2022, vol. 12, no. 2, pp. 1013-1022. doi: <https://doi.org/10.20508/ijrer.v12i2.12754.g8485>.
- Xu S., Shao R., Cao B., Chang L. Single-phase grid-connected PV system with golden section search-based MPPT algorithm. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 2021, vol. 7, no. 4, pp. 25-36. doi: <https://doi.org/10.23919/CJEE.2021.000035>.
- Li X., Wang Q., Wen H., Xiao W. Comprehensive Studies on Operational Principles for Maximum Power Point Tracking in Photovoltaic Systems. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 121407-121420. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937100>.
- Manoharan P., Subramaniam U., Babu T.S., Padmanaban S., Holm-Nielsen J.B., Mitolo M., Ravichandran S. Improved Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Technique for Solar Photovoltaic Power Generation Systems. *IEEE Systems Journal*, 2021, vol. 15, no. 2, pp. 3024-3035. doi: <https://doi.org/10.1109/JSYST.2020.3003255>.
- Kumar V., Singh M. Derated Mode of Power Generation in PV System Using Modified Perturb and Observe MPPT Algorithm. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 2021, vol. 9, no. 5, pp. 1183-1192. doi: <https://doi.org/10.35833/MPCE.2019.000258>.
- Zhu W., Shang L., Li P., Guo H. Modified hill climbing MPPT algorithm with reduced steady-state oscillation and improved tracking efficiency. *The Journal of Engineering*, 2018, vol. 2018, no. 17, pp. 1878-1883. doi: <https://doi.org/10.1049/joe.2018.8337>.
- Ali Z.M., Vu Quynh N., Dadfar S., Nakamura H. Variable step size perturb and observe MPPT controller by applying θ -modified krill herd algorithm-sliding mode controller under partially shaded conditions. *Journal of Cleaner Production*, 2020, vol. 271, art. no. 122243. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jclepro.2020.122243>.
- Mohammadinodoushan M., Abbassi R., Jerbi H., Waly Ahmed F., Abdalqadir kh ahmed H., Rezvani A. A new MPPT design using variable step size perturb and observe method for PV system under partially shaded conditions by modified shuffled frog leaping algorithm- SMC controller. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 2021, vol. 45, art. no. 101056. doi: <https://doi.org/10.1016/j.seta.2021.101056>.
- Kumar N., Saha T.K., Dey J. Multilevel Inverter (MLI)-Based Stand-Alone Photovoltaic System: Modeling, Analysis, and Control. *IEEE Systems Journal*, 2020, vol. 14, no. 1, pp. 909-915. doi: <https://doi.org/10.1109/JSYST.2019.2900485>.

15. Delavari H., Zolfi M. Maximum power point tracking in photovoltaic systems using indirect adaptive fuzzy robust controller. *Soft Computing*, 2021, vol. 25, no. 16, pp. 10969-10985. doi: <https://doi.org/10.1007/s00500-021-05823-0>.
16. Yang B., Yu T., Shu H., Zhu D., An N., Sang Y., Jiang L. Perturbation observer based fractional-order sliding-mode controller for MPPT of grid-connected PV inverters: Design and real-time implementation. *Control Engineering Practice*, 2018, vol. 79, pp. 105-125. doi: <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2018.07.007>.
17. 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>.
18. Roselyn J.P., Chandran C.P., Nithya C., Devaraj D., Venkatesan R., Gopal V., Madhura S. Design and implementation of fuzzy logic based modified real-reactive power control of inverter for low voltage ride through enhancement in grid connected solar PV system. *Control Engineering Practice*, 2020, vol. 101, art. no. 104494. doi: <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2020.104494>.
19. Ahmed M., Abdelrahman M., Farhan A., Harbi I., Kennel R. DC-link sensorless control strategy for grid-connected PV systems. *Electrical Engineering*, 2021, vol. 103, no. 5, pp. 2345-2355. doi: <https://doi.org/10.1007/s00202-021-01228-2>.
20. López Seguel J., Seleme S.I., Moráis L.M.F. Comparison of the performance of MPPT methods applied in converters Buck and Buck-Boost for autonomous photovoltaic systems. *Ingeniare. Revista Chilena de Ingeniería*, 2021, vol. 29, no. 2, pp. 229-244. doi: <https://doi.org/10.4067/S0718-33052021000200229>.
21. Boumaaraf H., Talha A., Bouhali O. A three-phase NPC grid-connected inverter for photovoltaic applications using neural network MPPT. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2015, vol. 49, pp. 1171-1179. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.04.066>.
22. Hai T., Zhou J., Muranaka K. An efficient fuzzy-logic based MPPT controller for grid-connected PV systems by farmland fertility optimization algorithm. *Optik*, 2022, vol. 267, art. no. 169636. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2022.169636>.
23. Bhunia M., Subudhi B., Ray P.K. Design and Real-Time Implementation of Cascaded Model Reference Adaptive Controllers for a Three-Phase Grid-Connected PV System. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2021, vol. 11, no. 5, pp. 1319-1331. doi: <https://doi.org/10.1109/JPHOTOV.2021.3093047>.
24. Charaabi A., Zaidi A., Barambones O., Zanzouri N. Implementation of adjustable variable step based backstepping control for the PV power plant. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2022, vol. 136, art. no. 107682. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.107682>.
25. Repak M., Otcenasova A., Altus J., Regula M. Grid-tie power converter for model of photovoltaic power plant. *Electrical Engineering*, 2017, vol. 99, no. 4, pp. 1377-1391. doi: <https://doi.org/10.1007/s00202-017-0611-6>.
26. Shayestegan M. Overview of grid-connected two-stage transformer-less inverter design. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 2018, vol. 6, no. 4, pp. 642-655. doi: <https://doi.org/10.1007/s40565-017-0367-z>.
27. Ali A.I.M., Sayed M.A., Mohamed E.E.M. Modified efficient perturb and observe maximum power point tracking technique for grid-tied PV system. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2018, vol. 99, pp. 192-202. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2017.12.029>.

Received 19.12.2022
Accepted 21.01.2023
Published 01.09.2023

Nora Zerzouri¹, Doctor of Technical Sciences,
Nadia Ben Si Ali¹, Professor of Electrical Engineering,
Nadia Benalia¹, Doctor of Technical Sciences,
¹Electrical Engineering Laboratory of Annaba,
Badji Mokhtar University Annaba, Algeria,
e-mail: nora.zerzouri@univ-annaba.dz (Corresponding Author);
bensialin@yahoo.fr; benalianadia13@yahoo.com

How to cite this article:

Zerzouri N., Ben Si Ali N., Benalia N. A maximum power point tracking of a photovoltaic system connected to a three-phase grid using a variable step size perturb and observe algorithm. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 37-46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.06>

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

Method for control by orbital spacecraft magnetic cleanliness based on multiple magnetic dipole models with consideration of their uncertainty

Aim. Development of method for control by orbital spacecraft magnetic cleanliness based on multiple magnetic dipole models using compensation of the initial magnetic field with consideration of magnetic characteristics uncertainty. **Methodology.** Orbital spacecraft multiple magnetic dipole models calculated as solution of nonlinear minimax optimization problem based on near field measurements for prediction orbital spacecraft far magnetic field magnitude. Nonlinear objective function calculated as the weighed sum of squared residuals between the measured and predicted magnetic field. Weight matrix calculated as inverse covariance matrix of random errors vector. Values of magnetic moments and coordinates of placement of compensating magnetic dipoles for compensation of the orbital spacecraft initial magnetic field also calculated as solution of nonlinear minimax optimization problem. Both solutions of this nonlinear minimax optimization problems calculated based on particle swarm nonlinear optimization algorithms. **Results.** Results of prediction spacecraft far magnetic field magnitude based on orbital spacecraft multiple magnetic dipole models using near field measurements and compensation of the initial magnetic field with consideration of orbital spacecraft magnetic characteristics uncertainty for ensuring the orbital spacecraft magnetic cleanliness. **Originality.** The method for control by orbital spacecraft magnetic cleanliness based on multiple magnetic dipole models using compensation of the initial magnetic field with consideration of magnetic characteristics uncertainty is developed. **Practical value.** An important practical problem of ensuring orbital spacecraft magnetic cleanliness based on orbital spacecraft multiple magnetic dipole models using near field measurements and compensation of the initial magnetic field with consideration of orbital spacecraft magnetic characteristics uncertainty solved. References 50, figures 2.

Key words: orbital spacecraft, magnetic cleanliness, multiple magnetic dipole models, near magnetic field, far magnetic field, magnitude prediction, measurements, uncertainty.

Мета. Розробка методу управління магнітною чистотою орбітального космічного апарату на основі багатодипольної моделі магнітного поля з використанням компенсації вихідного магнітного поля та з урахуванням невизначеності магнітних характеристик. **Методологія.** Багатодипольна модель магнітного поля орбітального космічного апарату розрахована як рішення задачі нелінійної мінімаксної оптимізації на основі вимірювань ближнього магнітного поля для прогнозування величини дальнього магнітного поля. Нелінійна цільова функція обчислена у вигляді зваженої суми квадратів залишків між вимірним і прогнозованим магнітним полем. Вагова матриця розрахована у вигляді оберненої коваріаційної матриці вектора випадкових помилок. Значення магнітних моментів і координати розміщення компенсуючих магнітних диполів для компенсації початкового магнітного поля орбітального космічного апарату також розраховані як рішення нелінійної задачі мінімаксної оптимізації. Рішення обох задач нелінійної мінімаксної оптимізації розраховані на основі алгоритмів нелінійної оптимізації роєм частинок. **Результати.** Результати прогнозування величини дальнього магнітного поля орбітального космічного апарату на основі багатодипольної моделі магнітного диполя з використанням вимірювань ближнього поля та компенсації вихідного магнітного поля з урахуванням невизначеності магнітних характеристик для забезпечення магнітної чистоти орбітального космічного апарату. **Оригінальність.** Розроблено метод управління магнітною чистотою орбітального космічного апарату на основі багатодипольної моделі магнітного поля з використанням компенсації вихідного магнітного поля та з урахуванням невизначеності магнітних характеристик. **Практична цінність.** Вирішено важливу практичну задачу забезпечення магнітної чистоти орбітального космічного апарату на основі багатодипольної моделі магнітного диполя з використанням вимірювань ближнього поля та компенсації вихідного магнітного поля з урахуванням невизначеності магнітних характеристик орбітального космічного апарату. Бібл. 50, рис. 2.

Ключові слова: орбітальний космічний апарат, магнітна чистота, багатодипольна модель магнітного поля, ближнє магнітне поле, дальнє магнітне поле, прогнозування, вимірювання, невизначеність.

Introduction. The problem of creating technical objects with a given distribution of the generated magnetic field is an urgent problem for many branches of science and industry. The strictest requirements for the accuracy of the spatial distribution of the magnetic field imposed when ensuring the magnetic cleanliness of orbital spacecraft [1, 2], the development of anti-mine magnetic protection of ships [3], the creation of magnetometry devices, including for medical diagnostic devices. Modern trends in the reduction of spacecraft mass set strictest requirements for magnetic systems by control their orientation [4, 5]. The fulfillment of these requirements requires the maximum minimization of the spacecraft's magnetic moment, which is one of the main destabilizing factors during its movement in near-Earth orbit and requires high accuracy of its experimental measurements [6]. So the level of the magnetic moment of a spacecraft weighing up to 100 kg should be within $0.1 \text{ A}\cdot\text{m}^2$, and its experimental determination should

preferably be performed with a resolution of less than $0.02 \text{ A}\cdot\text{m}^2$ [5]. The main result of the work on ensuring the magnetic purity of the spacecraft is the reduction to a predetermined level of the spacecraft magnetic moment and the magnetic field induction at the location of the onboard magnetometer [6].

NASA and ESA developed a regulatory framework that summarizes their rich experience on this issue [5, 6]. Thus for «Pioneer-6» spacecraft magnetic field level at the magnetometer installation point [4] did not exceed 0.3 nT. On the Danish satellite «Oersted» for the Earth magnetic field measuring a boom is 8 m. The modern level of ensuring magnetic cleanliness considered the «Swarm» spacecraft for researching the Earth magnetic field. Its magnetometric equipment measurements the Earth magnetic field with an error of $\pm 0.1 \text{ nT}$ [5].

According to the requirements [2] for the «MikroSAT» spacecraft the magnetic field level at the place of installation of the scientific apparatus was limited

to 1 nT with a length of the extension boom of –2.5 m. During the development of the «Sich-2» spacecraft, a limitation was set on the characteristics of the magnetic field of its equipment – the magnetic field strength magnitude of each of the nodes and blocks should not exceed 20 A/m at 0.1 m distance from their surface. On a later «EqyptSAT» spacecraft - this limitation was already more «hard» – 10 A/m at 0.1 m distance from the surface of his equipment [2].

Currently, the experimental measurements of the magnetic characteristics of all Ukrainian spacecraft is carried out exclusively at the magnetic measuring stand of the Anatolii Pidhornyi Institute of Mechanical Engineering Problems of the National Academy of Sciences of Ukraine, which is a unique Magnetodynamic Complex in Ukraine and included in the list of scientific objects that constitute the national heritage of Ukraine.

Technologies for ensuring the magnetic cleanliness of spacecraft managed by NASA, ESA and CAST include interrelated works of an organizational, technical and metrological nature [6]. The foundation of this technology is the calculation models of the spacecraft, which allow analytical or numerical prediction of the magnetic characteristics of the spacecraft, based on the knowledge of the magnetic field of its constituent parts [7–10]. The angular displacement of the spacecraft occurs due to the interaction of the magnetic moment of the included electromagnet of magnetic spacecraft attitude control and stabilization systems with the Earth magnetic field. The accuracy of this movement determined by the reliability of current measurements of the on-board magnetometer and the error of calculating the magnetic moment of the spacecraft with its correspondingly activated electromagnets [11].

Analytical description of the distribution of the magnetic field of spacecraft traditionally carried out using the multipole model proposed by K. Gauss in the study of the Earth magnetism [12]. However to date the methods that would allow in practice to use the integral characteristics of the magnetic field – spatial harmonics, and associate them with the parameters of the spacecraft – remain insufficiently developed. The need to develop such methods confirmed by one of the latest standards of the European Space Agency ECSS-E-HB-20-07A [11], which recommends using its spherical harmonics as integral characteristics of the spatial distribution of the magnetic field to ensure the spacecraft magnetic cleanliness [12].

For most electrical equipment, the magnetic field at distances is greater than three of its maximum overall dimensions are determined mainly by members of the first degree series, i.e. the first three multipole coefficients [13–15]. Therefore, if the measurement of the magnetic field of the technical object performed at a distance greater than three of its maximum overall dimensions, then it can be limited to the construction of the mathematical model of the spacecraft in the form of a multidipole model [16, 17].

The magnetic test requirements in accordance to European cooperation for space standardization during space engineering testing it is necessary to take into account test conditions, input tolerances and measurement uncertainties [18–21]. The main uncertainties of the

spacecraft magnetic cleanliness calculated are the changing values of the magnetic moments of the spacecraft elements when the spacecraft operating modes changing [6, 11]. In particular, the magnetic moments change most strongly when the polarization relays operate in the «on» and «off» positions, when the battery operates in the «charge» or «discharge» mode, during operation of high-frequency valves etc. The values of these uncertainties of the magnetic moments of the spacecraft elements during the operation of the spacecraft change within certain limits. In addition, strict restrictions are imposed on these changes in the values of the magnetic moments of the spacecraft elements to ensure the magnetic cleanliness of the entire spacecraft.

Therefore, an urgent problem is the develop of method for design of a model for predicting the far spacecraft magnetic field from measurements of the near magnetic field, which is robust to the spacecraft elements magnetic moments uncertainties and based on this model to calculate the parameters of compensating magnetic dipoles to improve the spacecraft magnetic cleanliness and its controllability in orbit.

The aim of the work is to develop the method for control by orbital spacecraft magnetic cleanliness based on multiple magnetic dipole models using compensation of the initial magnetic field with consideration of magnetic characteristics uncertainty to improve the spacecraft magnetic cleanliness and its controllability in orbit.

Statement of the problem. Consider as an example the general view of the «MicroSAT» spacecraft with the «Ionosat-Micro» instrumentation [2] shown in Fig. 1. On-board magnetometer FGM and three wave probes WP are fixed on the rods. Rod lengths are 2 m, the size of the spacecraft side is about 1 m. For this spacecraft the distance between the spacecraft and the installation point of the onboard magnetometer is more than three times greater than the size of the spacecraft, which makes it possible to adequately describe the spacecraft magnetic field using the multiple magnetic dipole models [11, 12].

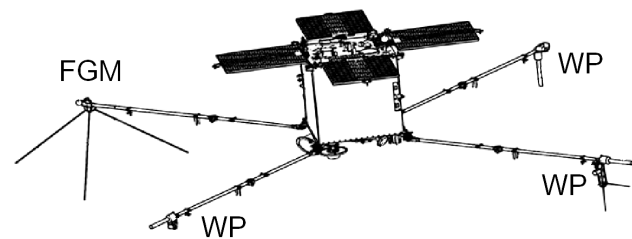


Fig. 1. Spacecraft «MicroSAT» with «Ionosat-Micro» instrumentation

The three-axis system of magnetic spacecraft attitude control and stabilization systems in the Earth orbit includes a three-component magnetic sensor (on-board magnetometer for the orientation of the spacecraft according to the Earth magnetic field and three special executive bodies – electromagnets for the formation of magnetic moments of the spacecraft of a certain magnitude and direction.

Magnetic orientation of spacecraft in the Earth orbit performed by the position control of the spacecraft only by the lines of force of the Earth magnetic field [1]

$$T = MB, \quad (1)$$

where T is the mechanical torque; M is the magnetic moment of the spacecraft; B is the Earth magnetic field.

The spacecraft magnetic moment M include the magnetic moment M_C of the actuator (electromagnet) of the spacecraft and its own magnetic moment M_S of the spacecraft

$$M = M_C + M_S. \quad (2)$$

The characteristics of the accuracy of electromagnetic systems are negatively affected by orientation magnetic moment M_S of the spacecraft itself and the magnetic field generated by spacecraft at the on-board magnetometer location point.

All technical objects elements undergo strict control for magnetic cleanliness and, as a rule, their preliminary demagnetization is performed. The components M_{nx} , M_{ny} , M_{nz} of the magnetic moment of all technical objects elements are measured before installation and meet the stringent requirements of magnetic cleanliness.

Then, the components B_{KX} , B_{KY} , B_{KZ} of technical object magnetic field at any point P_k of space with coordinates x_k , y_k , z_k in the form of the multiple magnetic dipole models of the technical object with the magnetic moment M_{nx} , M_{ny} , M_{nz} of N dipole located at the points of the space of the technical object with coordinates (x_n, y_n, z_n) , can be calculated [17]

$$\begin{bmatrix} B_{KX} \\ B_{KY} \\ B_{KZ} \end{bmatrix} = \mu_0 \sum_{n=1}^N \frac{1}{4\pi r'^5} \begin{bmatrix} 2x'^2 - y'^2 - z'^2 & & \\ & 3x'y' & \dots \\ & 3x'z' & \\ \dots & 2y'^2 - x'^2 - z'^2 & 3y'z' \\ & 3y'z' & 2z'^2 - y'^2 - x'^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} M_{nx} \\ M_{ny} \\ M_{nz} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Here the designations are introduced

$$x^i = x_k - x_n, \quad y^i = y_k - y_n,$$

$$z^i = z_k - z_n,$$

$$r' = ((x_k - x_n)^2 + (y_k - y_n)^2 + (z_k - z_n)^2)^{1/2}.$$

Then, for the known magnetic moments M_{nx} , M_{ny} , M_{nz} of the dipoles and the coordinates of their location (x_n, y_n, z_n) in the space of technical object, one can calculate magnetic moment of the spacecraft [1]

$$M_x = \sum_{l=1}^N M_{lx}, \quad M_y = \sum_{l=1}^N M_{ly}, \quad M_z = \sum_{l=1}^N M_{lz} \quad (4)$$

and the magnetic field B_{KX} , B_{KY} , B_{KZ} at any point of space with coordinates x_k , y_k , z_k including the installation point of the technical object onboard magnetometer.

All Ukrainian spacecraft after installing all the elements are examined for magnetic cleanliness at the magnetic measuring stand Anatolii Pidhornyi Institute of Mechanical Engineering Problems of the National Academy of Sciences of Ukraine. According to real measurements, the spacecraft magnetic moment and the magnetic field at the installation point of the onboard magnetometer are calculated. For this purpose, according to the data of measurements of the magnetic field in the near zone of the spacecraft, the real values of the moment vectors of the dipoles of the received M_n are restored. In this case, it is assumed that the coordinates of the location of the dipoles in the space of the spacecraft remain unchanged.

Let us introduce the vector X of the desired parameters, the components of which are the components M_{nx} , M_{ny} , M_{nz} – of the magnetic moment vectors M_n of

dipoles located at the given points P_n of the technical object with coordinates (x_n, y_n, z_n) .

For the given coordinates (x_n, y_n, z_n) of the location of the N dipoles based on (3), we calculate the vector of the Y_C prediction values of the magnetic field at the given measurement points with the coordinates x_k, y_k, z_k in the form of the following linear dependence

$$Y_C = AX, \quad (5)$$

where the elements of the matrix A are the elements of the matrix from expression (3) calculated for the given coordinates x_n, y_n, z_n of the location of the dipoles in the space of technical object and for the given coordinates x_k, y_k, z_k of the location of the measurement points.

Let us introduce the vector Y_M of measurements of the magnetic field, the components of which are measurements components B_{KX} , B_{KY} , B_{KZ} at the given points P_K of the space with coordinates (x_k, y_k, z_k) .

The mathematical model (5) should predict the magnetic field at the measurement points

$$Y_M = AX. \quad (6)$$

The number of unknown components of the vector X in (6) is equal to three times the number of dipoles, and the number of equations (dimension of vector Y_M) is equal to three times the number of measurement points. Usually, the number of equations in (6) exceeds the number of unknowns. To calculate this over determined system of linear equations, we use the generalized least squares method. Let us introduce the E vector of the discrepancy between the vector Y_M of the measured magnetic field and the vector Y_C of the predicted by model (5) magnetic field

$$E = Y_M - Y_C = Y_M - AX. \quad (7)$$

We write the objective function as the weighted sum of squared residuals between the measured Y_M and predicted Y_C by the model (5) values of the magnetic field

$$f(X) = E(X)^T W E(X) = (Y_M - AX)^T \times \dots \times W (Y_M - AX). \quad (8)$$

The minimum of this quadratic objective function (8), based on the necessary minimum condition

$$\partial f(X) / \partial X = 0 \quad (9)$$

calculated based on the expression

$$X = (A^T W A)^{-1} A^T W Y_M. \quad (10)$$

The weight matrix W takes into account the different importance of the error components between the measured Y_M and the predicted Y_C model (5) magnetic field values. If the inverse covariance matrix V of random errors vector E use as weight matrix W than generalized least squares method is the most effective in the class of linear unbiased estimates. If the components of the magnetic field measurement vector Y_M are not correlated with each other, then the weight matrix W diagonal. Then the generalized least squares method becomes the weighted least squares method.

If the technical object multiple magnetic dipole model (5) obtained on the basis of the vector Y_M of measured magnetic field is too rough, then on the basis of the vector Y_M of the measured magnetic field, not only the magnetic moments M_{nx} , M_{ny} , M_{nz} of the dipoles, but also their position in the space of the technical object with coordinates x_n, y_n, z_n can be calculated.

Let us consider the design of the technical object multiple magnetic dipole models only on the basis of the vector Y_M of the measured magnetic field. Let us introduce the vector of desired parameters X , the components of which are the desired values magnetic moments M_{nx}, M_{ny}, M_{nz} of the dipoles and coordinates x_n, y_n, z_n of their position in the space of the spacecraft.

We also introduce the vector G of uncertainty parameters of the magnetic moments of the technical object the components of which are the deviations during the operation of the technical object of the magnetic moments of the technical object elements from their central values, taken in the design of the control system for the magnetic field of the technical object. Then, based on (1), the initial nonlinear equation for the spacecraft multiple magnetic dipole model can be obtained.

$$Y_M = F(X, G). \quad (11).$$

Here, the vector nonlinear function $F(X, G)$ obtained on the basis of expression (3) with respect to the vector X of unknown variables, whose components are the desired values magnetic moments M_{nx}, M_{ny}, M_{nz} of the dipoles and coordinates x_n, y_n, z_n of their position in the space of the spacecraft and the vector G of the parameters of the uncertainties of the magnetic moments of the elements of the technical object.

In nonlinear equation (11) the number of unknown components of the vector X equal to six times the number N of dipoles, and the number of equations is equal to three times the number K of measurement points.

Let us introduce the E vector of the discrepancy between the vector Y_M of the measured magnetic field and the vector Y_C of the predicted by model (11) magnetic field

$$E(X, G) = Y_M - Y_C(X, G) = y_M - F(X, G). \quad (12)$$

We write the objective nonlinear function as the weighted sum of squared residuals between the measured and predicted by the model (12) values of the magnetic field

$$f(X, G) = (E(X, G))^T W E(X, G). \quad (13)$$

The nonlinear objective function (13) is obtained on the basis of expression (3) with respect to the vector X of unknown variables, whose components are the desired values magnetic moments M_{nx}, M_{ny}, M_{nz} of the dipoles and coordinates x_n, y_n, z_n of their position in the space of the spacecraft and the vector G of the parameters of the magnetic moments uncertainties of the spacecraft elements.

As a rule, when optimizing the nonlinear objective function (13),

$$X^\bullet = \arg \min f(X, G); \quad (14)$$

$$G^\bullet = \arg \max f(X, G), \quad (15)$$

it is necessary to take into account restrictions on the values of magnetic moments M_{nx}, M_{ny}, M_{nz} of the dipoles and coordinates x_n, y_n, z_n of their position in the space of the spacecraft. These restrictions can usually be written as vector inequalities

$$G(X, G) \leq G_{\max}. \quad (16)$$

Let's consider another approach to the design of spacecraft multiple magnetic dipole models. Usually the designer of the spacecraft knows the N of the elements of the technical object, which are the main sources of the initial magnetic field of the technical object. These are polarization

relays, batteries and high-frequency valves. The technical object designer knows the number N of these elements, the coordinates x_n, y_n, z_n of their location in the spacecraft space, as well as the nominal values M_{nx}, M_{ny}, M_{nz} of their magnetic moments. Then the vector Y_C of the magnetic field components B_{KX}, B_{KY}, B_{KZ} at the given points P_K of the space with coordinates x_k, y_k, z_k can be calculated based on spacecraft multiple magnetic dipole model (3).

Note that the values M_{nx}, M_{ny}, M_{nz} of the magnetic moments of these N main elements of the spacecraft can be refined on the basis of the vector Y_M of the measured magnetic field according to (2)–(6).

As a rule, the technical object multiple magnetic dipole models obtained in this way is a rather rough approximation to the actual magnetic range of the technical object. To refine this model, consider the following approach. Let's introduce more M dipoles with magnetic moment M_{mx}, M_{my}, M_{mz} located at the points P_m of the technical object with coordinates x_m, y_m, z_m . Let us introduce the vector of desired parameters X , the components of which are the desired values magnetic moments M_{mx}, M_{my}, M_{mz} of the M dipoles and coordinates x_m, y_m, z_m of their position in the space of the technical object. We also introduce the vector G of uncertainty parameters of the magnetic moments of the technical object. Then, based on the spacecraft multiple magnetic dipole models (1) can be calculated the vector $Y_A(X, G)$ of additional magnetic field, generated by only M additional dipoles at the measurement points.

$$Y_A(X, G) = F_A(X, G). \quad (17).$$

We introduce the vector Y_I of the initial magnetic field of the technical object, the components of which are the components of the magnetic field of the technical object calculated in this way at the measurement points generated by the main N elements of the technical object with known values of the magnetic moments and the coordinates of their location in the space of the technical object.

Then one can calculate the vector Y_R of resulting magnetic field generated by N dipoles with known magnetic moments nominal values M_{nx}, M_{ny}, M_{nz} and coordinates x_n, y_n, z_n of their location in the technical object space and generated by M additional dipoles with unknown magnetic moments M_{mx}, M_{my}, M_{mz} and unknown coordinates x_m, y_m, z_m of their location in the technical object space

$$Y_R(X, G) = Y_I + Y_A(X, G). \quad (18)$$

Then the problem (18) of calculated the vectors of unknown parameters of additionally introduced M dipoles can be solved similarly to the problem (13) of calculated the vector of unknown parameters of N dipoles for design of the technical object multiple magnetic dipole model.

Usually, the technical object magnetic cleanliness requirements are presented in the form of restrictions on the total magnetic moment of the technical object and the magnitude of the magnetic field at the installation point of the onboard magnetometer [6, 11]. If the magnetic properties of the spacecraft do not satisfy the overall magnetic cleanliness requirements magnetic compensation tests shall be conducted. According to the technical object multiple magnetic dipole model obtained in the form (13), it is possible to calculate the spacecraft far magnetic field components B_{KX}, B_{KY}, B_{KZ} , and in particular, at the point of

installation of the onboard magnetometer and technical object magnetic moments M_{nx} , M_{ny} , M_{nz} . Let us now consider the application of the developed technical object multiple magnetic dipole model to ensure the spacecraft magnetic cleanliness by introducing additional magnetic dipoles to compensate for the far magnetic field of the technical object, in particular, at the point of the onboard magnetometer installation [22–25].

To compensate for the initial magnetic field of the technical object, we introduce C magnetic dipoles with unknown magnetic moments M_{cx} , M_{cy} , M_{cz} located at C points P_c with unknown coordinates x_c, y_c, z_c .

Let us introduce the vector X of the desired parameters for solving the problem of compensating the initial magnetic field of the technical object, whose components are the oblique values of the magnetic moments M_{cx} , M_{cy} , M_{cz} and coordinates x_c, y_c, z_c of the location of the compensating magnetic dipoles in the technical object space. Then, for a given value of the vector X of the desired parameters of the compensating dipoles, based on (1), the vector $B_C(X)$ of the compensating magnetic field generated by all compensating dipoles at the installation point of the onboard magnetometer and the vector $M_C(X)$ of the compensating magnetic moment generated by all compensating dipoles can be calculated [26–30].

Then we calculated the vector $M_R(X, G)$ of resulting magnetic moment and vector $B_R(X, G)$ of resulting magnetic field generated at the installation point of the onboard magnetometer by the technical object elements and all compensating dipoles

$$M_R(X, G) = M(G) + M_C(X); \quad (19)$$

$$B_R(X, G) = B(G) + B_C(X). \quad (20)$$

Then the problem of calculated the coordinates x_c, y_c, z_c of spatial arrangement and magnetic moments M_{cx}, M_{cy}, M_{cz} of the compensating dipoles can be reduced to solving the problem of vector minimax optimization of resulting magnetic moment of the technical object and the resulting magnetic field at the installation point of the onboard magnetometer

$$X^\bullet = \arg \min M_R(X, G); \quad (21)$$

$$X^\bullet = \arg \min B_R(X, G); \quad (22)$$

$$G^\bullet = \arg \max M_R(X, G); \quad (23)$$

$$G^\bullet = \arg \max B_R(X, G). \quad (24)$$

This six-criteria minimax problem (21)–(24) can be reduced to a single-criteria problem by the following linear trade-off scheme

$$f(X, G) = (M_R(X, G))^T W_1 (M_R(X, G)) + \dots + (B_R(X, G))^T W_2 (B_R(X, G)), \quad (25)$$

where W_1 and W_2 are weight matrices.

Note that this approach is standard when designing of robust control, when the coordinates of the spatial arrangement and the magnitudes of the magnetic moments of the compensating dipoles are found from the conditions for minimizing the modulus of technical object magnetic field at the magnetometer installation point for the «worst» values of the magnetic moments of the elements of the technical object.

The developed technical object multiple magnetic dipole model can be used to calculate the most magnetically clean point at a given distance from the technical object to onboard magnetometer point [31–37]. Let's consider this approach. Let us set a limit on the maximum distance of the technical object onboard magnetometer in the form of a sphere of radius R

$$X^2 + Y^2 + Z^2 \leq R^2. \quad (26)$$

Let's solve the optimization problem

$$X^\bullet, Y^\bullet, Z^\bullet = \arg \min B(X, Y, Z). \quad (27)$$

With constraint (26) on the required variables. In this case, the technical object multiple magnetic dipole model in the objective function (27) calculated according (10) or (14) – (15).

At present, in order to improve the magnetic cleanliness, the onboard magnetometer is mounted on a boom 1–10 m long. Naturally, the length of this rod must be taken as small as possible [38–40]. Let us consider the application of the developed spacecraft multiple magnetic dipole models to calculate the minimum length of a boom, at the end of which an onboard magnetometer installed.

Let us set the installation direction of the onboard magnetometer in the spherical coordinate system in the form of the length of the radius R and two angles φ and θ . Then the X, Y, Z coordinates of the onboard magnetometer location in the orthogonal coordinate system associated with the spacecraft are calculated

$$Z = R \cos(\theta), \quad X = R \cos(\varphi) \sin(\theta), \quad (28)$$

$$Y = R \sin(\theta) \sin(\varphi).$$

Then, in order to calculate the minimum boom length R , at the end of which an on-board magnetometer is installed, it is necessary to solve a one-parameter optimization problem

$$R^\bullet = \arg \min B(R) R \cos(\varphi) \quad (29)$$

with restriction

$$B(R) \leq B_{\max}, \quad (30)$$

where B_{\max} is the maximum value of the magnetic field at the installation point of the on-board magnetometer.

The method for problem solving. The problem (10) is usually solved by finding the pseudo inverse matrix or LU decomposition of a matrix or the very effective Cholesky method [15]. If it is necessary to take into account the restrictions type (16) on the values of the magnetic moments of the dipoles, then this problem solved [41–44] as an optimization problem (14) – (15) with restrictions (16). A feature of this optimization problem is the quadratic objective function (8) and linear constraints. To solve such an optimization problem, an algorithm for sequential quadratic programming developed.

Let us represent (8) in the following form

$$f(x) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^l f_i(x)^2. \quad (31)$$

Gradient of this objective function represented as follows

$$\nabla f(x) = \nabla F(x) F(x), \quad (32)$$

where the Jacobian $\nabla F(x) = (\nabla f_1(x), \dots, \nabla f_l(x))$ of this function is indicated and it is assumed that the components of the objective function can be differentiated

twice. Then the matrix of second derivatives of the objective function – the Hesse matrix can be written in the following form

$$\nabla^2 f(x) = \nabla F(x) \nabla F(x)^T + B(x), \quad (33)$$

where

$$B(x) = \sum_{i=1}^l f_i(x) \nabla^2 f_i(x) \nabla^2 f_i(x). \quad (34)$$

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

$$\nabla^2 f(x_k) d + \nabla f(x_k) = 0, \quad (35).$$

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

$$\nabla F(x_k) \nabla F(x_k)^T d + B(x_k) d + \nabla F(x_k) F(x_k) = 0. \quad (36).$$

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

$$F(x^*) = (f_1(x^*), \dots, f_l(x^*))^T = 0, \quad (37)$$

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

$$\min_{d \in R^n} \left\| \nabla F(x_k)^T d + F(x_k) \right\|, \quad (38).$$

from which a recursive equation can be obtained for iteratively finding the vector of desired parameters,

$$x_{k+1} = x_k + \alpha_k d_k, \quad (39)$$

in which d_k is the solution of the optimization problem, and α_k is an experimentally determined parameter.

This algorithm uses the Gauss–Newton method, which is a traditional algorithm for solving the problem of the nonlinear least squares method, to calculate the direction of movement. In the general case, the Gauss–Newton method allows one to obtain a solution to the problem of sequential quadratic programming using only first-order derivatives, but in real situations it often cannot obtain a solution. Therefore, to improve convergence, second-order methods are used, in which the matrix of second derivatives of the objective function is used – the Hesse matrix when solving optimization problems without restrictions. Second-order algorithms, compared to first-order methods, make it possible to effectively obtain a solution in a region close to the optimal point, when the components of the gradient vector have sufficiently small values.

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

$$\nabla F(x_k) \nabla F(x_k)^T d + \lambda_k d + \nabla F(x_k) F(x_k) = 0. \quad (40)$$

One of the most promising methods of solving problems of this class is the use of stochastic multi-agent algorithms, which do not require the calculation of derivatives of the objective function, and are also much more effective than the simple multi-start method, since they use special heuristic methods to search for the optimum [45, 46]. Genetic algorithms, which are a universal tool for finding an optimal solution close to the global one, deserve special attention, and they work equally

well for both discrete and continuous parameter values. The particle swarm optimization method, which simulates the social behavior of individuals in a flock, has a higher speed of convergence to the optimum, but when the number of varied parameters increases, as practice shows, the probability of stopping the search near one of the local optima increases. To date, a large number of particle swarm optimization algorithms have been developed – PSO algorithms based on the basic ideas of the collective intelligence of particle swarms, such as the gbest PSO and lbest PSO algorithms. Practically all these algorithms described by the following expression for changing the position and speed of movement of that particle

$$v_{ij}(t+1) = v_{ij}(t) + c_1 r_{1j}(t) [y_{ij}(t) - x_{ij}(t)] + \dots \dots + c_2 r_{2j}(t) [y_j^*(t) - x_{ij}(t)]; \quad (41)$$

$$x_{ij}(t+1) = x_{ij}(t) + v_{ij}(t+1), \quad (42)$$

where $x_{ij}(t)$, $v_{ij}(t)$ are the position and speed of the particle i in the swarm j ; c_1 and c_2 are positive constants that determine the weights of the cognitive and social components of the speed of particle movement; $r_{1j}(t)$ and $r_{2j}(t)$ are random numbers from the range $[0, 1]$, which determine the stochastic component of the particle speed component.

Here $y_{ij}(t)$ and y_j^* the best local and global positions of that particle i are found, respectively, by only one particle and all swarm particles, which are analogs of the local optimum determined by that particle and the global optimum determined by all swarm particles.

In the standard particle swarm optimization algorithm [45, 46] particle velocities change according to linear laws [47, 48]. To increase the speed of finding a global solution, special nonlinear stochastic multi-agent optimization algorithms [49, 50], in which the movement of a particle i of a swarm j is described by the following expressions

$$v_{ij}(t+1) = w_j v_{ij}(t) + \dots \dots + c_1 r_{1j}(t) H(p_{1j} - \varepsilon_{1j}(t)) [y_{ij}(t) - x_{ij}(t)] + \dots \dots + c_2 r_{2j}(t) H(p_{2j} - \varepsilon_{2j}(t)) [y_j^*(t) - x_{ij}(t)] \quad (43)$$

Heaviside function H is used as an option for switching the particle motion according to the local $y_{ij}(t)$ and global $y_j^*(t)$ optimum.

Parameters of switching the cognitive p_{1j} and social p_{2j} components of the speed of particle movement in accordance with the local and global optimum; $\varepsilon_{1j}(t)$ and $\varepsilon_{2j}(t)$ random numbers and determine the parameters of switching the particle motion according to the local and global optimum. If $p_{1j} < \varepsilon_{1j}(t)$ and $p_{2j} < \varepsilon_{2j}(t)$ then the speed of movement of particle i of swarm j does not change at a step and the particle moves in the same direction as in the previous optimization step.

During their movement, the particles try to improve the solution they found earlier and exchange information with their neighbors, due to which they find the global optimum in a smaller number of iterations. The advantage of these methods over classical gradient optimization methods is also that they do not require the calculation of the derivatives of the objective function, they are practically insensitive to the proximity of the initial approximation to the desired solution, and allow for easier consideration of various restrictions when finding global optimum.

Note that the search algorithm for the vector G that maximizes the objective function (15) is described by the same expressions (42). However, in contrast to the search for the vector X_s which minimizes the objective function (7), $y_{ij}(t)$ and y_j are the best local and global positions, which maximizes the objective function (15).

Optimization results. Let us consider the application of the developed method for solving the problem of ensuring the magnetic cleanliness of the «Sich-2-1» spacecraft. Based on the experimental measured magnetic field generated by «Sich-2-1» spacecraft, performed in 2021 by researchers Sergey Petrov and Anatoliy Erisov of the Department of Magnetism of Technical Objects, calculations of the characteristics of the spacecraft magnetic cleanliness carried out.

The experimentally measured value of the total magnetic moment of spacecraft is equal $M = [0.24, 0.5, 0.4]$. The dispersion of the magnetic field prediction error in this case is $D = 7560.6$. The value of the experimentally measured magnetic moment of the spacecraft implies the presence of several dipoles located in the space of the spacecraft. In the calculation it is assumed that the model of the magnetic field of the spacecraft represents one dipole located at the origin of the spacecraft.

Based on the experimental measured magnetic field at first the spacecraft magnetic field model was presented as a single dipole located in the center of the spacecraft. To calculate the vector of moments of this dipole on the basis of (6), the inverse matrix of 3×3 size was calculated. Based on the vector of the measured magnetic field of the spacecraft Y_M , the moments of this single dipole $M = [0.2400, 0.5000, 0.4000]$ were calculated. The dispersion of the magnetic field prediction error in this case is $D = 7272.7$.

Then the magnitude of the magnetic moment of this single dipole, located at the center of the spacecraft, calculated by solving the problem of unconstrained optimization (9) unlimited (12). The values of the magnetic moments of the spacecraft, calculated by the expression (6) using the inverse matrix, and those calculated in the course of solving the optimization problem (9) coincide.

Note that when calculating the magnetic moment of the spacecraft in the form of a solution to the optimization problem (9), one can also take into account the restrictions on the values of the components of the vector of the magnetic moments of the spacecraft.

Let us now consider the mathematical model of the magnetic field of the spacecraft in the form of a single dipole, the location coordinates of which in the space of the spacecraft also need to be calculated. For the calculated value of the moment $M = [0.2664, 0.1641, 0.1434]$ and coordinates $P = [0.2158, -0.4136, 0.0859]$ of the location of such a single dipole, the prediction error variance is $D = 3239.8$. Note that the location of the only dipole not at the origin of the coordinates, but at the point with the optimal coordinates made it possible to reduce the dispersion of the magnetic field prediction by a factor of 2.3337.

If, when solving the problem of optimizing the values of the magnetic moments and the coordinates of the location of one dipole, we introduce restrictions on the magnitude of the dipole moments in the form of restrictions $[-0.8, -0.8, -0.8] \leq M \leq [0.8, 0.8, 0.8]$, optimal values of the moments $M = [0.2388, 0.1921, 0.1258]$ and coordinates $P = [0.2056, -0.4146, 0]$ of the

location of such a single dipole, the prediction error variance is $D = 3325.1$. Thus, under restrictions on the magnitude of the dipole moments, the optimum values of the magnetic moments are at the limits and, in this case, the dispersion increases by a factor of 2.2738.

Let us now consider the model of the spacecraft magnetic field in the form of two dipoles. If, when solving the problem of optimizing the values of the magnetic moments and the coordinates of the location of two dipoles, we introduce restrictions on the magnitude of the dipole moments in the form of restrictions $[-0.8, -0.8, -0.8] \leq M \leq [0.8, 0.8, 0.8]$, optimal values of the moments $M1 = [0.3538, -0.0326, -0.0345]$ and $M2 = [-0.6137, 0.6695, -0.2802]$ and the coordinates $P1 = [0.3090, -0.3080, 0.0867]$ and $P2 = [-0.0657, -0.0789, -0.3908]$ of the location of two dipoles, the dispersion the prediction error is $D = 1203.4$. Thus, under restrictions on the magnitude of the two dipoles moments, the optimum values of the magnetic moments are at the limits and, in this case, the dispersion increases by a factor of 6.2827.

Let us now consider the design of the spacecraft magnetic field model for the most common case, when the coordinates and magnetic moments of the magnetic field sources, which are the main sources of the initial spacecraft magnetic field, are preliminarily set. In particular, consider an example in the form of six dipoles,

$$\begin{aligned} M1 &= [-0.6119, 0.6682, -0.2796], \\ M2 &= [0.0787, -0.0356, -0.0337], \\ M3 &= [0.0915, -0.0015, -0.0137], \\ M4 &= [0.0893, -0.0322, -0.0104], \\ M5 &= [0.0314, 0.0137, -0.0076], \\ M6 &= [0.0621, 0.0233, 0.0312], \\ P1 &= [-0.0664, -0.0790, -0.3903], \\ P2 &= [0, 0, 0], \\ P3 &= [0, 0, 0], \\ P4 &= [0, 0, 0], \\ P5 &= [0, 0, 0], \\ P6 &= [0.3092, -0.3083, 0.0870]. \end{aligned}$$

For these six dipoles, the dispersion of the prediction error is $D = 1203.4$.

Figure 2 shows the spatial arrangement of the modules of the measured and predicted magnetic field and the deviation between the measured and predicted magnetic field for six dipoles.

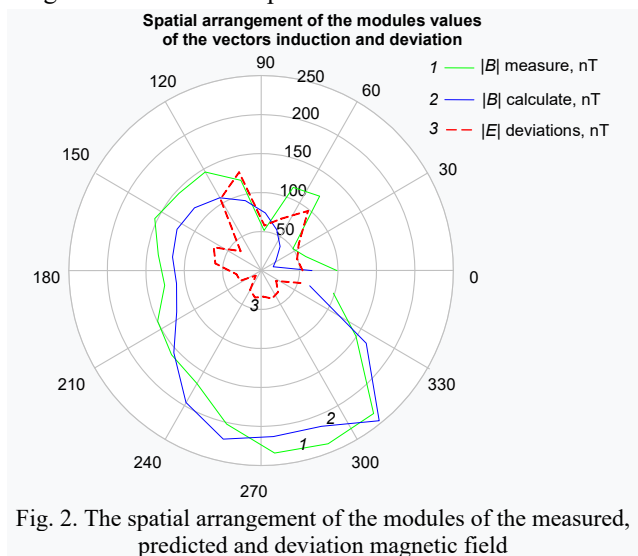


Fig. 2. The spatial arrangement of the modules of the measured, predicted and deviation magnetic field

Using the developed spacecraft magnetic field model, the spacecraft magnetic moment $M = [-0.2619, 0.6356, -0.3112]$ was calculated and the magnetic field $B = [5.0638, 13.7326, 2.5545]$ was predicted at the installation point of the onboard magnetometer. As a result of solving the problem of compensation for the initial magnetic field of the spacecraft, the magnetic moments $M1 = [0.6119, -0.6682, 0.2796]$ and $M2 = [-0.0621, -0.0233, -0.0312]$ and coordinates $P1 = [-0.0664, -0.0790, -0.3903]$ and $P2 = [0.3092, -0.3083, 0.0870]$ of two compensation dipoles were calculated.

The calculated value of the resulting spacecraft magnetic moment $M = [0.0246, -0.0566, 0.0363]$ and the predicted resulting magnetic field $B = [1.3506, -3.702, 0.6872]$ at the installation point of the onboard magnetometer show that due to the introduction of two compensating dipoles, it was possible to reduce the magnitude of the resulting spacecraft magnetic moment by a factor of 6.21 and also to reduce the value of the predicted resulting magnetic field at the point of installation of the onboard magnetometer by a factor of 3.7.

Conclusions.

1. Method for control by orbital spacecraft magnetic cleanliness based on multiple magnetic dipole models using compensation of the initial magnetic field with consideration of magnetic characteristics uncertainty developed.

2. Magnetic moments and coordinates values of orbital spacecraft multiple magnetic dipole models calculated based the solution of nonlinear minimax optimization problem. Nonlinear objective function calculated as the weighted sum of squared residuals between the measured and predicted magnetic field. Values of magnetic moments and coordinates of placement of compensating magnetic dipoles for compensation of the orbital spacecraft initial magnetic field also calculated as solution of nonlinear minimax optimization problem. Solutions of this both nonlinear minimax optimization problems calculated based on particle swarm nonlinear optimization algorithms.

3. The developed method for control by orbital spacecraft magnetic cleanliness allows at the design stage to calculate the multiple magnetic dipole models and based on its to calculate the parameters of compensating magnetic dipoles to improve the spacecraft magnetic cleanliness and its controllability in orbit.

Acknowledgments. The authors express their gratitude to the researcher Anatolii Erisov of the department of magnetism of technical object of Anatolii Pidhornyi Institute of Mechanical Engineering Problems of the National Academy of Sciences of Ukraine for the kindly provided materials on the results of experimental measured magnetic field generated by elements and «Sich-2-1» spacecraft and also for numerous discussions that allowed the authors to improve the article manuscript.

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

REFERENCES

1. Rozov V.Yu., Getman A.V., Petrov S.V. Spacecraft magnetism. *Technical Electrodynamics. Thematic issue «Problems of modern electrical engineering»*, 2010, part 2, pp. 144-147. (Rus).
2. Droughts S.A., Fedorov O.P. Space project Ionosat-Micro. Monograph. Kyiv, Akadempriodika Publ., 2013. 218 p. (Rus).
3. Birsan M., Holtham P., Carmen. Using global optimisation techniques to solve the inverse problem for the computation of

the static magnetic signature of ships. *Defense Research Establishment Atlantic*, 9 Grove St., PO Box 1012, Dartmouth, Nova Scotia, B2Y 3Z7, Canada.

4. Acuña M.H. *The design, construction and test of magnetically clean spacecraft – a practical guide*. NASA/GSFC internal report. 2004.
5. Junge A., Marliani F. Prediction of DC magnetic fields for magnetic cleanliness on spacecraft. *2011 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2011, pp. 834-839. doi: <https://doi.org/10.1109/IEMC.2011.6038424>.
6. ECSS-E-HB-20-07A. *Space engineering: Electromagnetic compatibility hand-book*. ESA-ESTEC. Requirements & Standards Division. Noordwijk, Netherlands, 2012. 228 p.
7. Lynn G.E., Hurt J.G., Harriger K.A. Magnetic control of satellite attitude. *IEEE Transactions on Communication and Electronics*, 1964, vol. 83, no. 74, pp. 570-575. doi: <https://doi.org/10.1109/TCOME.1964.6539511>.
8. Junge A., Trougnou L., Carrubba E. Measurement of Induced Equivalent Magnetic Dipole Moments for Spacecraft Units and Components. *Proceedings ESA Workshop Aerospace EMC 2009 ESA WPP-299*, 2009, vol. 4, no. 2, pp. 131-140.
9. Mehlem K., Wiegand A. Magnetostatic cleanliness of spacecraft. *2010 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2010, pp. 936-944. doi: <https://doi.org/10.1109/APEMC.2010.5475692>.
10. Messidoro P., Braghin M., Grande M. Magnetic cleanliness verification approach on tethered satellite. *16th Space Simulation Conference: Confirming Spaceworthiness into the Next Millennium*, 1991, pp. 415-434.
11. ECSS-E-HB-20-07C. *Space engineering: Electromagnetic compatibility hand-book*. ESA-ESTEC. Requirements & Standards Division. Noordwijk, Netherlands, 2012. 91 p.
12. Rozov V.Yu., Dobrodeev P.N., Volokhov S.A. Multipole model of a technical object and its magnetic center. *Technical Electrodynamics*. 2010, no 2, pp. 98-104.
13. Mehlem K., Narvaez P. Magnetostatic cleanliness of the radioisotope thermoelectric generators (RTGs) of Cassini. *1999 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1999, vol. 2, pp. 899-904. doi: <https://doi.org/10.1109/IEMC.1999.810175>.
14. Eichhorn W.L. *Magnetic dipole moment determination by near-field analysis*. Goddard Space Flight Center. Washington, D.C., National Aeronautics and Space Administration, 1972. NASA technical note, D 6685. 87 p.
15. Matsushima M., Tsunakawa H., Iijima Y., Nakazawa S., Matsuoka A., Ikegami S., Ishikawa T., Shibuya H., Shimizu H., Takahashi F. Magnetic Cleanliness Program Under Control of Electromagnetic Compatibility for the SELENE (Kaguya) Spacecraft. *Space Science Reviews*, 2010, vol. 154, no. 1-4, pp. 253-264. doi: <https://doi.org/10.1007/s11214-010-9655-x>.
16. Boghosian M., Narvaez P., Herman R. Magnetic testing, and modeling, simulation and analysis for space applications. *2013 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2013, pp. 265-270. doi: <https://doi.org/10.1109/IEMC.2013.6670421>.
17. Mehlem K. Multiple magnetic dipole modeling and field prediction of satellites. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1978, vol. 14, no. 5, pp. 1064-1071. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.1978.1059983>.
18. Martynenko G. Analytical Method of the Analysis of Electromagnetic Circuits of Active Magnetic Bearings for Searching Energy and Forces Taking into Account Control Law. *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2020, pp. 86-91. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250138>.
19. Martynenko G., Martynenko V. Rotor Dynamics Modeling for Compressor and Generator of the Energy Gas Turbine Unit with Active Magnetic Bearings in Operating Modes. *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, 2020, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240781>.
20. Ostroverkhov M., Trinchuk D. Increasing the Efficiency of Electric Vehicle Drives with Supercapacitors in Power Supply.

- 2020 *IEEE 7th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, 2020, pp. 258-261. doi: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160291>.
21. Ostroverkhov N., Buryk N. Control System with Field Weakening of Synchronous Motor Drive. *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, 2020, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240903>.
22. Chen C.S., Reutskiy S.Y., Rozov V.Y. The method of the fundamental solutions and its modifications for electromagnetic field problems. *Computer Assisted Mechanics and Engineering Sciences*, 2009, vol. 16, no. 1, pp. 21-33.
23. Rozov V.Y., Pelevin D.Y., Pielievina K.D. External magnetic field of urban transformer substations and methods of its normalization. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2017, no. 5, pp. 60-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.5.10>.
24. Rozov V.Yu., Reutskiy S.Yu., Pelevin D.Ye., Kundius K.D. Approximate method for calculating the magnetic field of 330-750 kV high-voltage power line in maintenance area under voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 71-77. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.12>.
25. Rozov V.Yu., Kundius K.D., Pelevin D.Ye. Active shielding of external magnetic field of built-in transformer substations. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 24-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.3.04>.
26. Tytiuk V., Chorny O., Baranovskaya M., Serhienko S., Zachepa I., Tsvirkun L., Kuznetsov V., Tryputen N. Synthesis of a fractional-order PI^λD^μ-controller for a closed system of switched reluctance motor control. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2019, no. 2 (98), pp. 35-42. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.160946>.
27. Zagirnyak M., Serhienko S., Chorny O. Innovative technologies in laboratory workshop for students of technical specialties. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, 2017, pp. 1216-1220. doi: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100446>.
28. Chorny O., Serhienko S. A virtual complex with the parametric adjustment to electromechanical system parameters. *Technical Electrodynamics*, 2019, pp. 38-41. doi: <https://doi.org/10.15407/techmed2019.01.038>.
29. Shchur I., Kasha L., Bukavyn M. Efficiency Evaluation of Single and Modular Cascade Machines Operation in Electric Vehicle. *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 156-161. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235413>.
30. Shchur I., Turkovskiy V. Comparative Study of Brushless DC Motor Drives with Different Configurations of Modular Multilevel Cascaded Converters. *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 447-451. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235473>.
31. Solomentsev O., Zaliskyi M., Averyanova Y., Ostroumov I., Kuzmenko N., Sushchenko O., Kuznetsov B., Nikitina T., Tserne E., Pavlikov V., Zhyla S., Dergachov K., Havrylenko O., Popov A., Volosyuk V., Ruzhentsev N., Shmatko O. Method of Optimal Threshold Calculation in Case of Radio Equipment Maintenance. *Data Science and Security. Lecture Notes in Networks and Systems*, 2022, vol. 462, pp. 69-79. doi: https://doi.org/10.1007/978-981-19-2211-4_6.
32. Ruzhentsev N., Zhyla S., Pavlikov V., Volosyuk V., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Ostroumov I., Kuzmenko N., Dergachov K., Sushchenko O., Averyanova Y., Zaliskyi M., Solomentsev O., Havrylenko O., Kuznetsov B., Nikitina T. Radio-Heat Contrasts of UAVs and Their Weather Variability at 12 GHz, 20 GHz, 34 GHz, and 94 GHz Frequencies. *ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics, and Communications*, 2022, vol. 20, no. 2, pp. 163-173. doi: <https://doi.org/10.37936/ecti-ec.2022202.246878>.
33. Havrylenko O., Dergachov K., Pavlikov V., Zhyla S., Shmatko O., Ruzhentsev N., Popov A., Volosyuk V., Tserne E., Zaliskyi M., Solomentsev O., Ostroumov I., Sushchenko O., Averyanova Y., Kuzmenko N., Nikitina T., Kuznetsov B. Decision Support System Based on the ELECTRE Method. *Data Science and Security. Lecture Notes in Networks and Systems*, 2022, vol. 462, pp. 295-304. doi: https://doi.org/10.1007/978-981-19-2211-4_26.
34. Shmatko O., Volosyuk V., Zhyla S., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Ostroumov I., Kuzmenko N., Dergachov K., Sushchenko O., Averyanova Y., Zaliskyi M., Solomentsev O., Havrylenko O., Kuznetsov B., Nikitina T. Synthesis of the optimal algorithm and structure of contactless optical device for estimating the parameters of statistically uneven surfaces. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2021, no. 4, pp. 199-213. doi: <https://doi.org/10.32620/reks.2021.4.16>.
35. Volosyuk V., Zhyla S., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Dergachov K., Havrylenko O., Ostroumov I., Kuzmenko N., Sushchenko O., Averyanova Y., Zaliskyi M., Solomentsev O., Kuznetsov B., Nikitina T. Optimal Method for Polarization Selection of Stationary Objects Against the Background of the Earth's Surface. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, 2022, vol. 68, no. 1, pp. 83-89. doi: <https://doi.org/10.24425/ijet.2022.139852>.
36. Gal'chenko V.Y., Vorob'ev M.A. Structural synthesis of attachable eddy-current probes with a given distribution of the probing field in the test zone. *Russian Journal of Nondestructive Testing*, Jan. 2005, vol. 41, no. 1, pp. 29-33. doi: <https://doi.org/10.1007/s11181-005-0124-7>.
37. Halchenko V.Y., Ostapushchenko D.L., Vorobyov M.A. Mathematical simulation of magnetization processes of arbitrarily shaped ferromagnetic test objects in fields of given spatial configurations. *Russian Journal of Nondestructive Testing*, Sep. 2008, vol. 44, no. 9, pp. 589-600. doi: <https://doi.org/10.1134/S1061830908090015>.
38. Zhyla S., Volosyuk V., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Havrylenko O., Kuzmenko N., Dergachov K., Averyanova Y., Sushchenko O., Zaliskyi M., Solomentsev O., Ostroumov I., Kuznetsov B., Nikitina T. Practical imaging algorithms in ultra-wideband radar systems using active aperture synthesis and stochastic probing signals. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2023, no. 1, pp. 55-76. doi: <https://doi.org/10.32620/reks.2023.1.05>.
39. Chystiakov P., Chorny O., Zhautikov B., Sivyakova G. Remote control of electromechanical systems based on computer simulators. *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 2017, pp. 364-367. doi: <https://doi.org/10.1109/mees.2017.8248934>.
40. Zagirnyak M., Bisikalo O., Chorna O., Chorny O. A Model of the Assessment of an Induction Motor Condition and Operation Life, Based on the Measurement of the External Magnetic Field. *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kharkiv, 2018, pp. 316-321. doi: <https://doi.org/10.1109/ieps.2018.8559564>.
41. Maksymenko-Sheiko K.V., Sheiko T.I., Lisin D.O., Petrenko N.D. Mathematical and Computer Modeling of the Forms of Multi-Zone Fuel Elements with Plates. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 4, pp. 32-38. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.04.032>.
42. Hontarovskyi P.P., Smetankina N.V., Ugrimov S.V., Garmash N.H., Melezhyk I.I. Computational Studies of the Thermal Stress State of Multilayer Glazing with Electric Heating. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 1, pp. 14-21. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.02.014>.
43. Kostikov A.O., Zevin L.L., Krol H.H., Vorontsova A.L. The Optimal Correcting the Power Value of a Nuclear Power Plant Power Unit Reactor in the Event of Equipment Failures. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 3, pp. 40-45. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.03.040>.

44. Rusanov A.V., Subotin V.H., Khoryev O.M., Bykov Y.A., Korotaiev P.O., Ahibalov Y.S. Effect of 3D Shape of Pump-Turbine Runner Blade on Flow Characteristics in Turbine Mode. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 4, pp. 6-14. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.04.006>.
45. Ummels M. *Stochastic Multiplayer Games Theory and Algorithms*. Amsterdam University Press, 2010. 174 p.
46. Shoham Y., Leyton-Brown K. *Multiagent Systems: Algorithmic, Game-Theoretic, and Logical Foundations*. Cambridge University Press, 2009. 504 p.
47. Sushchenko O., Averyanova Y., Ostroumov I., Kuzmenko N., Zaliskyi M., Solomentsev O., Kuznetsov B., Nikitina T., Havrylenko O., Popov A., Volosyuk V., Shmatko O., Ruzhentsev N., Zhyla S., Pavlikov V., Dergachov K., Tserne E. Algorithms for Design of Robust Stabilization Systems. *Computational Science and Its Applications – ICCSA 2022. ICCSA 2022. Lecture Notes in Computer Science*, 2022, vol. 13375, pp. 198-213. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-10522-7_15.
48. Zhyla S., Volosyuk V., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Havrylenko O., Kuzmenko N., Dergachov K., Averyanova Y., Sushchenko O., Zaliskyi M., Solomentsev O., Ostroumov I., Kuznetsov B., Nikitina T. Statistical synthesis of aerospace radars structure with optimal spatio-temporal signal processing, extended observation area and high spatial resolution. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2022, no. 1, pp. 178-194. doi: <https://doi.org/10.32620/reks.2022.1.14>.
49. Xin-She Yang, Zhihua Cui, Renbin Xiao, Amir Hossein Gandomi, Mehmet Karamanoglu. *Swarm Intelligence and Bio-*

Inspired Computation: Theory and Applications, Elsevier Inc., 2013. 450 p.

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

Received 30.11.2022

Accepted 13.03.2023

Published 01.09.2023

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

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

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

K.V. Chunikhin¹, PhD, Research Scientist,

V.V. Kolomiets², PhD, Assistant Professor,

B.B. Kobylanskyi², PhD, Associate Professor,

¹ Anatolii Pidhornyi Institute of Mechanical Engineering Problems of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2/10, Pozharskogo Str., Kharkiv, 61046, Ukraine,

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

² Educational scientific professional pedagogical Institute of Ukrainian Engineering Pedagogical Academy,

9a, Nosakov Str., Bakhmut, Donetsk Region, 84511, Ukraine, e-mail: nnpipiipa@ukr.net

How to cite this article:

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Method for control by orbital spacecraft magnetic cleanliness based on multiple magnetic dipole models with consideration of their uncertainty. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 47-56. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.07>

В.В. Князєв

Визначення ймовірності удару блискавки в елементи об'єкта з урахуванням статистичного розподілу сили струму

В роботі розглянуто застосування методу «сфери що котиться» до об'єктів інфраструктури у вигляді території, яка включає будівлі та споруди довільної форми. Запропоновано алгоритм урахування статистичного розподілу ймовірності сили струму блискавки для визначення ймовірності влучення блискавки у елементи об'єкту. Визначено, що не урахування цього аспекту у сучасних нормативних документах, призводить до суттєвих помилок. Такий підхід надасть можливість оптимізувати схему розміщення блискавкоприймачів під час відновлення об'єктів з урахуванням зеленої реконструкції. Бібл. 21, табл. 2, рис. 1.

Ключові слова: блискавкозахист, оцінка ризику, RSM – метод сфери що котиться, об'єкт довільної форми, розподіл ймовірності сили струму блискавки, площа стягування.

Постановка проблеми. Широке застосування на виробництві та побуті різних технічних засобів, оснащених електронними елементами контролю, прийняття рішень та управління, зумовлює більш ретельно підходити до визначення необхідності оснащення об'єктів системами захисту (Lightning Protection System – LPS) від негативних наслідків ударів блискавки. Такі системи повинні забезпечувати задану ймовірність перехоплення блискавки та зниження рівнів напруги та струму, що виникають у гальванічних зв'язках об'єкта, внаслідок удару блискавки. Міжнародні стандарти ІЕС серії 62305 [1-3] вимагають здійснення такої оцінки, але запропоновані в них методи, основані на визначенні зон захисту, не дозволяють вирішити проблему повною мірою. У цих стандартах наведено зони лише для обмеженої групи блискавкоприймачів, та не враховується розподіл ймовірності сили струму блискавки, наявність інших будівель і споруд, які знаходяться поряд. Регламентований метод «сфери що котиться» (Rolling Sphere Method – RSM) потенційно може бути використане для уточнення розрахункової оцінки ймовірності влучення блискавки в елементи об'єкту.

Аналіз останніх досліджень й публікацій. Сучасний підхід визначення вимог до LPS будівель та споруд регламентується міжнародними стандартами [1-3]. Стандарт [2] визначає алгоритм оцінки величини ризику, внаслідок можливого удару блискавки у будівлю чи споруду тощо (далі – об'єкт). Ризик R , визначений як ймовірна середня щорічна втрата на об'єкті через спалахи блискавки, залежить від [2]:

- щорічного числа спалахів блискавок, які мають дію на об'єкт;
- ймовірності пошкодження від дії однієї з цих блискавок;
- середньої кількості непрямих втрат.

За результатами оцінки ризику приймається рішення про необхідність улаштування системи LPS та вимоги до її рівня захисту. Доземні спалахи блискавки, що діють на об'єкт, може бути розділено на:

- спалахи, що влучили у об'єкт;
- спалахи, що влучили поблизу об'єкту, безпосередньо до лінії електричного живлення, телекомунікаційної лінії, або поблизу ліній.

Число блискавок, що впливають на об'єкт, залежить від густини доземних спалахів блискавки у регіоні, де знаходяться об'єкт. У пункті 4.1.1 [2] визначено що зворотній струм блискавки є першоджерелом пошкоджень. Серед факторів, які впливають на компоненти

ризик є кількість небезпечних подій [2]. Середнє річне число небезпечних подій N , які діють на об'єкт внаслідок спалахів блискавки, залежить від грозової активності у регіоні, де розташовано об'єкт, та від його геометричних та фізичних характеристик. Для розрахунку значення N , зазвичай множать густину доземних спалахів блискавки N_G на еквівалентну площу збирання будівлі (споруди), беручи до уваги корегуючі коефіцієнти.

Густина доземних спалахів блискавки N_G – це число спалахів блискавки на 1 км^2 протягом року. Ця величина зазвичай є доступною від мереж локації блискавок та щорічно коригується. За відсутності даних щодо значень N_G , для середніх широт північної півкулі Землі цей показник може бути оцінено як [2]:

$$N_G \approx 0,1 T_D, \quad (1)$$

де T_D – число грозових днів протягом року (який можна отримати з ізокераунічних мап).

Слід вказати, що у наш час існують більш точні методи визначення N_G , тому використання грозових днів пропонується [4] змінити на:

$$N_G = 0,25 \cdot N_t,$$

де N_t – загальна густина оптично виявлених спалахів на км^2 протягом року, отримана з [5].

Стандарт [3] регламентує можливість застосування методу RSM для побудови зон захисту LPS. Радіус сфери залежить від класу споруди. Зрозуміло, що для класу I потрібен найвищий рівень захисту, тому радіус сфери визначено найменшим (дорівнює 20 м). Приклади застосування такого підходу представлено у [6-11]. Відмічено, що розраховані зони відрізняються від зон, які визначено за методом захисного кута. Це протиріччя вимагає надати оцінку який метод є більш коректним. Внаслідок багаторічної дискусії визначено можливість застосовувати обидва методи, а вибір здійснює проектувальник. Так сталося тому, що доказів безумовної достовірності не має жоден з цих методів. Зони захисту за методом захисного кута не можуть бути обґрунтовані лабораторними експериментами, результати яких неоднозначні. Встановлено, що результати модельних випробувань сильно залежать від довжини іскрового розряду, що використовується, від полярності імпульсної напруги і його часових параметрів. Крім того, захисні властивості зони не підтверджуються досвідом експлуатації блискавковододів різної висоти.

Метод RSM має суттєві переваги тому, що дозволяє розрахувати зони для об'єктів довільної форми, врахувати колективну дію блискавкоприймачів, у тому числі природних. Розрахунки підтверджують більш

високу ефективність системи блискавкоприймачів у порівнянні з поодиноким, внаслідок зменшення площі стягування. Однак, метод у стандартизованому виді не враховує наявність зустрічних лідерів від елементів об'єкту. Які безумовно впливають на місце влучення блискавки, але також мають стохастичну природу. Спроби врахування зустрічних лідерів представлено у [12, 13]. Отримані результати мають певну цінність щодо розвитку методів, але поки не знайшли відображення у стандартах. Тому, вплив зустрічних лідерів не може бути враховане проєктантами LPS.

Слід додатково відмітити, що метод RSM дозволяє враховувати будь який радіус сфери, який визначається силою зворотного струму блискавки. Саме цей нюанс використане у роботі, про що наведено далі. Для однозначного розуміння змісту роботи, обговоримо низку важливих моментів.

До висоти орієнтування H_{at} траєкторії блискавок не детерміновані та їх голівки з рівномірною щільністю заповнюють площину орієнтування. Далі все залежить від стану земної поверхні. З найбільшою ймовірністю блискавка піде далі вниз по найкоротшій відстані, але навіть у лабораторних проміжках чітко фіксується розкид траєкторій довгої іскри та розкид пробивної напруги. Канали блискавок, що прямують до блискавководу та до незбуреної поверхні землі, як правило, віддалені на відстані в десятки метрів і більше. Тому, взаємний вплив їх електричних полів один на одного незначний, і розвиток кожного з каналів слід вважати незалежним від інших. Для таких процесів добре розвинена теорія ймовірності. За її законами, ймовірність пробою одного з двох розрядних проміжків – до блискавководу та до поверхні землі, крім геометричних розмірів, визначається єдиним параметром – стандартом розкиду пробивної напруги σ , що є стандартом орієнтування, він мало змінюється з довжиною багатометрового проміжку і тому може бути запозичений з лабораторних вимірювань, де його відносна величина близька до 0,1. Зрозуміло, що наявність стандарту орієнтування обумовлює відомий факт удару блискавки у бокові поверхні будівель та споруд. Цей аспект не враховує стандартизований метод RSM. Але, що ймовірність не потрібне враховувати для споруд за висоти менш ніж 60 м [3].

Для проєктування системи блискавкозахисту, серед інших характеристик, важливо оцінити очікувану кількість ударів N_s за певний період (зазвичай 1 рік) у територію об'єкту та визначити ймовірнісні статистичні розподіли ударів блискавки у його елементи. Зрозуміло, що кількість ударів залежить від N_G та площі стягування S_{at} . Для ізольованих будівель (споруд) на рівнинній місцевості S_{at} є площею, що визначається перетином між поверхнею землі та прямою під нахилом $1/3$, яка є дотичною до найвищих точок будівлі (споруди) та яка обертається навколо них [2]. Визначення розміру S_{at} може бути виконано графічно або математично. Для математичного визначення S_{at} у стандарті [2, формула А.2] наведено емпіричну формулу (2) для ізольованої прямокутної споруди з довжиною L , шириною W і висотою H , розташованій на рівнинній місцевості:

$$S_{at} = L \cdot W + 6 \cdot H \cdot (L + W) + 9 \cdot \pi \cdot H^2. \quad (2)$$

Використання формули (2) для реальних об'єктів критичної інфраструктури є складним та не достатньо

достовірним. Метод RSM базується на застосуванні відстані удару блискавки (R) до конструкції або до землі, які пов'язані з максимальним значенням сили струму зворотного ходу (I). Залежність значення R від сили струму визначається низкою формул, отриманих різними авторами для різних варіантів полярності струму та форми споруди на підставі експериментальних спостережень. Порівняння таких формул наведено у [14]. Доцільне на цей час застосовувати формулу (3) наведену у стандарті [1]:

$$R = 10 \cdot I^{0.65}, \quad (3)$$

де R – відстань удару блискавки, м; I – максимальне значення сили струму блискавки, кА.

Важливим фактором, що впливає на результати оцінок, є розподіл ймовірності максимальної сили струму блискавки у зоні розміщення об'єкту. Варіанти статистичних розподілів сили струму диференціюються залежно від висоти конструкцій, для позитивної чи негативної полярності блискавки, що отримані на опорах та лініях електропередачі або дистанційними методами в мережах виявлення блискавки. Це слід враховувати при використанні статистичних розподілів. На цей час доцільне використовувати залежності, які узагальнено у стандарті [1] та технічному звіті CIGRE [15]. Слід розуміти, що дослідження щодо уточнення залежності продовжуються [16]. Але, зміна залежності не вплине на можливість застосування підходу, що пропонується. Застосування концепції методу RSM дозволяє оцінити ймовірність влучення блискавки у елементи об'єкту для будь якої заданої сили струму блискавки. У [14] наведено результати розрахунку для 5 форм споруд (циліндр, паралелепіпед, ангар у формі частини циліндричної поверхні, круглі та прямокутні будинки з внутрішнім відверненням) та трьох рівнів ймовірності сили струму (0,5 %, 50 % та 95 %). Результати показують, що кількість блискавок розрахованих за методом RSM помітно відрізняються від оцінки за стандартним підходом [2], через використання площі стягування.

Врахування розподілу ймовірності сили струму блискавки у заданому діапазоні струмів, з довільною кількістю інтервалів запропоноване у [17-19].

Мета роботи – обґрунтування доцільності врахування статистичного розподілу сили струму блискавки при визначенні ймовірності влучення блискавки в елементи об'єкта, та ефективності застосування вдосконаленого методу «сфери що котиться».

Методи дослідження: метод математичного моделювання, на основі RSM з додатковим урахуванням розподілу ймовірності сили струму блискавки.

Математична модель процесу. Досліджуваний об'єкт є територія, де довільно розміщені елементи об'єкта (будівлі та споруди). З деяким кроком на поверхні землі задається сітка. Якщо по осі X вузли сітки індексувати значенням i , а осі Y – значенням j , то довільний вузол сітки позначається як (i, j) . Фактично, вузли сітки визначають координати проєкції точки, з якої блискавка орієнтується на об'єкт, на горизонтальну площину. Щільність вузлів сітки слід задавати з урахуванням розмірів елементів об'єкту. Для кожного вузла сітки визначається максимальна висота, при якій «сфера, що котиться» торкається до поверхні будь-якої будови. Зрозуміло, що для поверхні землі висота дорівнює нулю. Як-

що таких точок декілька (позначимо їх кількість як k), то, вважаючи, що з даного центру «сфери, що котиться» вони будуть уражатися з однаковою ймовірністю, робиться висновок, що кількість поразок блискавкою будь-якої з цих точок буде в k разів менше.

Процес орієнтування блискавки вважається розпочатим, коли радіус R (пробивна відстань) досягає поверхні елементу об'єкта. Таким чином, відстань орієнтування кожної блискавки залежить від сили струму блискавки. Цей аспект суттєво впливає на визначення ймовірної площі стягування, та як наслідок, ймовірної кількості ударів блискавки у об'єкт на протязі року. Запропонована модель процесу обумовлює важливі висновки:

- площа стягування визначається максимальною силою струму з діапазону, що враховується;
- ймовірність оминати систему блискавкоприймачів мають блискавки з мінімальною силою струму.

Очевидно, що такі властивості не враховуються за використання формули (2), та визначені зон захисту методом кута. Задання геометричних параметрів елементів об'єкту доцільно задавати безпосередньо у спеціалізованій програмі для ПК без застосування додаткових елементів САД програм. За використання генерального плану об'єкту, визначається оптимальний шаг сітки. Досвід досліджень [17-19] свідчить про те, що довільні конструкції можуть бути адекватно задані за використання комбінації вертикальних дротів та тросів (горизонтальних або похилих). Відстань між такими елементами конструкції має узгоджуватися з кроком сітки, та бути менш ніж мінімальний радіус R діапазону струмів, що розглядається.

Точки об'єкта – точки фрагментів споруд і вузлові точки землі на території об'єкта для яких в процесі роботи програми визначаються статистичні характеристики їх ураження блискавкою із заданим рівнем зворотного струму. Пробивна відстань визначається за заданим значенням сили струму блискавки формулою (3). Реалізацію розрахункового алгоритму у виді двох спеціалізованих програм [20, 21] для персонального комп'ютера виконав доцент НТУ «ХПІ» В.М. Дронов. Програми [20, 21] передбачають, що закон розподілу струму блискавки описується залежністю за якої ймовірність P того, що пікове значення струму блискавки перевищить значення I , визначається відповідно до формули (4) [1]:

$$P(I) = \frac{1}{1 + (I/a)^b}, \quad (4)$$

де P – ймовірність ($0 \leq P \leq 1$); I – граничне значення струму блискавки, кА; a і b – невід'ємні параметри, мають відповідно до [1] значення: $a = 31$ кА, $b = 2.6$.

Значення параметрів a і b можуть мати такі як зазначені вище за замовчуванням, так і інші значення за бажанням користувача програми.

Результати розрахункової оцінки. В якості прикладу розглянемо результати застосування програми [20] для оцінки прогнозованої кількості влучень блискавки у конструкцію Нового Безпечного Конфайнменту (НБК) 4 енергоблоку Чорнобильської АЕС. НБК має форму частини циліндричної поверхні. Для оцінки кількості очікуваних розрядів блискавок у споруду НБК прийняти такі розміри НБК: ширина 256 м, довжина 163 м, висота 110 м. Щільність розрядів блискавки у районі ЧАЕС

прийняте $N_G = 4,69$ розрядів на 1 км^2 на рік. Конструкція НБК змодельована 75-ма горизонтальними тросами розташованими вздовж довжини з вертикальними спусками, у тому числі:

- середній (по гребню);
- правий та лівий на ґрунті;
- проміжні з кроком 3,4 м вздовж ширини.

Розглянуто діапазон сили струму блискавки (2–200) кА. Відповідно до [1, табл. А.3] ймовірність того, що сила струму блискавки вийде за межі зазначеного діапазону – не більше 2 %. Результати розрахунків представлені у табл. 1.

Таблиця 1

Результати розрахункової оцінки

Діапазон струму, кА	Ймовірність удару в НБК	Кількість ударів за рік	Крок сітки, м
2 – 200	0,2478	1,162	2,5
2 – 200	0,2481	1,164	0,31

Примітка: Розрахунки проведені для двох варіантів кроку розрахункової сітки, що відрізняються між собою у 8 разів. Результати обох випадків відрізняються менш ніж на 0,2 %.

Програма [20], крім інтегрального значення, дозволяє визначити розподіл ймовірності ударів блискавки за окремими елементами. В якості прикладу на рис. 1 наведено скріншот розподілу ймовірності по землі навколо НБК. Така інформація також корисна з міркувань раціонального розміщення додаткового обладнання АЕС.

Слід зазначити, що визначення відносної ймовірності удару здійснюється по кожному об'єкту окремо (у цьому випадку це НБК і земля). Тому максимальні значення (відзначені червоним – 1) знаходяться як на укритті, так на землі віддалі від укриття. З наближенням до НБК ймовірність зменшується, тому що частина блискавок з великою силою струму орієнтується на НБК.

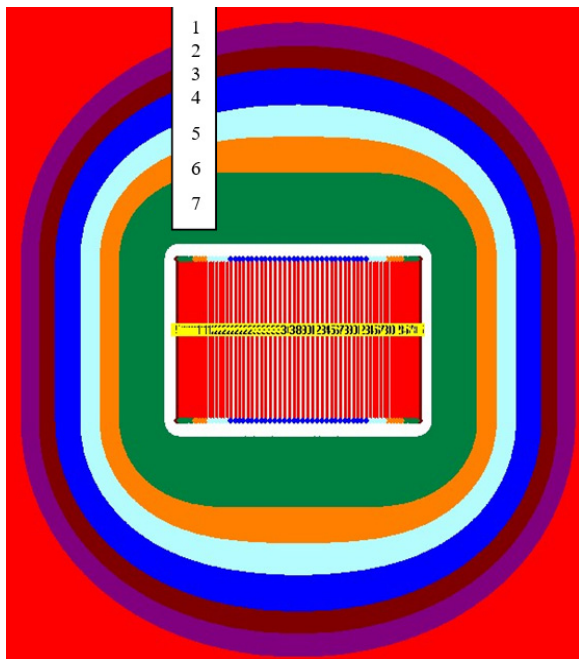
За результатами розрахункової оцінки визначено, що прогнозована кількість розрядів блискавки в конструкцію НБК складає 1,16 на рік. Отже, за 100 років експлуатації кількість ударів блискавки у НБК становитиме 116. Похибка оцінки в межах 3 %.

Порівняємо з результатами розрахунку за стандартизованою [2] методикою. Площа стягування визначається за (2). Після підстановки параметрів НБК отримане значення $S_{at} = 0,66 \text{ км}^2$ на рік. З урахуванням середньої щільності $N_G = 4,69$ розрядів/(рік·км²), кількість ударів блискавки в НБК оцінюється значенням 3,095 на рік. Отже, протягом 100 років може статися 310 ударів блискавки, що у 2,67 рази більше від кількості ударів, розрахованих за уточненою методикою.

Причини відмінності обумовлюються такими обставинами:

- стандартизована методика не враховує реальну форму НБК, відмінну від паралелепіпеда;
- стандартизована методика не враховує статистичного розподілу сили струму блискавки;
- стандартизована методика ґрунтується на результатах експериментальних досліджень, отриманих в основному для об'єктів типу щогла або стрижень.

Слід зазначити, що наявність суттєвої різниці між результатами оцінки кількості ударів блискавки в НБК за стандартизованою методикою та методикою, що враховує статистичний розподіл, зазначено також у [14].



Відповідність кольору діапазону ймовірності P відносно максимального рівня:

1 – max	5 – [40% – 60%]
2 – [90% – 100%]	6 – [20% – 40%]
3 – [80% – 90%]	7 – [5% – 20%]
4 – [60% – 80%]	8 – < 5%

Рис. 1. Розподіл ймовірності влучення блискавки по землі навколо НБК

Розглянемо особливості розрахункової моделі програми [21] для визначення площі стягування. З метою спрощення та наочності, в якості моделі розглянемо найбільш поширений варіант блискавкоприймача – щоглу висотою h . У програмі враховане, що для щогли h і струму блискавки, якому відповідає радіус пробією блискавки r , радіус зони стягування R_{at} визначається як:

$$R_{at} = r, \quad r \leq h, \quad (5)$$

$$R_{at} = \sqrt{h \cdot (2r - h)}, \quad r > h.$$

З (5) слідує, якщо $r \geq 5h$, R_{at} пропорційне $h^{0.5}$. Таким чином, площа стягування пропорційна h , а не h^2 , як визначено у (2), в якій $H=h$. Для варіанту коли $r \leq h$, площа стягування наближається до пропорційності r^2 , та не залежить від висоти h , що також відрізняється від емпіричної формули (2). Відомо, що формула (2) ґрунтується на результатах експериментальних досліджень за більшістю проведених у лабораторних умовах, за яких висота стрижня була співмірна довжині пробійного проміжку ($R_{at} \approx h$). Автор припускає, що саме цей факт обумовив появу формули (2).

Визначено [19] відповідні формули для тросів, як горизонтальних так і похилих, паралелепіпедів, циліндрів тощо. Для прямокутної споруди площа стягування розраховується як:

$$S_{at} = \pi \cdot R^2 + L \cdot W + 2R(L + W), \quad (6)$$

де R – радіус зони стягування щогли тієї ж висоти, що й висота будівлі H . Значення R визначається за (5); інші позначення співпадають з (2).

Ще один аспект, з точки зору розвинутого підходу, полягає у тому, що значення струмів блискавки мають

стохастичний характер. Кожне з цих випадкових значень відповідає своєму значенню радіуса пробією блискавки та визначає площу стягування. Таким чином, про величину площі S_{at} необхідно говорити як про випадкову величину, а отже, доцільно розраховувати середнє значення площі стягування для конкретного складу споруд. Тоді, знаючи залежність значень S_{at} для конкретної конструкції із заданими параметрами її геометрії від радіуса пробією блискавки, а отже, відповідно до (3), від величини струму блискавки, можна визначити середнє значення площі зони стягування S_m :

$$S_m = \int_2^{200} S(I)F(I)dI, \quad (7)$$

де нижнє та верхнє значення визначають діапазон сили струму, що розглядається; $S(I)$ – площа стягування об'єкта для заданого значення струму блискавки; $F(I)$ – функція щільності значень струму блискавки, що визначається як:

$$F(I) = \frac{b \cdot a^b \cdot I^b}{I \cdot (a^b + I^b)^2}, \quad (8)$$

де a та b визначено у (4).

У програмі застосовано реалізацію за спрощеною формулою:

$$S_m = \sum_{i=1}^n (S_i F_i), \quad (9)$$

де n – кількість інтервалів чисельного інтегрування; S_i – значення шуканої характеристики при струмі блискавки рівному середньому значенню струму в межах i -го інтервалу інтегрування; F_i – ймовірність того, що значення струму блискавки виявиться в межах i -го інтервалу інтегрування;

Результати порівняння двох методів оцінки площі стягування для щогли різної висоти наведено у табл. 2. Розрахунки S_m виконане для діапазону сили струмів від 2 кА до 200 кА. Розрахунок за (2) цей діапазон не враховує.

Результати наведені у табл. 2 однозначно свідчать про значне завищення значення площі стягування блискавок, внаслідок чого завищені значення має й результат оцінки кількості влучень у об'єкт. З точки зору оцінки ризиків цей факт є несприйнятливим.

Таблиця 2

Порівняння результатів розрахунку площі стягування за RSM та стандартом [2]

Висота h , м	Діапазон струму, кА	Площа S_m , км ²	S_{at} , км ²	S_{at} / S_m
20	2-100	0.012	0.011	0.92
40	2-100	0.020	0.045	2.25
60	2-100	0.027	0.102	3.78
80	2-200	0.031	0.181	5.86

Примітка: S_{at} розраховано за (2) для щогли висотою h .

Висновки.

1. Доведено доцільність врахування статистичного розподілу сили струму блискавки при визначенні ймовірності влучення блискавки в елементи об'єкта, що обумовлюється залежністю дистанції пробією повітряного проміжку блискавка – об'єкт від потенціалу головки лідеру блискавки, який пов'язаний з силою струму блискавки. Підвищення достовірності оцінки кількості ударів у об'єкт впливає на якість прийняття рішення щодо ризиків, пов'язаних з наслідками удару блискавки.

2. Доведено ефективність вдосконаленого методу «сфери що котяться», реалізованого у виді комп'ютерної програми, який враховує заданий розподіл ймовірності сили струму блискавки у діапазоні від 2 кА до 200 кА. Задання реальної конфігурації елементів об'єкту забезпечується комбінацією вертикальних дротів та тросів.

3. Обґрунтовано доцільність введення поняття «середнього значення площі зони стягування», за урахування ймовірності появи блискавок з силою струму у заданому діапазоні, наприклад (2 – 200) кА. Наведено приклади відмінності отриманих результатів від оцінки за стандартизованими формулами у бік зменшення ймовірності. Для об'єкту типу ангар з габаритами: ширина 256 м, довжина 163 м, висота 110 м, ймовірність ударів блискавки менша у 2,67 разів.

4. Встановлене, що застосування стандартизованої формули призводить до значного (у рази) завищення прогнозованої кількості ударів блискавки у об'єкт, якщо висота об'єкту перевищує 20 м. Причини відмінності, на думку автора, обумовлюються такими властивостями стандартизованої методики:

- зазвичай, не враховується реальна форма об'єкту;
- не враховується статистичний розподіл сили струму блискавки;
- ґрунтується на результатах експериментальних досліджень, отриманих в основному для об'єктів типу щогла або стрижень в лабораторних умовах з обмеженим розрядним проміжком.

Подяка. Автор висловлює щире подяку Володимиру Дронову, доценту НТУ «ХПІ» за багаторічну плідну співпрацю. Без використання розроблених їм комп'ютерних програм не можливе було здійснити аналіз та зробити вказані вище висновки.

Конфлікт інтересів. Автор заявляє про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. *Standard IEC 62305-1:2010 (Ed.2) Protection against Lightning – Part 1: General principles.* IEC, Geneva, Switzerland, 2010. 78 p.
2. *Standard IEC 62305-2:2010 Protection against lightning – Part 2: Risk management.* IEC, Geneva, Switzerland, 2010. 87 p.
3. *Standard IEC 62305-3:2010 Protection against lightning – Part 3: Physical damage to structures and life hazards.* IEC, Geneva, Switzerland, 2010. 156 p.
4. Bouquegneau C., Kern A., Rousseau A. Flash density applied to lightning protection standards. *International Conference on Grounding and Earthing & 5th International Conference on Lightning Physics and Effects.* Bonito – Brazil, November, 2012.
5. Режим доступу: <https://ghrc.nsstc.nasa.gov/lightning/> (Дата звернення: 16.03.2023).
6. Cooray V., Becerra M. Attachment of lightning flashes to grounded structures. *Lightning Protection*, 2010, pp. 165-268. doi: https://doi.org/10.1049/PBPO058E_ch4.
7. Bakar A.H.A., Tan C.K., Abidin A.Z., Khai P.J., Mokhlis H., Illias H.A. Comparative Study on Substation Shielding Due to Direct Lightning Strokes. *Journal of Power and Energy Engineering*, 2014, vol. 2, no. 4, pp. 600-611. doi: <https://doi.org/10.4236/jpee.2014.24081>.
8. Cooray V., Rakov V., Theethayi N. The lightning striking distance – Revisited. *Journal of Electrostatics*, 2007, vol. 65, no. 5-6, pp. 296-306. doi: <https://doi.org/10.1016/j.elstat.2006.09.008>.
9. Koliushko D.G., Rudenko S.S., Kiprych S.V. Analysis of the state of the external lightning protection system for operating energy objects. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 5, pp. 66-70. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.5.10>.

10. Kern A., Brocke R., Raab V., Hannig M., Rock M., Beierl O., Zischank W. Detailed calculation of interception efficiencies for air-termination systems using the dynamic electrogeometrical model – Practical applications. *2016 33rd International Conference on Lightning Protection (ICLP)*, 2016, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICLP.2016.7791518>.

11. Tóth Z., Kiss I., Németh, B. (2021). Relation between the material of roof and the risk of lightning caused damage: The rolling sphere method in the use. *Electric Power Systems Research*, 196, 107286. <https://doi.org/10.1016/j.epr.2021.107286>.

12. Leal A.F.R., de Oliveira R.M.S., Lopes N.M., de Lima T.S., Ferreira E.R., Rodrigues N.R.N.M. Lightning Protection Design for Small Riverboats Using the FDTD Method. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, 2021, vol. 20, no. 2, pp. 307-319. doi: <https://doi.org/10.1590/2179-10742021v20i21074>.

13. Guo J., Zhang X., Wang B., Hao X., Zheng S., Xie Y. A three-dimensional direct lightning strike model for lightning protection of the substation. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2021, vol. 15, no. 19, pp. 2760-2772. doi: <https://doi.org/10.1049/gtd2.12213>.

14. Shostak V., Tyulyukov V. Statistical distributions of current amplitudes and lightning incidence number to structures of various configurations. *2014 International Conference on Lightning Protection (ICLP)*, 2014, pp. 1472-1478. doi: <https://doi.org/10.1109/ICLP.2014.6973362>.

15. Rakov V.A. et al. CIGRE technical brochure on lightning parameters for engineering applications. *2013 International Symposium on Lightning Protection (XII SIPDA)*, Belo Horizonte, Brazil, 2013, pp. 373-377. doi: <https://doi.org/10.1109/SIPDA.2013.6729246>.

16. Meppelink J. Statistics of Relevant Parameters of Lightning. *The Lightning Rod as a Danger*, 2023, pp. 143-147. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-30434-7_15.

17. Rezinkina M.M., Knyazyev V.V., Kravchenko V.I. Computation of the probability of lightning damage to ground objects. *Technical Physics*, 2007, vol. 52, no. 1, pp. 59-64. doi: <https://doi.org/10.1134/S1063784207010100>.

18. Kniaziev V.V., Melnik S.I. Assessment of probability of lightning direct strike into elements of stationary ground launch complex. *Bulletin of the National Technical University «KhPI» Series: Technique and Electrophysics of High Voltage*, 2018, no. 14 (1290), pp. 76-81.

19. Kniaziev V.V. Determination of the probability of a lightning strike to the elements of the launch complex using the modified rolling sphere method. *Engineering sciences: Development prospects in countries of Europe at the beginning of the third millennium. Collective monograph.* Riga, Baltija Publishing, 2018, vol. 2. 492 p. (pp. 59-92).

20. Дронов В.М., Князев В.В. Комп'ютерна програма «Розрахунок ймовірностей рівнів блискавкозахисту будівель та споруд «Захист-2». Свідоцтво про реєстрацію авторського права №63631 від 21.01.2016.

21. Дронов В.М., Князев В.В. Комп'ютерна програма «Визначення ефективної площі стягування та ймовірності ураження блискавкою елементів об'єкту». Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір №83877 від 21.12.2018.

REFERENCES

1. *Standard IEC 62305-1:2010 (Ed.2) Protection against Lightning – Part 1: General principles.* IEC, Geneva, Switzerland, 2010. 78 p.
2. *Standard IEC 62305-2:2010 Protection against lightning – Part 2: Risk management.* IEC, Geneva, Switzerland, 2010. 87 p.
3. *Standard IEC 62305-3:2010 Protection against lightning – Part 3: Physical damage to structures and life hazards.* IEC, Geneva, Switzerland, 2010. 156 p.
4. Bouquegneau C., Kern A., Rousseau A. Flash density applied to lightning protection standards. *International Conference on Grounding and Earthing & 5th International Conference on Lightning Physics and Effects.* Bonito – Brazil, November, 2012.
5. Available at: <https://ghrc.nsstc.nasa.gov/lightning/> (accessed 16 March 2023).

6. Cooray V., Becerra M. Attachment of lightning flashes to grounded structures. *Lightning Protection*, 2010, pp. 165-268. doi: https://doi.org/10.1049/PBPO058E_ch4.
7. Bakar A.H.A., Tan C.K., Abidin A.Z., Khai P.J., Mokhlis H., Illias H.A. Comparative Study on Substation Shielding Due to Direct Lightning Strokes. *Journal of Power and Energy Engineering*, 2014, vol. 2, no. 4, pp. 600-611. doi: <https://doi.org/10.4236/jpee.2014.24081>.
8. Cooray V., Rakov V., Theethayi N. The lightning striking distance – Revisited. *Journal of Electrostatics*, 2007, vol. 65, no. 5-6, pp. 296-306. doi: <https://doi.org/10.1016/j.elstat.2006.09.008>.
9. Koliushko D.G., Rudenko S.S., Kiprych S.V. Analysis of the state of the external lightning protection system for operating energy objects. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 5, pp. 66-70. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.5.10>.
10. Kern A., Brocke R., Raab V., Hannig M., Rock M., Beierl O., Zischank W. Detailed calculation of interception efficiencies for air-termination systems using the dynamic electrogeometrical model – Practical applications. *2016 33rd International Conference on Lightning Protection (ICLP)*, 2016, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICLP.2016.7791518>.
11. Tóth Z., Kiss I., Németh, B. (2021). Relation between the material of roof and the risk of lightning caused damage: The rolling sphere method in the use. *Electric Power Systems Research*, 196, 107286. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2021.107286>.
12. Leal A.F.R., de Oliveira R.M.S., Lopes N.M., de Lima T.S., Ferreira E.R., Rodrigues N.R.N.M. Lightning Protection Design for Small Riverboats Using the FDTD Method. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, 2021, vol. 20, no. 2, pp. 307-319. doi: <https://doi.org/10.1590/2179-10742021v20i21074>.
13. Guo J., Zhang X., Wang B., Hao X., Zheng S., Xie Y. A three-dimensional direct lightning strike model for lightning protection of the substation. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2021, vol. 15, no. 19, pp. 2760-2772. doi: <https://doi.org/10.1049/gtd.12213>.
14. Shostak V., Tyulyukov V. Statistical distributions of current amplitudes and lightning incidence number to structures of various configurations. *2014 International Conference on Lightning Protection (ICLP)*, 2014, pp. 1472-1478. doi: <https://doi.org/10.1109/ICLP.2014.6973362>.
15. Rakov V.A. et al. CIGRE technical brochure on lightning parameters for engineering applications. *2013 International Symposium on Lightning Protection (XII SIPDA)*, Belo Horizonte, Brazil, 2013, pp. 373-377. doi: <https://doi.org/10.1109/SIPDA.2013.6729246>.
16. Meppelink J. Statistics of Relevant Parameters of Lightning. *The Lightning Rod as a Danger*, 2023, pp. 143-147. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-30434-7_15.
17. Rezinkina M.M., Knyazyev V.V., Kravchenko V.I. Computation of the probability of lightning damage to ground objects. *Technical Physics*, 2007, vol. 52, no. 1, pp. 59-64. doi: <https://doi.org/10.1134/S1063784207010100>.
18. Kniaziev V.V., Melnik S.I. Assessment of probability of lightning direct strike into elements of stationary ground launch complex. *Bulletin of the National Technical University «KhPI» Series: Technique and Electrophysics of High Voltage*, 2018, no. 14 (1290), pp. 76-81.
19. Kniaziev V.V. Determination of the probability of a lightning strike to the elements of the launch complex using the modified rolling sphere method. *Engineering sciences: Development prospects in countries of Europe at the beginning of the third millennium. Collective monograph*. Riga, Baltija Publishing, 2018, vol. 2. 492 p. (pp. 59-92).
20. Dronov V.M., Kniaziev V.V. Computer program «Calculation of probabilities of lightning protection levels of buildings and structures «Zakhyst-2»». Patent UA, no. 63631, 2016.
21. Dronov V.M., Kniaziev V.V. Computer program «Determination of the effective area of the screed and the probability of lightning damage to the elements of the object». Patent UA, no. 83877, 2018.

Надійшла (Received) 08.11.2022
 Прийнята (Accepted) 22.02.2023
 Опублікована (Published) 01.09.2023

Князєв Володимир Володимирович¹, к.т.н., с.н.с., пров.н.с.,
¹Науково-дослідний та проектно-конструкторський інститут
 «Молнія» Національного технічного університету
 «Харківський політехнічний інститут»,
 61013, Харків, вул. Шевченка, 47,
 e-mail: tc22emc@gmail.com (Corresponding Author)

V.V. Kniaziev¹
¹Research and Design Institute «Molniya»
 of National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
 47, Shevchenko Str., Kharkiv, 61013, Ukraine.

Determination of the probability of a lightning strike in the elements of the object taking into account the statistical distribution of the current value.

Problem. Modern international standards in the field of lightning protection, when assessing the probability of a lightning strike into an object, do not take into account the statistical distribution of the lightning current. **Goal.** Justification of the expediency of taking into account the statistical distribution of the lightning current with a determined probability of lightning striking the elements of the object, and the effectiveness of the application of the improved «rolling sphere» method. **Methodology.** Method of mathematical modeling, based on RSM with additional consideration of the probability distribution of lightning current. **Results.** The expediency of taking into account the statistical distribution of lightning current at the determined probability of lightning striking the elements of the object has been proven. The effectiveness of the improved «rolling sphere» method, implemented in the form of a computer program, which takes into account the given probability distribution of lightning current in the range from 2 kA to 200 kA, has been proved. The expediency of introducing the concept of «average value of the area of the collection area» is substantiated, taking into account the probability of lightning with a current in a given range. It has been established that the application of the standardized formula leads to a significant (many times) overestimation of the predicted number of lightning strikes to the object, if the height of the object exceeds 20 m. The reasons for the difference, according to the author, are due to the following properties of the standardized methodology: usually, the real shape of the object is not taken into account; statistical distribution of lightning current is not taken into account; it is based on the results of experimental studies obtained mainly for mast or rod-type objects in laboratory conditions with a limited discharge interval. **Practical value.** This approach will provide an opportunity to optimize the layout of lightning arresters during the restoration of objects, taking into account green reconstruction. The obtained results are proposed for consideration by the Technical Committee TC 81 IEC for inclusion in the next editions of the standards. References 20, table 2, figure 1.

Key words: lightning protection, risk assessment, RSM - Rolling Sphere Method, object of arbitrary shape, probability distribution of lightning current, collection area.

How to cite this article:

Kniaziev V.V. Determination of the probability of a lightning strike in the elements of the object taking into account the statistical distribution of the current value. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 57-62. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.08>

D.G. Koliushko, S.S. Rudenko, S.O. Tyutyuma, B.V. Vorobiov

Determination of the electric field strength of high-voltage substations

The electric field strength is one of the main factors influencing sensitive microprocessor equipment and personnel on power stations and substations, power lines. Determining its level is an important applied task for ensuring the safe operation of electrical installations. **The aim** is to develop calculation relationships for determining the electric field strength created by the busbar of high-voltage substations in the working areas of personnel. The solution of the problem was based on the use of the method of equivalent charges to determine the strength of the electric field created by the complex busbar of high-voltage substations. **Methodology.** The development was based on solving the problem of the potential of the electric field of a point charge located in a dielectric half-space for a cylindrical coordinate system. By representing the electrode in the form of a set of point charges and subsequent integration, an expression for calculating the potential is obtained, created by a busbar of arbitrary orientation of finite length in an analytical form. Using the principle of superposition of fields and the definition of the derivative, expressions were obtained for calculating the vertical component of the electric field strength at given heights. **Results.** Based on the obtained expressions, using Visual Basic, the simulation of the distribution of the electric field strength under a three-phase power line with a voltage of 150 kV was performed. Comparison with the known calculation results obtained on the basis of analytical expressions for infinitely long conductors showed that the obtained expressions have an error of no more than 7%. **The scientific novelty** lies in the fact that for the first time expressions were obtained for determining the electric field strength created by a system of electrodes of finite length, based on the analytical method for solving differential equations. **Practical significance.** The proposed technique is implemented as a test module of the LiGro specialized software package, which allows modeling complex busbar systems typical for power stations and substations and power lines. A test calculation was carried out for an operating substation of regional electric networks with a voltage class of 110 kV. By comparing the duration of the calculation of switchgears with a diagonal of about 500 m, it was found that the calculation time in the LiGro complex based on the analytical method is several tens of times less than the calculation based on the finite element method. In addition, a more powerful computer was used for the end element simulation. References 14, tables 1, figures 5.

Key words: substation, power line, electric field, method of equivalent charges.

В електричних станціях та підстанціях, лініях електропередачі напруженість електричного поля є одним з головних факторів впливу на чутливе мікропроцесорне обладнання та персонал. Визначення її рівня є важливою прикладною задачею для забезпечення безпечної експлуатації електроустановок. **Мета роботи** – розробка розрахункових співвідношень для визначення напруженості електричного поля, що створюється ошиновкою високовольтних підстанцій в робочих зонах персоналу. Розв'язання задачі базувалося на використанні методу еквівалентних зарядів для визначення напруженості електричного поля, створюваного складною ошиновкою високовольтних підстанцій. **Методика.** В основу розробки покладено розв'язання задачі про потенціал електричного поля точкового заряду, розташованого в діелектричному напівпросторі, для циліндричної системи координат. Шляхом представлення електроду у вигляді множини точкових зарядів та подальшого інтегрування отримано вираз для розрахунку потенціалу, що створений ошиновкою довільної орієнтації кінцевої довжини в аналітичному вигляді. Використовуючи принцип суперпозиції полів і визначення похідної, отримано вирази для розрахунку вертикальної складової напруженості електричного поля на заданих висотах. **Результати.** На основі отриманих виразів за допомогою Visual Basic виконано моделювання розподілу напруженості електричного поля під трифазною лінією електропередачі напругою 150 кВ. Порівняння з відомими результатами розрахунків, отриманими на основі аналітичних виразів для нескінченно довгих провідників, показало, що отримані вирази мають похибку не більше 7%. **Наукова новизна** полягає в тому, що вперше отримано вирази для визначення напруженості електричного поля, створюваного електродів скінченної довжини, на основі аналітичного методу розв'язування диференціальних рівнянь. **Практична значимість.** Запропонований спосіб реалізовано у вигляді тестового модулю спеціалізованого програмного комплексу LiGro, що дозволяє виконувати моделювання складних систем ошиновок, характерних для електричних станцій та підстанцій і ліній електропередачі. Виконано тестовий розрахунок для діючої підстанції регіональних електричних мереж класом напруги 110 кВ. Шляхом порівняння тривалості розрахунку розподільчих пристроїв з діагоналлю близько 500 м встановлено, що час розрахунку в комплексі LiGro на основі аналітичного методу в декілька десятків разів менший, ніж розрахунок на основі методу кінцевих елементів. Крім того, для моделювання методом кінцевих елементів використовувався комп'ютер з більш потужними характеристиками. Бібл. 14, табл. 1, рис. 5.

Ключові слова: підстанція, лінія електропередачі, електричне поле, метод еквівалентних зарядів.

Analysis of the problem. Ensuring the resistance of technical objects to the action of powerful electromagnetic fields of natural and artificial origin is an important technical problem, without solving which the reliable and safe use of modern equipment, objects of military equipment and critical infrastructure is impossible.

Distribution devices of electrical stations and substations represent a complex technical system that combines power and measuring equipment of various voltage classes, control and telemechanics devices, including those based on microprocessor technology, cable products and busbars, as well as grounding and lightning protection devices. In such systems, the electric

field strength E is one of the main factors affecting sensitive microprocessor equipment and personnel. Therefore, its permissible value is regulated in a number of normative documents [1–3]. For personnel, this is 5 kV/m for the vertical component of the electric field strength at height of 1.8 m above ground level. If this value is exceeded, the duration of staff stay at the workplace is limited. For example, in electric field with strength of 20 to 25 kV/m, the working time should not exceed 10 minutes, and at 25 kV/m and above, special personal protective equipment should be used. The boundaries of sanitary protection zones for active power transmission lines are determined at the level of 1 kV/m.

© D.G. Koliushko, S.S. Rudenko, S.O. Tyutyuma, B.V. Vorobiov

Limitations regarding the value of the electric field strength for microprocessor equipment are regulated in the relevant documentation regarding the conditions of its operation.

Determination of the electric field strength level is carried out experimentally [4, 5] and/or by calculation [4–10].

Experimental determination is performed with the help of electric field strength meters, unidirectional or tridirectional. The specified devices when used at power stations and substations should have a wide range of measurements (approximately from 1 to 50 kV/m), not distort the field lines, be insensitive to electromagnetic interference, be resistant to vibration and shocks and be able to work in difficult weather conditions, etc. This leads to a significant complication of the design and an increase in the cost of the specified devices. In addition, measurement in the field is quite time-consuming and does not allow to build detailed plans of strength zones on the territory of switchgear. In addition, there are zones in which it is practically impossible to carry out measurements (the presence of an internal fence, proximity to current-carrying parts, etc.).

In the conditions of targeted strikes by the Russian army on energy facilities of Ukraine and the prompt restoration of critical infrastructure, including by installing new power transmission line supports, the express assessment of field strength and boundaries of sanitary protection zones becomes even more relevant. Operationally, such an assessment can be performed only with the help of calculation methods. Here, it is enough to know the voltage class of the line and its geometric parameters.

The listed factors increase the relevance of the calculation way of determining the electric field strength for both planned and operating electrical stations and substations. As a rule, calculations for electric power facilities with a voltage class of 35–1000 kV are performed using numerical methods, among which the finite volume method has become the most common [9, 10]. By finite we mean a small volume around each grid mesh. In this method, volume integrals that contain expressions with divergence are transformed into surface integrals using the Ostrogradsky formula. Finite difference and finite element methods are also used [4–6]. The application of such methods is quite complicated, requires significant computing resources and is characterized by a long calculation time for large objects, which is explained by the iterative process and the size of the mesh cell. The calculation step should be comparable to the diameter of the busbar, which is tens of millimeters with object sizes up to several hundreds of meters. Thus, with a uniform mesh step, we have a large number of calculation points. Reducing their number is possible thanks to the use of special algorithms for irregular dividing of the computational volume [9, 10], which significantly complicates the modelling of objects with arbitrary orientation of busbars. In addition, in [11] it is stated that these methods are highly dependent on «human experience and trial and error.»

Analytical formulas for determining the electric field strength are given in a number of works, in particular in

[6, 8]. They are, as a rule, easier to use, the mathematical expression shows the dependence of the field on all parameters of the line [6], they do not require significant computer resources. Traditionally, in such calculations, the busbar is replaced by a charged axle, and the method of equivalent charges is used to take into account the diameter. However, the main drawback of the existing expressions is that they consider infinitely long conductors (busbars). This leads to the limitation of the use of analytical formulas only for the simplest cases of the location of busbars of power transmission line supports. Here, expressions for determining the equivalent bus radius are usually used to take into account phase splitting. Taking into account that in the distribution devices of electrical stations and substations, the busbar is arbitrarily oriented in space, there are several voltage classes, split phases of different diameters, etc., the use of existing analytical expressions for them is practically impossible. In [4, 11], the implementation of the charge simulation method is proposed, which is actually a combination of numerical and analytical solutions for modelling the field of a substation with a voltage class of 500/220 kV, but in these works it is noted that the given method has similar disadvantages to numerical calculation methods.

Taking into account the perspective of using analytical expressions, their potentially higher accuracy and acceleration of calculation for complex objects of the electric power industry, the solution of the problem of the electric field of an arbitrarily oriented conductor of finite size (electrode) located above the earth's surface is relevant.

The goal of the work is to develop calculation relationships for determining the electric field strength created by the busbar of high-voltage substations in the working areas of the personnel.

Research materials. When using analytical methods to calculate the electric field strength of energy objects, the following assumptions are accepted [9, 10]:

- the electric field of the power frequency is quasi-static, which is explained by the propagation speed of the electromagnetic field in the air of $3 \cdot 10^8$ m/s at frequency of 50 Hz, so the expressions for the instantaneous value of the electric potential or strength will be valid for lines of size $\ll 6000$ km;
- busbars are long cylinders, the charge of which is regularly distributed along their axes;
- the voltage on the busbar changes according to the sinusoidal law with constant power frequency;
- the time shift between the busbar voltage phases is 120° ;
- the earth's surface is flat, and it is an infinite electrical conductor compared to air and, accordingly, has zero potential;
- the air-ground separation boundary is plane-parallel;
- the influence of buildings and structures of electric stations and substations is not taken into account;
- the relative dielectric permittivity of air is assumed to be $\epsilon_r = 1$.

Taking into account the above assumptions for solving the problem of the electric field strength of an

arbitrarily oriented electrode, consider the electric field of a point charge located above a conductive surface.

The electric field of a point charge has axial symmetry. Therefore, it is advisable to use a curvilinear orthogonal cylindrical coordinate system (r, z, ψ) with an axis perpendicular to the boundary of the half-space with dielectric permittivity ε and passing through the point charge itself (see Fig. 1).

The formulation of the problem under consideration consists of the Laplace equation and additional conditions. The potential does not depend on the coordinate ψ , so the Laplace equation takes the form [12]:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi}{\partial r} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} = 0. \quad (1)$$

Additional conditions are as follows:

- the condition at the air-ground boundary looks like this:

$$\varphi|_{z=0} = 0; \quad (2)$$

- when the coordinate z increases, the potential φ goes to zero:

$$\varphi_{z \rightarrow \infty} = 0. \quad (3)$$

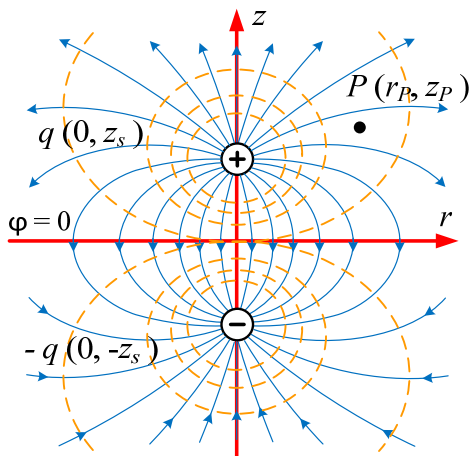


Fig. 1. A point charge located in the dielectric half-space

The solution of such a problem for the observation point $P(r_p, z_p)$ according to the method of mirror images and the principle of superposition is the sum of potentials from an electric dipole [6]:

$$\varphi(r, z) = \frac{q}{4\pi\varepsilon} \left[\frac{1}{\sqrt{r_p^2 + (z_p - z_s)^2}} - \frac{1}{\sqrt{r_p^2 + (z_p + z_s)^2}} \right], \quad (4)$$

where z_s is the coordinate of the point charge along the axis z ; ε is the static dielectric permittivity, which is equal to $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 = 8.8541878176 \cdot 10^{-12}$ F/m.

We denote the two fractions in the brackets of expression (4) as α_1 and α_2 , respectively.

To obtain relationships for calculating the total potential of a system of arbitrary configuration, consider a separated electrode, uniformly charged with length L_i , in the form of a set of point charges located along its axis (Fig. 2). In fact, the electrode is an infinitely thin rod. Here, the linear charge density of such a source, located on the axis of the i -th electrode, has the form:

$$\tau_i = \sum_{l_i=0}^{L_i} q_{si} / L_i. \quad (5)$$

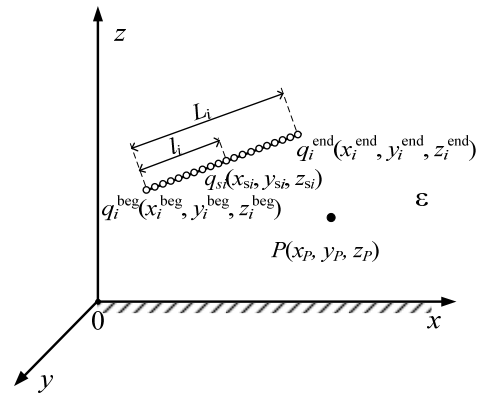


Fig. 2. An electrode in the form of a set of point charges located in a dielectric half-space

When moving from the cylindrical to the Cartesian coordinate system, the distance between the point charge located on the axis of the electrode and the observation point P can be rewritten as:

$$r_i = \sqrt{(x_{si} - x_p)^2 + (y_{si} - y_p)^2}, \quad (6)$$

where x_p, y_p are the Cartesian coordinates of the observation point P ; x_{si}, y_{si}, z_{si} are the Cartesian coordinates of the point charge of the i -th electrode.

In turn, the coordinates of a point charge (Fig. 2) can be given in the form:

$$\begin{aligned} x_{si} &= x_i^{\text{beg}} + (x_i^{\text{end}} - x_i^{\text{beg}}) \frac{l_i}{L_i}, \\ y_{si} &= y_i^{\text{beg}} + (y_i^{\text{end}} - y_i^{\text{beg}}) \frac{l_i}{L_i}, \\ z_{si} &= z_i^{\text{beg}} + (z_i^{\text{end}} - z_i^{\text{beg}}) \frac{l_i}{L_i}, \end{aligned} \quad (7)$$

where $x_i^{\text{beg}}, y_i^{\text{beg}}, z_i^{\text{beg}}$ and $x_i^{\text{end}}, y_i^{\text{end}}, z_i^{\text{end}}$ are the Cartesian coordinates of the beginning and end nodes of the i -th electrode, respectively; l_i is the current distance of the point charge from the beginning of the electrode.

Taking into account (6) and (7), the two fractions in expression (4) can be represented in the general form:

$$\alpha_{ki} = \frac{1}{\sqrt{\frac{A_i}{L_i^2} l^2 + \frac{B_{ki}}{L_i} l_i + C_{ki}}}; \quad (8)$$

where $k = 1$ or 2 to account for positive or negative charge (Fig. 1)

$$A_i = (x_i^{\text{end}} - x_i^{\text{beg}})^2 + (y_i^{\text{end}} - y_i^{\text{beg}})^2 + (z_i^{\text{beg}} - z_i^{\text{end}})^2;$$

$$B_{1i} = 2 \left[(x_i^{\text{beg}} - x_p)(x_i^{\text{end}} - x_i^{\text{beg}}) + (y_i^{\text{beg}} - y_p) \times (y_i^{\text{end}} - y_i^{\text{beg}}) + (z_i^{\text{beg}} - z_p)(z_i^{\text{end}} - z_i^{\text{beg}}) \right];$$

$$C_{1i} = (x_i^{\text{beg}} - x_p)^2 + (y_i^{\text{beg}} - y_p)^2 + (z_i^{\text{beg}} - z_p)^2;$$

$$B_{2i} = 2 \left[(x_i^{\text{beg}} - x_p)(x_i^{\text{end}} - x_i^{\text{beg}}) + (y_i^{\text{beg}} - y_p) \times (y_i^{\text{end}} - y_i^{\text{beg}}) + (z_i^{\text{beg}} + z_p)(z_i^{\text{end}} - z_i^{\text{beg}}) \right];$$

$$C_{2i} = (x_i^{\text{beg}} - x_p)^2 + (y_i^{\text{beg}} - y_p)^2 + (z_i^{\text{beg}} + z_p)^2.$$

When integrating (4) along the electrode and taking into account the transition to the cylindrical coordinate system, we obtain:

$$\varphi_i = \tau_i \frac{1}{4\pi\epsilon} (G_{1i} - G_{2i}), \quad (9)$$

where

$$G_{ki} = \int_0^{L_i} \frac{d\ell_i}{\sqrt{\frac{A_i}{L_i^2} \ell_i^2 + \frac{B_{ki}}{L_i} \ell_i + C_{ki}}} = \left(\ln \left| \frac{2A_i + B_{ki} + \sqrt{A_i + B_{ki} + C_{ki}}}{2\sqrt{A_i}} \right| - \ln \left| \frac{B_{ki}}{2\sqrt{A_i}} + \sqrt{C_{ki}} \right| \right).$$

With a known value of the voltage on the electrode, we can determine the value of the linear density of the i -th electrode using the principle of «replacing the electrode surface with an equipotential» (method of equivalent charges):

$$\tau_i = \frac{4\pi\epsilon\varphi_i}{(G_{1i} - G_{2i})}. \quad (10)$$

Here, the observation point P is located on the surface of the electrode in the middle of its length.

The total potential from the system of electrodes (busbars) is determined by the principle of superposition of fields:

$$\varphi = \sum_{i=1}^{Q_{con}} \varphi_i, \quad (11)$$

where Q_{con} is the number of electrodes in busbar system.

The electric field strength is a vector equal to the gradient of the electric field potential with a minus sign. When determining the distribution of the electric field strength, the vertical component of the vector is used to control its impact on the personnel, i.e. the projection of \mathbf{E} on the z axis, which is numerically equal to the derivative of the potential along the applicate axis. According to the definition of the derivative, this can be represented as a limit:

$$E_z = \left| \frac{\partial\varphi}{\partial z} \right| = \left| \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{\Delta\varphi}{\Delta z} \right|. \quad (12)$$

Thus, having set the calculation step along the applicate axis $\Delta z \ll z_p$, we can determine the modulus of the vertical component of the electric field strength at the height z_p .

The obtained expressions (9)–(12) allow to calculate the electric field strength of busbar systems when they are replaced by electrodes of arbitrary orientation in space.

To determine the electric field strength, which is created by a three-phase bus system, the equivalent linear charge density of one of the phases is calculated according to (10), and for the other two, it is taken according to the sinusoidal distribution of the instantaneous value of the voltage at a fixed moment in time. For example, for phases B and C it is assumed that $\tau_{B,C} = \pm 0.5\tau_A$ at the time corresponding to 210° .

On the basis of the obtained expressions (9) – (12) in the MS Excel software product using the Visual Basic application, the busbar of a three-phase power transmission line was modelled with the following parameters: busbar suspension height 10 m, length 1000 m, radius 0.04 m, voltage class 150 kV, interphase distance 6.2 m. The calculation was performed along an

axis perpendicular to the busbar at distance of 500 m from the beginning of the span. The analysis was carried out at height of 1 m and 3 m, respectively (see Fig. 3,a,b).

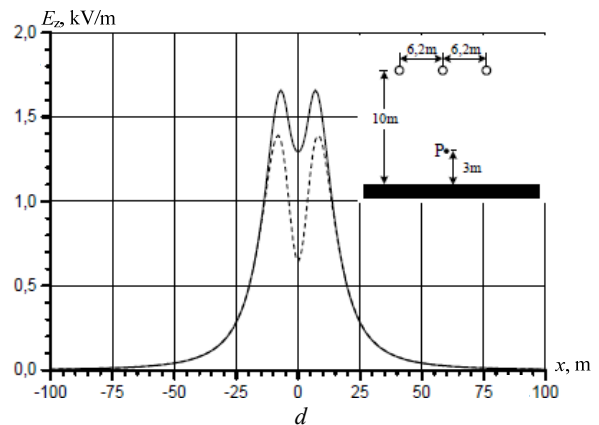
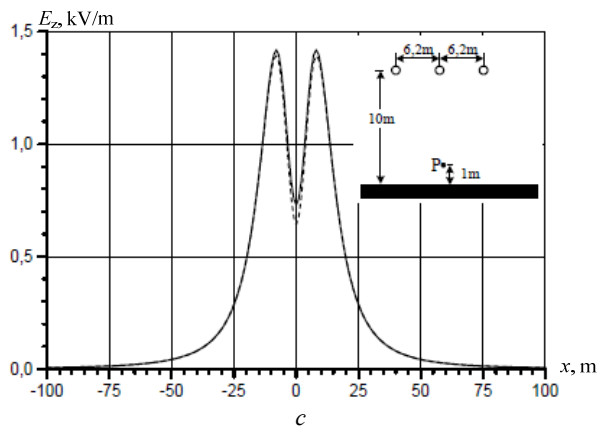
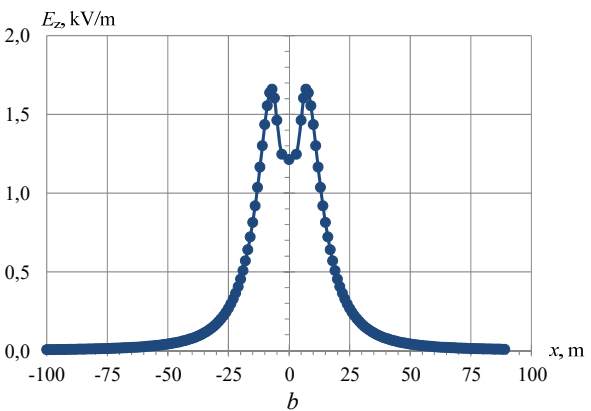
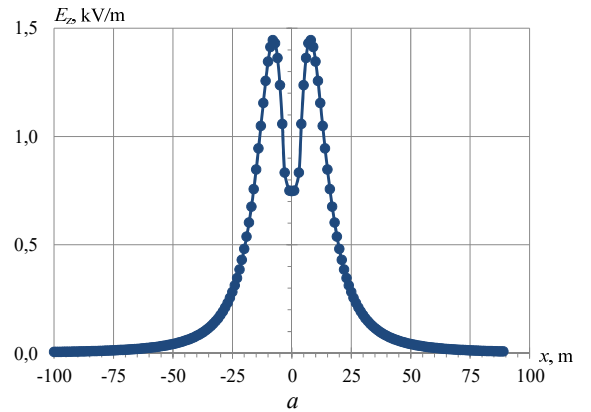


Fig. 3. Comparison of the results of calculating the field strength under the busbar of the power transmission line portal according (9)–(12) for height: a – 1 m; b – 3 m and according to [6] for height: c – 1 m; d – 3 m

The use of the presented initial data allows to compare the calculation results with the known ones [6], which were obtained for a three-phase line based on analytical expressions for infinitely long conductors (see Fig. 3,c,d).

Figures 3,c,d show the curves according to the calculation data [6]: the dashed line is for the approximate expression, and the solid line is for the exact expression. To assess the correspondence of the results obtained by the authors Table 1 summarizes the characteristic values of the vertical component of the electric field strength E_z at the given heights of the analysis z_p and the relative error of the calculation δ .

Table 1

Data for comparative calculation analysis						
x, m	E_z , kV/m					
	$z_p = 1$ m			$z_p = 3$ m		
	developed	exact [6]	δ , %	developed	exact [6]	δ , %
0	0,7481132	0,7461	0,3	1,2135346	1,2913	6,0
5	1,2347961	1,1997	2,9	1,4629176	1,5576	6,1
6,2	1,4413401	1,4195	1,5	1,6597963	1,6518	0,5
10	1,3458512	1,3254	1,5	1,4358176	1,4423	0,4
15	0,8472474	0,8584	1,3	0,8140060	0,8733	6,8
20	0,4807888	0,4853	0,9	0,4532538	0,4823	6,0
25	0,2822402	0,2901	2,7	0,2679740	0,2833	5,4
30	0,1756019	0,1778	1,2	0,1684291	0,1785	5,6
40	0,0794274	0,0789	0,7	0,0773403	0,0822	6,0
50	0,0419541	0,0426	1,4	0,0412079	0,0441	6,6

Comparisons with the results obtained by the authors show that the shape of the curves is practically identical, the maximum is observed in all cases under the extreme phases of the busbar at distance of ± 6.2 m. The maximum deviation at height of 1 m is 2.9%, and at height of 3 m is 6.8%.

The increase in error when approaching the busbar can be explained by the effect of the geometric size of the conductor (the authors assumed 0.04 m, but it was not specified in [6]). Thus, the validity of the obtained expressions compared to the known calculation results was confirmed.

The proposed calculation method was implemented as a test module for the LiGro software complex [13]. The choice of the specified complex is due to the availability of the necessary palette of modelled objects (busbars, portals, supports, equipment, buildings and communications of arbitrary location and complexity, etc.), as well as 2D and 3D visualization modules. For the convenience of displaying the calculation results, a gradient form of representation is used.

Figure 4 shows fragments of 2D and 3D models of an operating distribution device of the 110/6 kV voltage class of a substation of one of the regional energy companies in the east of Ukraine. The substation plan, heights and geometric parameters of the busbar, which were determined during the diagnosis of the lightning protection system according to the method [14], were used as initial data. The voltage class of each bus system and phasing, set in the parameters of each electrode (busbar) separately, were also taken into account. This

allows to take into account all voltage classes that are present on the object.

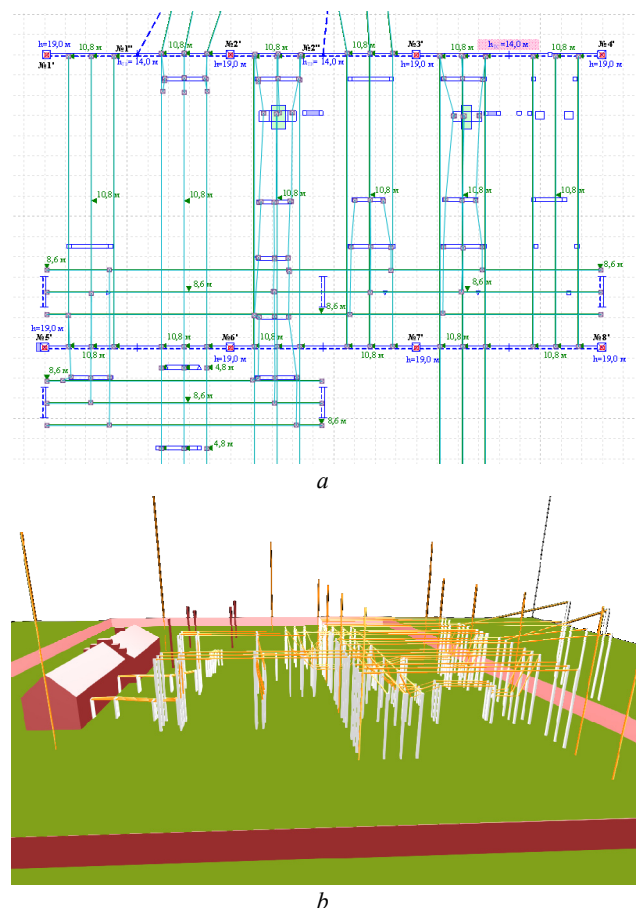


Fig. 4. Fragments of 2D (a) and 3D (b) models of a functioning substation of voltage class 110/6 kV in the LiGro complex

The simulation results for an operating distribution device with voltage class of 110/6 kV are shown in Fig. 5. The calculation was carried out at standardized height of 1.8 m, with a mesh with a step of 0.1 m. The calculation did not take into account the sagging of the busbar. But, if necessary, this can be solved by dividing it into parts at the appropriate angle of inclination.

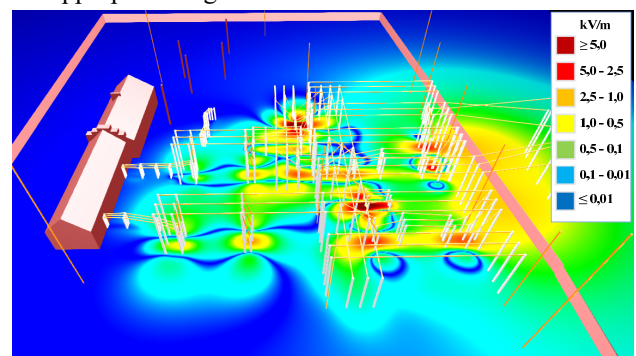


Fig. 5. Distribution of the electric field strength for an operating electric power facility of voltage class of 110/6 kV, obtained in the LiGro software complex

The calculation results show that there are areas at the substation where the field strength exceeds the permissible value of 5 kV/m, and the presence of personnel in these areas should be limited. In addition, it can be noted that the quality of the display of calculation

results corresponds to the world level, namely to such software as [4, 5]. Here, in [5], where the simulation was performed on the basis of the finite element method using ANSYS and SolidWorks codes, the calculation time for a substation with voltage class of 1000 kV with a diagonal of approximately 500 m was 7 hours when using a powerful computer with the following parameters: an Intel processor Xeon 8×2.50 GHz and 32 GB RAM. For comparison, the calculation time in the LiGro complex of a similar distribution device with a diagonal of 540 m and voltage class of 750 kV of one of the nuclear power plants of Ukraine with a calculation mesh step of 0.2 m was only 6 minutes when using a computer with significantly worse parameters: an Intel processor Pentium G2020 2×2.90 GHz and 4 GB RAM. Therefore, the model developed by the authors based on the analytical method allows to significantly reduce the time spent and technical requirements for the computer when modeling the electric field strength of complex objects.

Conclusions.

1. On the basis of the method of equivalent charges, for the first time calculation relationships were developed for determining the intensity of the electric field created by the complex busbar of high-voltage substations in the working areas of the personnel.

2. The developed calculation relationships were used to create a computer code that allows to calculate the electric field strength at high-voltage substations and other high-voltage energy facilities taking into account the voltage class of each bus system, and at the design stage of these facilities to determine safe working areas for personnel by electric field.

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

REFERENCES

1. State Standard. NPAOP 40.1-1.01-97 Rules for the safe operation of electrical arrangement. Kyiv, State Supervision of Occupational Safety and Health, 1997. 97 p. (Ukr)
2. IEC 62110:2009 – Electric and magnetic field levels generated by AC power systems. Geneva, IEC, 2009. 103 p.
3. Regulatory document SOU-N EE 20.179:2008. Calculation of the electric and magnetic fields of power line. Methodology. Kyiv, Minpalyvernoho of Ukraine Publ., 2016. 37 p. (Ukr).
4. Shaalan E.M., Ghanian S.M., Ward S.A. Analysis and measurement of electric field exposure inside 500/220 KV air insulated substation. *Journal of Electrical Engineering*, 2012, vol. 12, no. 2, pp. 77-84.
5. Li N., Yang X., Peng Z. Measurement of Electric Fields Around a 1000-kV UHV Substation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2013, vol. 28, no. 4, pp. 2356-2362. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2013.2269146>.

How to cite this article:

Koliushko D.G., Rudenko S.S., Tyutyuma S.O., Vorobiov B.V. Determination of the electric field strength of high-voltage substations. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 63-68. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.09>

6. Tzinevrakis A.E., Tsanakas D.K., Mimos E.I. Analytical Calculation of the Electric Field Produced by Single-Circuit Power Lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2008, vol. 23, no. 3, pp. 1495-1505. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2008.916748>.
7. Baishya M.J., Kishore N.K., Bhuyan S. Calculation of electric and magnetic field safety limits under UHV AC transmission lines. *2014 Eighteenth National Power Systems Conference (NPSC)*, 2014, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/NPSC.2014.7103794>.
8. Patsyuk V.I., Berzan V.P., Ribacova G.A. Mathematical Model of a Three-Phase Electric Line with Split Phases. *Problems of the Regional Energetics*, 2019, no. 1-3(42), pp. 53-67. doi: <https://doi.org/10.5281/zenodo.3239218>.
9. Rezinkina M.M. Simulation of electric fields in the presence of rods with rounded upper ends. *Technical Physics*, 2015, vol. 60, no. 3, pp. 337-343. doi: <https://doi.org/10.1134/S1063784215030238>.
10. Rezinkina M.M., Knyazyev V.V., Kravchenko V.I. Computation of the probability of lightning damage to ground objects. *Technical Physics*, 2007, vol. 52, no. 1, pp. 59-64. doi: <https://doi.org/10.1134/S1063784207010100>.
11. Shaalan E.M., Ghanian S.M., Ward S.A. Analysis of electric field inside HV substations using charge simulation method in three dimensional. *2010 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, 2010, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/CEIDP.2010.5724041>.
12. Koliushko D.G., Rudenko S.S., Saliba A.N. Method of integro-differential equations for interpreting the results of vertical electrical sounding of the soil. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 5, pp. 67-70. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.5.09>.
13. Koliushko D.G., Rudenko S.S., Istomin O.Ye., Saliba A.N. Simulation of electromagnetic processes in the grounding system with a short circuit in the operating high-voltage substation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 4, pp. 75-80. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.11>.
14. Koliushko D.G., Rudenko S.S., Kiprych S.V. Analysis of the state of the external lightning protection system for operating energy objects. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 5, pp. 66-70. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.5.10>.

Received 18.11.2022

Accepted 19.01.2023

Published 01.09.2023

D.G. Koliushko¹, PhD, Senior Research Scientist,
S.S. Rudenko¹, PhD, Senior Research Scientist,
S.O. Tyutyuma¹, Postgraduate Student,
B.V. Vorobiov¹, PhD,
¹ National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
2, Kyrpychova Str., Kharkiv, Ukraine, 61002,
e-mail: denys.koliushko@khpi.edu.ua;
serhij_rudenko@ukr.net (Corresponding Author);
agnius.igres@gmail.com;
bohdan.vorobiov@khpi.edu.ua

К.В. Коритченко, В.Ф. Болюх, С.Г. Буряковський, Ю.В. Кашанський, О.І. Кочерга

Електромеханічні та теплофізичні процеси в імпульсному індукційному прискорювачі плазмового утворення

Вступ. Роботи по створенню та метанню плазмових утворень різними способами ведуться в провідних наукових центрах світу. Досягнуто формування плазмового утворення тривалістю декілька мілісекунд та його метання у відкритому атмосферному середовищі на відстань 0,5-0,6 м. Для створення плазми використовують енергію первинного розрядного кола з подальшим прискоренням газоплазмового утворення за допомогою енергії вторинного кола. Плазмові утворення отримують і за рахунок електричного вибуху провідника. **Метою** статті є теоретичне та експериментальне дослідження електромеханічних та теплофізичних процесів в імпульсному індукційному прискорювачі, який забезпечує формування плазмового утворення за рахунок термічної іонізації в результаті електричного вибуху провідника та метання його у атмосферному середовищі відносно індуктора. **Методика.** Для аналізу електромеханічних та теплофізичних процесів в імпульсному індукційному прискорювачі плазмового утворення (ШПП) розроблена і реалізована в програмному пакеті Comsol Multiphysics математична модель прискорювача, в якій якір не змінює своєї форми і агрегатного стану в процесі роботи та враховує розподілені у просторі параметри. **Результати.** Розраховані електромеханічні і теплові характеристики прискорювача. Показано, що перевищення температури в якорі, що виконаний у вигляді алюмінієвої фольги, суттєво нерівномірно. Максимальне значення температури має місце в середній частині фольги ближче до зовнішнього краю, причому ця температура значно перевищує температуру кипіння алюмінію. **Наукова новизна.** Проведені експериментальні дослідження ШПП, у якого якір виконаний з алюмінієвої та мідної фольги, а індуктор, що підключається до високовольтного ємнісного накопичувача енергії, виконаний у вигляді плоскої дискової спіралі. В процесі роботи ШПП якір переходить в плазмовий стан і переміщується вертикально вгору, перетворюючись в об'ємний комок, або на згупчення маленьких частинок, які здіймалися на декілька метрів відносно індуктора. Експериментально показано характерний круговий контур термічного нагрівання мідної фольги якоря, яка закріплена на листі склотекстоліту. **Практична цінність.** Результати експериментальних досліджень з точністю до 15 % співпадають з розрахунковими і показують справедливості концепції ШПП, в якому за рахунок високої густини індукваного струму в якорі відбувається термічна іонізація в результаті електричного вибуху провідника з переходом його в плазмовий стан. Взаємодія плазмового утворення з магнітним полем індуктора призводить до появи електродинамічної сили, яка забезпечує його переміщення у відкритому атмосферному середовищі на декілька метрів. Бібл. 17, рис. 9.

Ключові слова: імпульсний індукційний прискорювач плазмового утворення, математична модель, електромеханічні та теплові процеси, експериментальні дослідження.

Вступ. Плазмові технології знаходять застосування у різних конструктивних і технологічних системах та пристроях, в наукових дослідженнях та ін. Одним з напрямків таких досліджень є формування плазмових утворень та метання їх на певну відстань від джерела формування. Такі роботи ведуться в провідних наукових центрах світу, насамперед в США: Принстонська лабораторія фізики плазми, Лос-Аламовська національна лабораторія, університет Нью-Гемпшира, Свортморська лабораторія магнітодинаміки та ін. [1-4]. В університеті штату Міссурі (США) досліджується прискорення плазмового утворення у відкритому атмосферному середовищі [5]. Тривалість існування плазмового утворення складає декілька мілісекунд, і воно переміщується у повітрі на незначну відстань 0,5-0,6 м.

Для утворення плазми використовують енергію первинного розрядного кола [6]. Формування плазми у формі кільця відбувається за рахунок газодинамічного процесу турбулізації газоплазмового струменя. Прискорення газоплазмового утворення здійснюється за допомогою енергії вторинного кола. Вихід термічної плазми з форкамери забезпечується газодинамічними, а не електродинамічними силами.

Плазмові утворення формують і за рахунок електричного вибуху провідника в швидко спадаючому магнітному полі [7]. Магнітне поле утворюється за рахунок струму, що тече по плазмі, яка сформована у формі спіралі у сліди вибуху провідника. Для створення умов стійкості кільця за рахунок енергії магнітного поля передбачається переривання процесу повернення

енергії магнітного поля в електричну енергію заряду конденсатора.

В індукційних плазмотронах для формування плазмового кільця застосовують метод індуктування розряду у газовому середовищі низького тиску з подальшим збільшенням до атмосферного, або формування плазми у області біля індуктора за рахунок дугового розряду [8-10]. Плазмотрони забезпечують індуктування вихрового струму у плазмовому утворенні у атмосферних умовах, але не вирішують проблеми накопичення енергії магнітного поля у плазмовому утворенні.

Аналіз прискорювачів плазмових утворень. Відомий імпульсний плазмовий прискорювач, що містить електроди, один з яких виконаний у вигляді мідного стрижня, а інший у вигляді пластини. Під дією електричного розряду між електродами в твердій діелектричній речовині відбувається абляція [11]. Робота прискорювача здійснюється за низького тиску газу в прискорювальному каналі. Відомий також імпульсний плазмовий прискорювач, який містить прискорювальний канал, утворений двома електродами з розташованим між ними тефлоновим ізолятором, який є робочою речовиною [12].

Ці прискорювачі мають низьку ефективність і питому потужність, що обумовлено використанням тільки енергії, що запасується електричним полем для прискорення. Ефективність цих прискорювачів обмежується тривалим процесом створення робочої речовини через обмежену швидкість і нерівномірність її випаровування.

Відомий плазмовий прискорювач, який містить електроди, що з'єднані через омичне і індуктивне навантаження з ємнісним накопичувачем енергії (СНЕ), торцевий керамічний ізолятор, який розділяє електроди і встановлені між електродами діелектричні шашки, що виконані з матеріалу, в якому відбувається абляція [13]. При подачі на електроди високовольтного імпульсу в результаті поверхневого пробою формується плазмове утворення, яке коротить електроди прискорювача. Робоча речовина, що випаровується з поверхні діелектричних шашок, іонізується і прискорюється під дією електромагнітних сил і газодинамічного тиску. В цьому прискорювачі підвищено ефективність прискорення за рахунок використання як електромагнітних сил, так і газодинамічного тиску. Однак в нього низька питома потужність через використання тільки електричної енергії для створення електромагнітних і газодинамічних сил.

Відомий плазмовий прискорювач, який складається з циліндричної напрямної труби, зовнішнього полого циліндричного магніту і системи термічної іонізації речовини до плазмового стану [14]. Один з торців труби знаходиться в повітряному середовищі, а на іншому торці розташована система формування газового потоку за допомогою газотурбінного двигуна. Система термічної іонізації речовини складається з розрядних електродів, що розташовані усередині напрямної труби, і індукційного нагрівача плазми. Електромагнітна котушка нагрівача, яка охоплює напрямну трубу, забезпечує формування плазми всередині напрямної труби. За рахунок газотурбінного двигуна формується нагрітий газовий потік, який спрямовується в циліндричну трубу. Нагрітий вище 1000 °С газ направляється в систему термічної іонізації, де його підігрівають дуговими розрядами до високої температури (5000-10000 °С). Газ надходить в область індукційного нагрівача, де відбувається утворення плазми в формі кільця. Під дією імпульсних магнітних полів, що по чергово створюються магнітами, які розташовані вздовж циліндричної напрямної труби, відбувається прискорення плазмового утворення.

У цьому пристрої досягається висока питома потужність за рахунок комбінованого використання хімічної енергії згоряння палива і енергії електромагнітного поля. Але відомий прискорювач має занадто складну конструкцію.

Відомий індуктивний прискорювач, який забезпечує створення і прискорення плазми в повітряному середовищі [15]. Прискорювач складається з коаксіально встановлених нерухомого дискового індуктора, що збуджується від СНЕ, і розташованої напроти індуктора робочої речовини, яка при термічній іонізації за рахунок індукваного струму переходить в плазмовий стан з подальшим прискоренням вздовж коаксіальної осі під дією електродинамічних сил. Цей прискорювач має просту конструкцію, але плазма у вигляді кільця не може переміщуватись на велику відстань відносно індуктора. В плазмовому кільці виникають радіально направлені електродинамічні сили, які «розривають» кільце, а значить і переривають шлях протікання індукваного струму.

Таким чином, задача створення прискорювача плазмового утворення, який забезпечує його переміщення в повітряному середовищі на значну відстань, є актуальною.

Метою статті є теоретичне та експериментальне дослідження електромеханічних та теплофізичних процесів в імпульсному індукційному прискорювачі, який забезпечує формування плазмового утворення за рахунок термічної іонізації в результаті електричного вибуху провідника та метання його у атмосферному середовищі відносно індуктора.

Математична модель прискорювача. Складнощі розрахунку імпульсного індуктивного прискорювача плазмового утворення (ППП) насамперед обумовлені невизначеністю параметрів плазмового утворення, які динамічно змінюються. Для визначення загальних характеристик електромеханічних та теплових процесів будемо вважати, що якір виконаний суцільним і не змінює своєї форми і агрегатного стану в процесі роботи прискорювача. Для реалізації математичної моделі з розподіленими у просторі параметрами використаємо систему диференціальних рівнянь в часткових похідних щодо просторових і часових змінних [16].

Математична модель електромагнітних процесів ППП, яка включає нерухомий індуктор та рухомий електропровідний якір, представляється в циліндричній системі координат для векторного магнітного потенціалу \vec{A}_i , який має φ компоненту.

Диференціальні рівняння відносно φ -ї складової векторного магнітного потенціалу в області індуктора Ω_1 дають вигляд:

$$\gamma_1 \frac{\partial A_{1\varphi}}{\partial t} + \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial^2 A_{1\varphi}}{\partial z^2} + \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial (r A_{1\varphi})}{\partial r} \right) = - \frac{i_1(t) \cdot N_1}{S_1} k_{1s}, \quad (1)$$

в області суцільного електропровідного якоря Ω_2 :

$$\gamma_2 \frac{\partial A_{2\varphi}}{\partial t} + \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial^2 A_{2\varphi}}{\partial z^2} + \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial (r A_{2\varphi})}{\partial r} \right) - v_{z2}(t) \cdot \frac{\gamma_2}{\mu_0} \cdot \frac{\partial A_{2\varphi}}{\partial z} = 0, \quad (2)$$

в області повітряного середовища Ω_0 :

$$\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial^2 A_{0\varphi}}{\partial z^2} + \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial (r A_{0\varphi})}{\partial r} \right) = 0, \quad (3)$$

де $j_1(t)$ – тангенціальна складова густини струму в індукторі; $i_1(t)$ – миттєве значення струму в індукторі; γ_1, γ_2 – питома провідність індуктора та якоря відповідно; μ_0 – магнітна стала; $v_{z2}(t)$ – швидкість якоря; N_1 – кількість витків індуктора; S_1 – площа перетину індуктора; k_{1s} – коефіцієнт заповнення індуктора.

Диференціальні рівняння (1) – (3) доповнюються відповідними граничними та початковими умовами:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\mu_0} \operatorname{rot} A_1 \cdot n &= - \frac{1}{\mu_0} \operatorname{rot} A_2 \cdot n; \\ \operatorname{rot} A_1 \cdot n &= - \operatorname{rot} A_2 \cdot n; \\ A_{1\varphi}(0) &= A_{2\varphi}(0) = 0, \end{aligned} \quad (4)$$

де A_i – векторний потенціал магнітного поля i -ої області; n – одиничний вектор нормалі.

Аксіальна складова сили, яка діє на якір прискорювача, визначається за допомогою відповідної компоненти тензора натягу Максвелла T :

$$f_z = \oint_S 2\pi r T_z ds = \frac{1}{\mu_0} \oint_S 2\pi r (B_r \cdot B_z) ds, \quad (5)$$

де B_r , B_z — радіальна та аксіальна складова індукції магнітного поля.

Електричний стан прискорювача можна описати рівняннями:

$$2\pi \frac{N_1}{S_1} \int_{S_1} \frac{dr A_{1\varphi}}{dt} dr dz + (L_0 + L_1) \frac{di_1}{dt} + i_1 (R_0 + R_1) + u_C = 0, \quad (6)$$

$$2\pi \frac{1}{S_2} \int_{S_2} \frac{dr A_{2\varphi}}{dt} dr dz + L_2 \frac{di_2}{dt} + i_2 R_2 = 0, \quad (7)$$

де L_0 , R_0 — відповідно індуктивність та активний опір кола збудження; R_1 , R_2 — відповідно активний опір індуктора і якоря; L_1 , L_2 — відповідно індуктивність індуктора і якоря; i_2 — миттєве значення струму в якорі; S_2 — площа перетину якоря; u_C — напруга ЄНЕ, які доповнюються відповідними початковими умовами.

Теплові процеси в ІППП описуються за допомогою рівняння:

$$c_k(T) \cdot \gamma_k \frac{\partial T_k}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial r} (\lambda_k(T) \frac{\partial T_k}{\partial r}) + \frac{1}{r} \lambda_k(T) \frac{\partial T_k}{\partial r} + \frac{\partial}{\partial z} (\lambda_k(T) \frac{\partial T_k}{\partial z}) + j_k^2(t) \cdot \rho_k(T), \quad (8)$$

де T_k — розподіл температури k -го активного елемента у просторі та часі; $c_k(T)$ — усереднена питома теплоємність k -го активного елемента (індуктора та якоря); γ_k — усереднена щільність матеріалу k -го активного елемента; $j_k(t)$ — густина струму k -го активного елемента; $\lambda_k(T)$ — коефіцієнт теплопровідності k -го активного елемента; $\rho_k(T)$ — питомий опір k -го активного елемента.

На охолоджуваних поверхнях активних елементів система рівнянь (8) доповнюється граничними умовами третього роду, що враховує конвективний і радіаційний теплообмін, а на осі симетрії граничними умовами другого роду.

Математична модель ІППП з нерівномірним розподілом струмів в індукторі і якорі реалізується в програмному пакеті *Comsol Multiphysics* з використанням методу скінченних елементів при обліку всіх взаємозв'язків між фізичними процесами [17]. При цьому здійснюється обмін даних між процесами, виділення розрахункових областей для кожної фізичної задачі за умови узгодженості сіткового розбиття для всіх задач. Моделювання виконується в наступній послідовності:

- вибираються модулі фізики («Magnetic fields», «Electrical circuit», «Heat transfer in solid», «Fluid structure interaction»), які реалізують відповідні задачі, розмірності (2D), тип моделі (time-dependent) і методи розрахунку;
- формується геометрія прискорювача і визначаються розрахункові області для обраних фізичних задач;
- задаються вихідні дані у вигляді постійних величин і функцій, що описують взаємозв'язок між параметрами, наприклад, залежність питомого опору від температури;
- задаються початкові і граничні умови розглянутих фізичних задач;
- виконується дискретизація розрахункових областей з урахуванням геометричної моделі електродинамічного прискорювача;

- обираються методи вирішення розглянутих завдань MUMPS, PARDISO і проводяться чисельні розрахунки.

Розрахункова область моделі представляла собою циліндр з радіусом, значення якого більше, ніж в 5 рази перевищувала радіус найбільш віддаленого елемента прискорювача в радіальному напрямку від осі z . Висота розрахункового циліндра більше, ніж в 10 разів перевищувала найбільшу висоту елементів прискорювача. Це дозволяло домогтися необхідної точності при прийнятному часу розрахунку, вважаючи границю розрахунку умовно нескінченною.

В моделі використовувалася сітка типу «Free triangular» з розмірами елементів «Extra fine» (максимальний розмір елемента сітки для віддалених областей навколишнього середовища становив 5 мм, а для прискорювача розмір елемента сітки вибирався в інтервалі від (0,001 до 1 мм). Відносно переміщення елементів прискорювача між собою зумовило застосування автоматичної перебудови сітки Automatic remeshing (критерій перебудови сітки mod1.fsi.minqual>0,2). Просторова дискретизація полягає в розбитті обмеженої області на окремі кусково безперервні підобласті. Сукупність таких елементів визначається як сітка або триангуляція, яка є моделлю розрахункової області. Причому для кожного з фізичних модулів («Magnetic fields», «Electrical circuit», «Heat transfer in solid») використовувалася інтерполяція рішення для окремих кінцевих елементів, що визначається квадратичною або кубічною дискретизацією. Основні змінні апроксимуються вузловими значеннями, помноженим на базисний вектор, який необхідний для інтерполяції всередині елемента. Для апроксимації по часу використовується неявна кінцево-різницєва схема п'ятого порядку.

Електромеханічні і теплові процеси прискорювача. Розглянемо ІППП, у якого нерухомий індуктор виконаний у вигляді плоскої спіралі зі сталі, а якор виконаний у вигляді алюмінієвої фольги дискової форми, що коаксіально розташована відносно індуктора. Параметри ІППП наступні: **ЄНЕ:** напруга $U_0 = 25$ кВ, ємність $C_0 = 360$ мкФ; **індуктор:** кількість витків $N_1 = 7$, внутрішній діаметр $D_{in} = 10$ мм, зовнішній діаметр $D_{ex} = 600$ мм, площа поперечного перетину витка $S_1 = 5 \times 25 = 125$ мм²; **якор:** товщина $h_2 = 8$ мкм; зовнішній діаметр $D_{ex} = 600$ мм, відстань від індуктора $z_0 = 0,5$ мм; **коло збудження:** $L_0 = 1,5$ мкГн, $R_0 = 50$ мОм.

На рис. 1 представлені розраховані характеристики ІППП, а саме зміна напруги ЄНЕ u_C , густини струму в індукторі j_1 та якорі j_2 (а), густина струму в якорі, розподілена по його радіусу в момент максимуму струму (б).

Відбувається неодноразове зростання максимальних значень струмів в індукторі і якорі. Струм в якорі досягає максимального значення через близько 0,15 мс, в той час як в індукторі — через близько 0,75 мс. Причому густина індукованого струму в якорі по поперечному перетину в радіальному напрямку нерівномірна: в середній частині ближче до зовнішнього краю сягає максимального значення $j_2 = 118$ кА/мм², а на зовнішньому краю зменшується до $j_2 = 76$ кА/мм².

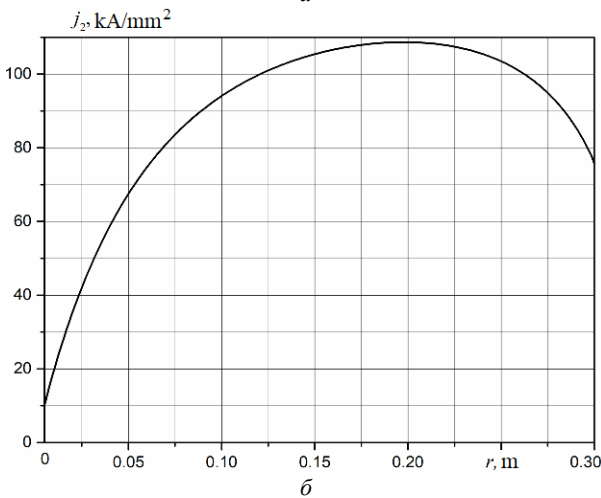
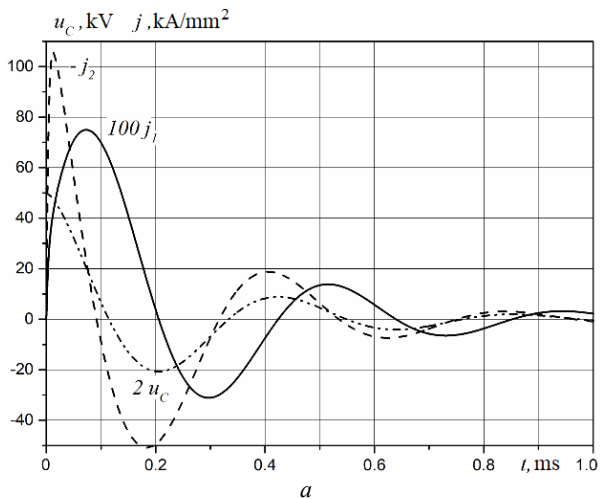


Рис. 1. Розраховані характеристики ІПП: *a* – зміна напруги ЄНЕ та густини струму в індукторі та якорі; *б* – розподіл густини струму в якорі в момент максимуму індукованого струму

На рис. 2 показані електродинамічна сила f_{z2} , швидкість v_z та переміщення h_z якоря. Максимальне значення електродинамічної сили відштовхування сягає близько $f_{z2} = 185$ кН. Але через фазовий зсув між струмами в індукторі і якорі в інтервалі 0,9 – 2,1 мс на якор діє електродинамічна сила тяжіння, яка значно менша за силу відштовхування. Внаслідок такого характеру сили швидкість якоря сягає максимального значення близько $v_z = 113$ м/с в момент 0,08 мс, після чого швидкість зменшується до 66 м/с в момент 0,2 мс після початку робочого процесу з незначним збільшенням потому.

На рис. 3 показані зміна та радіальний розподіл в момент максимуму струму перевищення температури якоря θ_2 . Зміна θ_2 у часі обумовлена характером зміни щільності струму в якорі j_2 . Перевищення температури збільшується до значення близько $\theta_2 = 4200$ °С в момент 0,6 мс від початку робочого процесу. Після чого спостерігається незначний спад до $\theta_2 = 4000$ °С з поступовим збільшенням до $\theta_2 = 6300$ °С і вище після 0,25 мс.

Але перевищення температури розподілено по поперечному перетину якоря (алюмінієвої фольги) в радіальному напрямку суттєво нерівномірно. В центрі фольги $\theta_2 = 0$. Максимальне значення $\theta_2 = 7900$ °С має місце в середній частині якоря ближче до зовнішнього краю. Зазначимо, що температура кипіння алюмінію становить 2519 °С, а міді – 2580 °С.

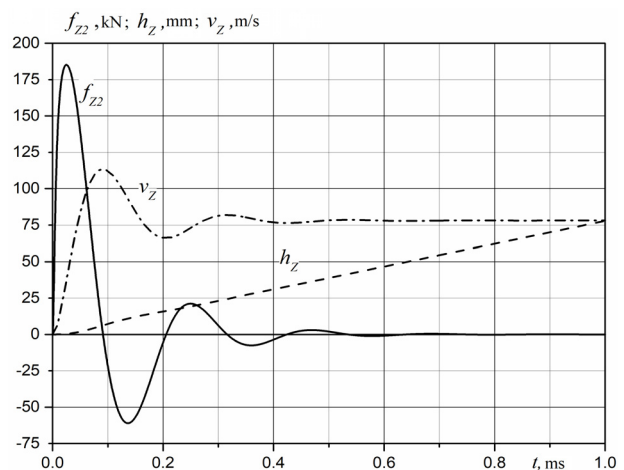


Рис. 2. Електродинамічна сила f_{z2} , швидкість v_z та переміщення h_z якоря в ІПП

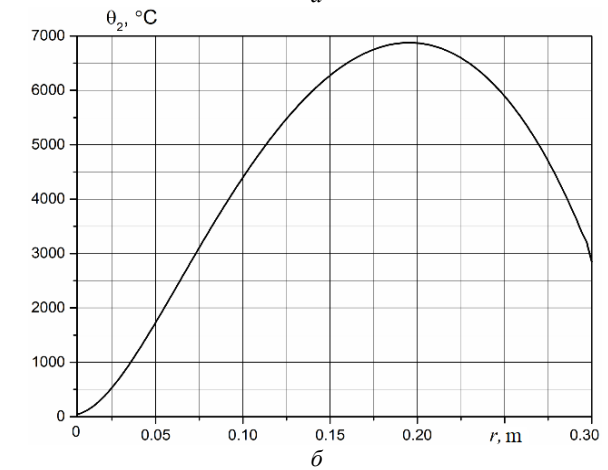
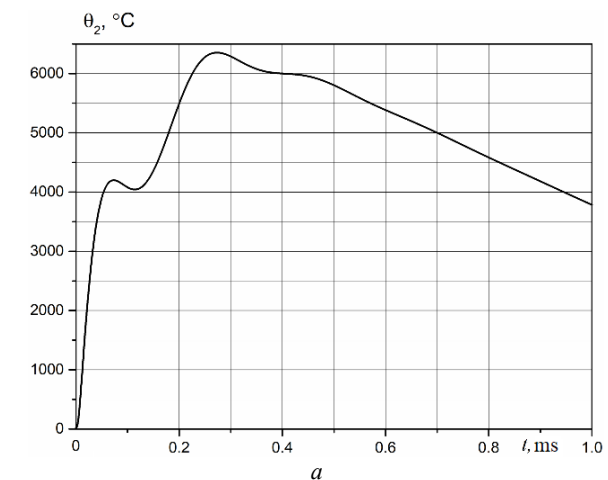


Рис. 3. Перевищення температури якоря: зміна перевищення температури у часі (*a*), радіальний розподіл перевищення температури в момент максимуму струму (*б*)

Для апробації математичної та комп'ютерної моделей виконано перевірку енергетичного балансу ІПП. На рис. 4 представлені: W_C – енергія ЄНЕ; W_{loss} – теплові втрати в якорі; W_i – теплові втрати в індукторі; W_{mag} – енергія магнітного поля; W_{sr} – теплові втрати на обмежувальному резисторі та підвідних проводах; W_{sind} – магнітна енергія на підвідних проводах; W_{kin} – кінетична енергія. Оскільки баланс енергії виконується, це свідчить про достовірність отриманих результатів.

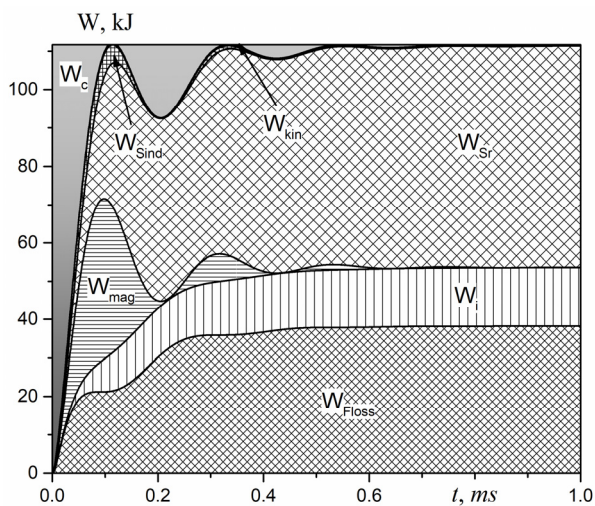


Рис. 4. Розподіл енергії в ІППІ

Під час робочого процесу магнітна енергія W_{mag} та енергія ЄНЕ W_c мають коливально-загасаючий характер, причому вони змінюються практично в протифазі. Всі інші складові енергій в прискорювачі зростають до різних рівнів, виходячи на певне стає значення. Як випливає з результатів розрахунку, основна частина енергії ЄНЕ перетворюється в теплову енергію в активних елементах і елементах кола збудження ІППІ.

Експериментальні дослідження ІППІ. Експериментальні дослідження ІППІ плазмового утворення були проведені на базі НДПКІ «Молнія» з використанням методики, представленої в [16]. Експериментальна установка включає ЄНЕ генератора струму ПТМ-10/350, який складається з 120 паралельно з'єднаних конденсаторів ІК503У4, кожен з яких має ємність 3 мкФ. Середній вивід кожного конденсатора з'єднаний зі спільною шиною через 4 паралельно з'єднаних резистора ТВО-60 з опором 24 Ом. Комутація ЄНЕ здійснюється через високовольтний розрядник.

Параметри експериментальної установки: сумарна ємність ЄНЕ – 360 мкФ, максимальна напруга ЄНЕ – 50 кВ, вимірний активний опір індуктора – 9 мОм, сумарний опір кола збудження – 50 мОм, індуктивність індуктора – 15 мГн.

Були проведені експериментальні дослідження ІППІ з якорями різної форми та матеріалів, що виконані з електропровідникової фольги. При дослідженнях індуктор горизонтально прикріплювався до ізоляційної основи, а зверху на ньому через ізоляційну пластину встановлювався якорь. Така конструкція прискорювача забезпечувала вертикальне переміщення якоря під дією електродинамічних зусиль.

Індуктор був виготовлений у вигляді плоскої дискової спіралі із сталі з зовнішнім діаметром 600 мм. Між витками спіралі виконаний зазор, який забезпечує унеможливлення міжвиткового електричного пробоя. Витки спіралі прикріплені за допомогою сталевих гвинтів до ізоляційної плити (рис. 5). Поперечний перетин витка спіралі складав $5 \times 25 = 125 \text{ мм}^2$. В досліді використано два варіанти індуктора. В першому варіанті (7 витків) внутрішній виток індуктора розміщувався в центрі і індуктивність індуктора $L_1 = 12 \text{ мГн}$. В другому варіанті два внутрішніх витків індуктора було видалено і діаметр внутрішнього отвору склав 230 мм.



Рис. 5. Зовнішній вигляд індуктора ІППІ: перший варіант (а), другий варіант (б)

На рис. 6 показані результати роботи ІППІ, у якого якорь виконаний у вигляді алюмінієвої фольги товщиною 18 мкм дискової форми з зовнішнім діаметром $D_{ex} = 600 \text{ мм}$ (рис. 6,а), а індуктор першого варіанту підключається до ЄНЕ з напругою $U_0 = 20 \text{ кВ}$. Після випробувань дисковий якорь являє собою стиснуту в об'ємний комок алюмінієву фольгу (рис. 6,б). В процесі роботи прискорювача якорь переходить в плазмовий стан і переміщується вертикально вгору на декілька метрів (на рис. 6,в,г якорь показаний прямою лінією).

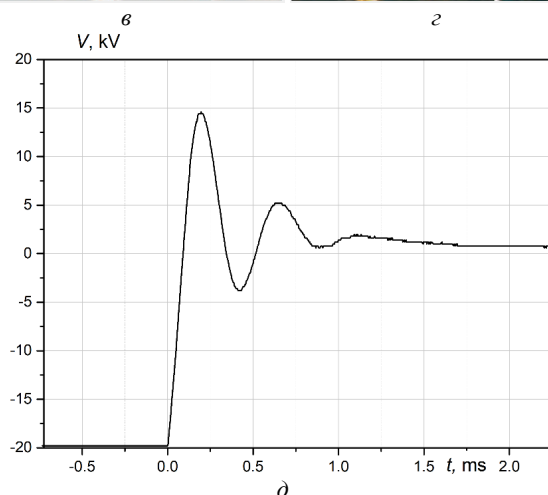
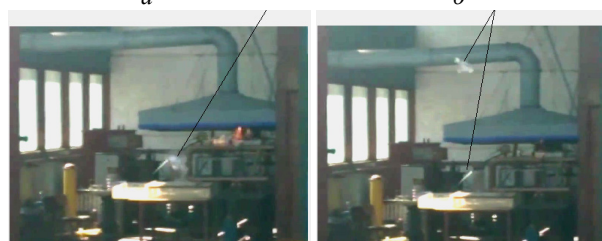
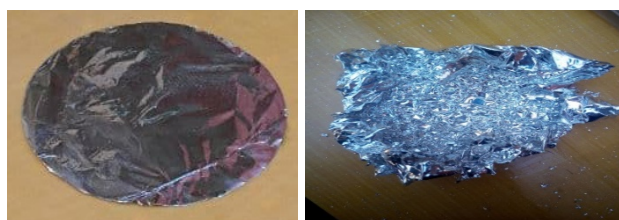


Рис. 6. Дисковий якорь до (а) і після (б) випробувань, положення якоря на початковому (в) і наступному (г) моментах роботи і осцилограма напруги ЄНЕ (д) ІППІ

На рис. 7 показані результати роботи ІППІ, у якого якорь виконаний у вигляді тора з алюмінієвої фольги товщиною 10 мкм, а індуктор другого варіанту підключається до ЄНЕ з напругою $U_0 = 23 \text{ кВ}$.

Середній діаметр тора 300 мм (рис. 7,а). При роботі прискорювача тороїдний якір після переходу в плазмовий стан перетворювався на скупчення маленьких частинок, які здіймалися на значну висоту відносно індуктора (рис. 7,б). Перетворення якоря, виконаного з більш тонкої фольги, ніж в попередньому досліді, в скупчення малих частинок можна пояснити як дією електродинамічних зусиль в якорі, так і нерівномірним термічним пошкодженням окремих його ділянок.

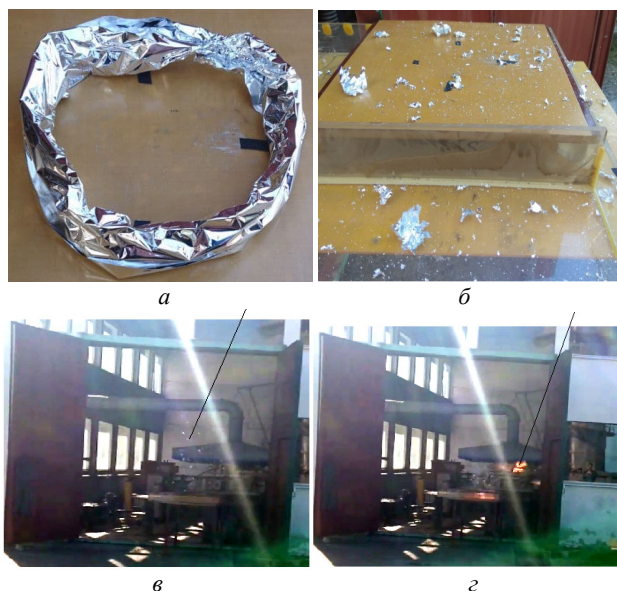


Рис. 7. Тороїдний якір до (а) і після (б) випробувань, положення якоря на початковому (с) і наступному (д) моментах роботи ППП

На рис. 8 показані результати роботи ППП, у якого індуктор другого варіанту збуджується при напрузі $U_0 = 20$ кВ, а якір виконаний з мідної фольги, товщиною 9 мм, яка закріплена на листу склотекстоліту з розмірами $900 \times 900 \times 1$ мм. Оскільки лист склотекстоліту був вигнутим, то для його рівномірного притискання до індуктора була застосована ізоляційна опора з вантажем (рис. 8,а).

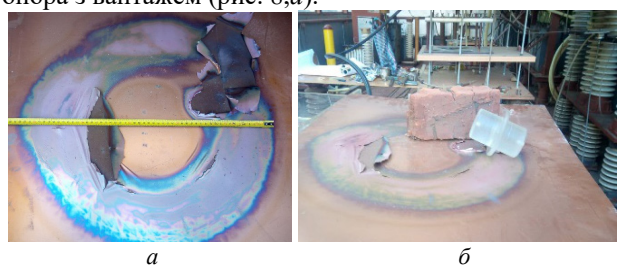


Рис. 8. Якір з мідної фольги, яка закріплена на листу з склотекстоліту після випробувань ППП

Після роботи прискорювача в місці притискання склотекстолітового листа на мідній фользі виникла ділянка термічного згоряння (рис. 8,б), частки якої підлетіли вгору. При цьому добре видно характерний круговий контур нагрівання мідної фольги, що свідчить про аналогічний характер індукваного струму в якорі. Оскільки температура плавлення міді вища, ніж у алюмінію, то навіть в зоні протікання індукваного струму не відбулося термічної іонізації мідної фольги. На інших ділянках термічного нагрівання фольги практично відсутнє.

При використанні більш компактного індуктора (зовнішній діаметр 280 мм, ширина витка 9,4 мм, відстань між витками 5 мм) на ЄНЕ з більшою напругою $U_0 = 35$ кВ та меншою ємністю $C_0 = 18,5$ мкФ (сумарний опір кола збудження $R_0 = 0,1$ Ом, сумарна індуктивність кола збудження $L_0 = 1,5$ мкГн) відбувається формування плазмового утворення, яке переміщується відносно індуктора. На рис. 9 показана осцилограма струму в індукторі, зовнішній вигляд індуктора та плазмове утворення, яке перемістилося від індуктора. Якір виконаний з мідної фольги, товщиною 9 мм, яка закріплена на листу склотекстоліту з розмірами $900 \times 900 \times 1$ мм.

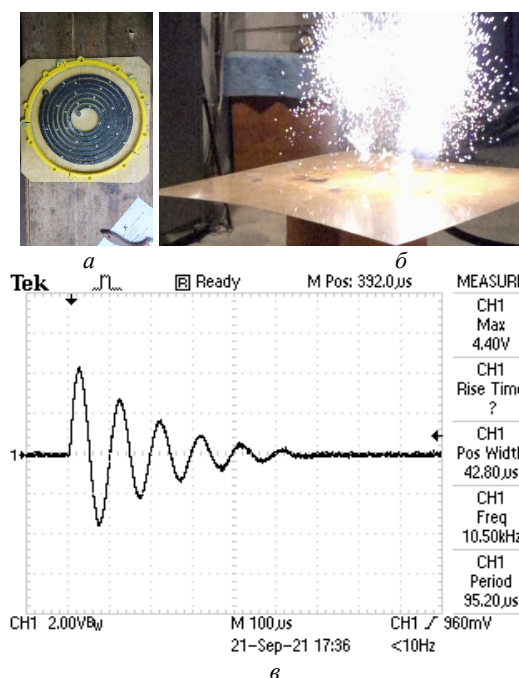


Рис. 9. Зовнішній вигляд індуктора (а), плазмове утворення (б) прискорювача та осцилограма струму індуктора (в)

Осцилограма струму індуктора має коливально-загасаючий характер з амплітудою першої напівхвилі 51,6 кА. На рис. 9,б видно, що плазмове утворення під дією електродинамічних зусиль відривається від листа мідної фольги і переміщується на декілька метрів вертикально вгору.

Таким чином, якщо напруга ЄНЕ не перевищує певних значень, то індукований струм в якорі відносно малий і в процесі нагріву не формує термічно іонізоване плазмове утворення певної частини мідної фольги. А зі збільшенням напруги ЄНЕ відбувається підвищення індукваного струму в якорі, який здійснює термічну іонізацію відповідної частин якоря з переходом у плазмове утворення, яке під дією електродинамічних сил переміщується вертикально вгору на декілька метрів.

Результати експериментальних досліджень, а саме, форма, напруга та струм в індукторі з точністю до 15 % співпадають з розрахунковими, що свідчить про достовірність математичної моделі прискорювача.

Таким чином, експериментальні та теоретичні дослідження показують справедливості концепції імпульсного індукційного прискорювача, в якому за рахунок високої густини індукваного струму в якорі, що виконаний з електропровідної фольги, відбувається термічна іонізація в результаті електричного вибу-

ху провідника з переходом його в плазмовий стан. Взаємодія цього плазмового утворення з магнітним полем індуктора призводить до появи електродинамічної сили, яка забезпечує його переміщення у відкритому атмосферному середовищі на декілька метрів відносно нерухомого індуктора.

Висновки.

1. Роботи по створенню та метанню плазмових формувальників є актуальними і проводяться в провідних наукових центрах світу з використанням газодинамічних і електромагнітних зусиль.

2. Розроблена і реалізована в програмному пакеті Comsol Multiphysics математична модель імпульсного індукційного прискорювача, в якій якір не змінює своєї форми і агрегатного стану в процесі роботи. Математична модель, що враховує розподілені у просторі параметри прискорювача, використовує систему диференціальних рівнянь в часткових похідних щодо просторових і часових змінних.

3. Розраховані електромеханічні і теплові характеристики прискорювача. Показано, що перевищення температури в якорі, що виконаний у вигляді алюмінієвої фольги, суттєво нерівномірно. Максимальне значення температури має місце в середній частині фольги ближче до зовнішнього краю, причому ця температура значно перевищує температуру кипіння алюмінію.

4. Проведені експериментальні дослідження прискорювача, у якого якір виконаний з алюмінієвої та мідної фольги, а індуктор, що підключається до висковольтного ЄНЕ, виконаний зі сталі у вигляді плоскої дискової спіралі. Встановлено, що в процесі роботи прискорювача якір переходить в плазмовий стан і переміщується вертикально вгору на декілька метрів, перетворюючись в об'ємний комок або на скупчення маленьких частинок, які здіймалися на значну висоту відносно індуктора.

5. Експериментально показано характерний круговий контур термічного нагрівання мідної фольги яко-ря, яка закріплена на листі склотекстоліту, що свідчить про аналогічний характер плазмового утворення.

Конфлікт інтересів. Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

1. Myers C.E., Belova E.V., Brown M.R., Gray T., Cothran C.D., Schaffer M.J. Three-dimensional magnetohydrodynamics simulations of counter-helicity spheromak merging in the Swarthmore Spheromak Experiment. *Physics of Plasmas*, 2011, vol. 18, no. 11, pp. 112512-112530. doi: <https://doi.org/10.1063/1.3660533>.

2. Gray T., Lukin V.S., Brown M.R., Cothran C.D. Three-dimensional reconnection and relaxation of merging spheromak plasmas. *Physics of Plasmas*, 2010, vol. 17, no. 10, pp. 102106-102114. doi: <https://doi.org/10.1063/1.3492726>.

3. Ji H., Daughton W. Phase diagram for magnetic reconnection in heliophysical, astrophysical, and laboratory plasmas. *Physics of Plasmas*, 2011, vol. 18, no. 11, pp. 111207-111217. doi: <https://doi.org/10.1063/1.3647505>.

4. Baalrud S.D., Bhattacharjee A., Huang Y.-M., Germaschewski K. Hall magnetohydrodynamic reconnection in the plasmoid unstable regime. *Physics of Plasmas*, 2011, vol. 18, no. 9, pp. 092108-092116. doi: <https://doi.org/10.1063/1.3633473>.

5. Sebastian Anthony. *Open-air plasma device could revolutionize energy generation, US Navy's weaponry*. Available: [https://www.extremetech.com/defense/153630-open-air-plasma-](https://www.extremetech.com/defense/153630-open-air-plasma-device-could-revolutionize-energy-generation-us-navys-weaponry)

[device-could-revolutionize-energy-generation-us-navys-weaponry](https://www.extremetech.com/defense/153630-open-air-plasma-device-could-revolutionize-energy-generation-us-navys-weaponry) (accessed 10.05.2022).

6. Curry R.D. *Systems and Methods to Generate a Self-Confined High Density Air Plasma*. Patent US WO2012173864. 2012. Available: <https://patentscope.wipo.int/search/en/detail.jsf?docId=WO2012173864>. (accessed 10.01.2023).

7. Takahashi K. Helicon-type radiofrequency plasma thrusters and magnetic plasma nozzles. *Reviews of Modern Plasma Physics*, 2019, vol. 3, no. 1, art. no. 3. doi: <https://doi.org/10.1007/s41614-019-0024-2>.

8. Shumeiko A.I., Telekh V.D., Mayorova V.I. Development of a novel wave plasma propulsion module with six-directional thrust vectoring capability. *Acta Astronautica*, 2022, vol. 191, pp. 431-437. doi: <https://doi.org/10.1016/j.actaastro.2021.11.028>.

9. Guo J. Induction plasma synthesis of nanomaterials. *Plasma Science and Technology – Progress in Physical States and Chemical Reactions*. Rijeka, InTech, 2016. pp. 3-30. doi: <https://doi.org/10.5772/62549>.

10. Rudikov A.I., Antropov N.N., Popov G.A. Pulsed plasma thruster of the erosion type for a geostationary artificial Earth satellite. *Acta Astronautica*, 1995, vol. 35, no. 9-11, pp. 585-590. doi: [https://doi.org/10.1016/0094-5765\(95\)00025-U](https://doi.org/10.1016/0094-5765(95)00025-U).

11. Spanjers G., McFall K., Gulczynski III F., Spores R. Investigation of propellant inefficiencies in a pulsed plasma thruster. *32nd Joint Propulsion Conference and Exhibit*, 1996. doi: <https://doi.org/10.2514/6.1996-2723>.

12. Takahashi K. Magnetic nozzle radiofrequency plasma thruster approaching twenty percent thruster efficiency. *Scientific Reports*, 2021, vol. 11, no. 1, art. no. 2768. doi: <https://doi.org/10.1038/s41598-021-82471-2>.

13. Di Canto G. *Plasma propulsion system and method*. Patent US WO2016151609. 2016. Available: <https://patentscope.wipo.int/search/en/detail.jsf?docId=WO2016151609&cid=P10-LL70BV-97870-1>. (accessed 10.01.2023).

14. Polzin K.A., Choueiri E.Y. Performance optimization criteria for pulsed inductive plasma acceleration. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2006, vol. 34, no. 3, pp. 945-953. doi: <https://doi.org/10.1109/TPS.2006.875732>.

15. Korytchenko K.V., Bolyukh V.F., Rezinin O.L., Burjakovskij S.G., Mesenko O.P. Axial coil accelerator of plasma ring in the atmospheric pressure air. *Problems of Atomic Science and Technology*, 2019, vol. 119, no. 1, pp. 120-123.

16. Bolyukh V.F., Kocherga A.I. Efficiency and Practical Implementation of the Double Armature Linear Pulse Electromechanical Accelerator. *2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2021, pp. 153-158. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9570065>.

17. Bolyukh V.F., Schukin I.S. Excitation with a series of pulses of a linear pulse electrodynamic type converter operating in power and high-speed modes. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.01>.

Надійшла (Received) 08.01.2023

Прийнята (Accepted) 15.03.2023

Опублікована (Published) 01.09.2023

Коритченко Костянтин Володимирович¹, д.т.н., проф.,

Болух Володимир Федорович¹, д.т.н., проф.,

Буряковський Сергій Геннадійович², д.т.н., проф.,

Кашанський Юрій Володимирович¹,

Кочерга Олександр Іванович¹, к.т.н.,

¹Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,

61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,

e-mail: korytchenko_kv@ukr.net;

vfboiyukh@gmail.com (Corresponding Author);

yurii.kashanskiy@kphi.edu.ua; kocherga.oleksandr07@gmail.com

² Науково-дослідний та проектно-конструкторський інститут «Молнія» Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут», 61013, Харків, вул. Шевченка, 47, e-mail: sergbyr@i.ua

K.V. Korytchenko¹, V.F. Bolyukh¹, S.G. Buriakovskiy², Y.V. Kashansky¹, O.I. Kocherga¹

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

² Research and Design Institute «Molniya» of National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 47, Shevchenko Str., Kharkiv, 61013, Ukraine.

Electromechanical and thermophysical processes in the pulse induction accelerator of plasma formation.

Introduction. Work on the creation and throwing of plasma formations is carried out in the world's leading scientific centers in various ways. The creation of a plasma formation with duration of several milliseconds and its acceleration in an open atmospheric environment to a distance of 0.5-0.6 m was achieved. To create plasma, the energy of the primary discharge circuit is used, followed by the acceleration of the gas-plasma formation with the help of the energy of the secondary circuit. Plasma formation is also obtained due to the electric explosion of a conductor in a rapidly decreasing strong magnetic field, etc. The **purpose** of the article is a theoretical and experimental study of electromechanical and thermophysical processes in a pulse induction accelerator, which ensures the creation of plasma formation due to thermal ionization as a result of the electric explosion of the conductor and its throwing in the atmospheric environment relative to the inductor. **Method.** For the analysis of electromechanical and thermophysical processes in the pulse induction accelerator of plasma formation (PIAPF), a mathematical model of the accelerator was developed and

implemented in the Comsol Multiphysics software package, in which the armature does not change its shape and aggregate state during operation and takes into account the parameters of the accelerator distributed in space. **Results.** Calculated electromechanical and thermal characteristics of the accelerator. It is shown that the temperature rise in the aluminum foil armature is significantly nonuniform. The maximum temperature value occurs in the middle part of the foil closer to the outer edge, and this temperature is significantly higher than the boiling point of aluminum. **Scientific novelty.** Experimental studies of the PIAPF were carried out, in which the armature is made of aluminum and copper foil, and the inductor connected to the high-voltage capacitive energy storage device is made in the form of a flat disk spiral. It was established that during the operation of the PIAPF, the armature goes into a plasma state and moves vertically upwards, turning into a volumetric wad or a pile of small particles that rose to a considerable height relative to the inductor. Experimentally, the characteristic circular circuit of thermal heating of the copper foil of the armature, which is fixed on a glass-textolite sheet, is shown, which indicates a similar nature of plasma formation. **Practical value.** The results of experimental studies with an accuracy of up to 15 % coincide with the calculated ones and show the validity of the PIAPF concept, in which, due to the high density of the induced current in the armature, thermal ionization occurs as a result of an electric explosion of the conductor with its transition to the plasma state. And the interaction of the plasma formation with the magnetic field of the inductor leads to the appearance of an electrodynamic force that ensures its movement in the open atmospheric environment. References 17, figures 9.

Key words: pulse induction accelerator of plasma formation, mathematical model, electromechanical and thermal processes, experimental studies.

How to cite this article:

Korytchenko K.V., Bolyukh V.F., Buriakovskiy S.G., Kashansky Y.V., Kocherga O.I. Electromechanical and thermophysical processes in the pulse induction accelerator of plasma formation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 69-76. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.10>

Computational analysis method of the electromagnetic field propagation and deformation of conductive bodies

Introduction. The electromagnetic field is an integral attribute of the operation of many technical and technological systems. The action of an electromagnetic field leads to deformation, a change in temperature, a change in the physical properties of the materials. **Problem.** High-intensity electromagnetic fields can cause such a strong deformation of conductive bodies that it can lead to irreversible shape change or destruction. This fact is used in a class of technological operations: electromagnetic forming. Here, both the workpiece and the equipment are subjected to intense force action. As a result, equipment elements may become inoperable. **Goal.** Creation of a computational analysis method of the electromagnetic field propagation in systems of conductive bodies and subsequent analysis of deformation. Application of this method to the study of processes in electromagnetic forming systems in order to determine rational operational parameters that provide the result of a technological operation. **Methodology.** A variational formulation of the problems of an electromagnetic field propagation and deformation of conductive bodies systems is used. Numerical modeling and analysis are performed using the finite element method. **Results.** In a general form, a system of resolving equations for the values of the vector magnetic potential and displacements is obtained. The influence of the electromagnetic field is taken into account by introducing electromagnetic forces. The results of calculations for a technological system designed for electromagnetic forming of curved thin-walled workpieces are presented. **Originality.** For the first time, a method of computational analysis is presented, which involves modeling within the framework of one design scheme both the process of electromagnetic field propagation and the process of deformation. **Practical significance.** The proposed method of computational analysis can be used for various technological systems of electromagnetic forming in order to determine the rational parameters that ensure both the operability of the equipment and the purpose of the technological operation - the necessary shaping of the workpiece. References 18, table 1, figures 3.

Key words: computational analysis, electromagnetic field, electromagnetic forming, deformation, finite element method.

Вступ. Електромагнітне поле є невід'ємним атрибутом роботи багатьох технічних і технологічних систем. Дія електромагнітного поля призводить до деформації, зміни температури, зміни фізичних властивостей матеріалів. **Проблема.** Електромагнітні поля високої інтенсивності можуть викликати настільки сильну деформацію провідних тіл, що це може призвести до незворотної зміни форми або руйнування. Цей факт використовується в класі технологічних операцій: електромагнітна обробка. Тут як заготовка, так і обладнання піддаються інтенсивній силовій дії. В результаті елементи обладнання можуть виходити з ладу. **Мета.** Створення методу розрахункового аналізу поширення електромагнітного поля в системах провідних тіл і подальшого аналізу деформування. Застосування цього методу для дослідження процесів в системах електромагнітної обробки з метою визначення раціональних робочих параметрів, що забезпечують результат технологічної операції. **Методологія.** Використано варіаційну постановку задач про поширення електромагнітного поля та деформування систем провідних тіл. Чисельне моделювання та аналіз виконано методом скінченних елементів. **Результати.** У загальному вигляді отримано систему визначальних рівнянь для значень векторного магнітного потенціалу та переміщень. Вплив електромагнітного поля враховується введенням електромагнітних сил. Наведено результати розрахунків для технологічної системи електромагнітної обробки вигнутих тонкостінних заготовок. **Оригінальність.** Вперше представлено метод розрахункового аналізу, який передбачає моделювання в рамках єдиної розрахункової схеми як процесу поширення електромагнітного поля, так і процесу деформування. **Практичне значення.** Запропонований метод розрахункового аналізу може бути використаний для різних технологічних систем електромагнітного формування з метою визначення раціональних параметрів, що забезпечують як працездатність обладнання, так і мету технологічної операції – необхідне формоутворення заготовки. Бібл. 18, табл. 1, рис. 3.

Ключові слова: розрахунковий аналіз, електромагнітне поле, електромагнітна обробка, деформування, метод скінченних елементів.

Introduction. A large number of technical and technological facilities are exploited under conditions of intense electromagnetic fields (EM-fields). Technologies that use EM-fields cause a variety of power, thermal effects on materials, influence on magnetic properties, and so on. The most important is the power effect that occurs when the EM-field acts on the conductive body and causes its motion or deformation. The above-stated facts indicate the necessity of using the computational methods analysis of EM-field propagation and deformation process of technological devices equipment elements of the electromagnetic forming (EMF) at the design and proofing stage. Thus, the scientific and applied problem, which consists in the creation of new computational methods for evaluating the EM-fields effect on elastic-plastic deformation of workpieces and equipment, taking into account the association of EM-field propagation and deformation processes, as well as computational investigations of the EM-field distribution and deformation processes under the conditions of specific technological operations is relevant, which determines the direction of this article.

The creation of computational methods for the analysis of any processes is based on an appropriate theoretical basis. Theoretical fundamentals describing models of continuum mechanics, which take into account the effect of the coupled fields of different physical nature (including electromagnetic) presents in classical works of Maugin, Nowacki, Eringen and others [1-4]. Within the framework of these models, the influence of an external EM-field on the thermomechanical state of the body is taken into account by introducing electromagnetic forces into the equilibrium equations. The presented model is based on Maxwell's equations, describing the nature of the electromagnetic field in vacuum and in moving deformed body, in accordance with its electromagnetic properties. For tasks in which the main objective is the analysis of the structural strength can be used the theory of magnetoelasticity. Fundamentals of the theory of magnetoelasticity with consideration of the coupling effects EM-field and mechanical stresses and strains in a moving conductive body (in the general case, the body is polarized or magnetized), were founded by Knopoff [5].

Force influence is used in the class of technological operations, called EMF. The technological equipment of EMF is deformed together with the workpieces under the influence of EM-field, which can lead to a reduction in durability and inoperability.

Modeling of forming and stamping workpieces processes dedicated [6, 7], in which, using the finite element method (FEM), highlights the solutions features of the coupled problems of magneto-thermo-elastic with regard to high-strain-rate deformation. The current state of issues related to the classification of EMF technological operations and descriptions of the corresponding equipment is comprehensively presented in review articles [8, 9]. It should be noted that non-traditional directions of the EMF are currently being developed. The basic questions of some modern trends in the development of EMF technologies are presented in articles [10-12].

The development of technological equipment for any EMF operation requires scrupulous computational studies. For example, works [13, 14] are devoted to these issues. An analysis of modern sources of information allows us to conclude that the most effective calculation tool in this case is the FEM. FEM allows in this case, within the framework of a single design scheme, to analyze the distribution of the main components of both the EM-field and the stress-strain state (SSS).

The goal of the paper is the theoretical substantiation and creation of a computational analysis method of the EM-field propagation and the process of conductive bodies deformation.

Mathematical formulation of the calculation analysis problem. For real technical and technological systems, which have a rather complex geometry and the deformation process is characterized by nonlinearities of various nature the solution process should be based on the use of appropriate numerical methods. FEM at the current stage of the computational mechanics development is the most suitable for solving the problems of the deformable body mechanics. Also, FEM has proven itself well for solving problems of various physical nature fields determine, including electromagnetic and thermal.

The construction of the FEM algorithm is based on weak formulations of the corresponding initial boundary value problems and is reduced to finding the stationary values of the corresponding functionals. Functionals can be obtained in various ways, for example, provided that the original differential equation is the Euler-Ostrogradsky equation for a certain functional, or the functional is constructed according to some general physical principle.

Certain difficulties arise when taking into account the nonlinearity of the process and the procedure of using functionals requires linearization of the original problem in one way or another, most often, an iterative process is built in which the original nonlinear problem is presented as a series of linearized problems.

The complete system of differential equations of the EM-field propagation initial-boundary problem and deformation of conductive bodies systems is presented in the articles [15, 16].

To construct functionals that correspond to the initial-boundary problem of EM-field propagation, we will consider the vector magnetic \vec{A} and scalar electric φ potentials:

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A}; \quad \vec{\nabla} \cdot \vec{A} = 0; \quad \vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \vec{\nabla} \varphi, \quad (1)$$

here \vec{B} is the magnetic induction vector; \vec{E} is the vector of electric field intensity.

Initial and boundary conditions are formulated for vector magnetic and scalar electric potentials:

$$\vec{A}(0) = 0; \quad \varphi(0) = 0. \quad (2)$$

$$\vec{A}|_{\infty} = 0; \quad \varphi|_{\infty} = 0. \quad (3)$$

$$\left. \frac{\partial \varphi_i}{\partial x_i} \right|_{\Gamma} = -E_{\Gamma}, \quad i = 1, 2, 3; \quad (4)$$

$$\left(\frac{\partial A_i}{\partial x_j} - \frac{\partial A_j}{\partial x_i} \right) \Big|_{\Gamma} = B_{\Gamma k}, \quad i \neq j \neq k = 1, 2, 3.$$

Boundary conditions (3) are applied when the body is considered together with the surrounding environment and model the attenuation of the EM-field at a distance. In the case when the EM-field components are specified at some boundary of the body, then (in the quasi-stationary case) the boundary conditions (4) are applied. Here, the symbol Γ means that the corresponding quantity belongs to the boundary of the body.

In the case of elastic deformation of the conductive bodies system, the solution is sought from the condition of minimum total energy E_{TOT} :

$$\delta E_{TOT} = 0, \quad E_{TOT} = U + W, \quad (5)$$

where U is the energy of elastic deformation; W is the EM-field energy. The energy of elastic deformation is determined as follows:

$$U = \frac{1}{2} \int_V \hat{\varepsilon} \cdot \hat{C} \cdot \hat{\varepsilon} dV - \int_S \vec{p} \cdot \vec{u} dS; \quad (6)$$

$$\hat{C} = -\frac{\nu E}{(1+\nu)(1-2\nu)} \hat{I} \otimes \hat{I} + \frac{E}{2(1+\nu)} (e_k \otimes \hat{I} \otimes e^k + e_i \otimes e_k \otimes e^i \otimes e^k),$$

where $\hat{\varepsilon}$ is the tensor of deformations; \vec{p} is the vector of surface mechanical loads; \vec{u} is the vector of displacements; ν is the Poisson's ratio; E is the Young's modulus; \hat{I} is the unit tensor; V is the body volume; S is the body surface on which mechanical loads and displacements are known.

The EM-field energy is generally defined as follows:

$$W = \int_V \left(\int_0^B \vec{H} d\vec{B} \right) dV + \int_V \left(\int_0^D \vec{E} d\vec{D} \right) dV, \quad (7)$$

where \vec{H} is the vector of magnetic field intensity; \vec{D} is the induction vector of electric field.

In the case of a linear relationship between the vectors that characterize the EM-field (or in the case of a linearized problem), the expression for the EM-field energy is simplified to the form:

$$W = \frac{1}{2} \int_V \vec{H} \cdot \vec{B} dV + \frac{1}{2} \int_V \vec{E} \cdot \vec{D} dV = \frac{1}{2} \int_V \frac{1}{\mu_c} (\vec{B})^2 dV + \frac{1}{2} \int_V \varepsilon_c (\vec{E})^2 dV,$$

where μ_c and ε_c are the magnetic and electrical permeability of the material.

Let's carry out the substitution through the potentials and get the following expression:

$$W = \int_V \left(\frac{1}{2\mu_c} |\vec{\nabla} \times \vec{A}|^2 - \vec{j} \times \vec{A} \right) dV + \int_V \left(\frac{\varepsilon_c}{2} |\vec{\nabla} \varphi|^2 - \rho_e \varphi \right) dV. \quad (8)$$

Formula (8) takes into account the possibility of EM-field sources – currents \vec{j} and electric charges ρ_e distributed over the volume.

If we use formal mathematical approaches, then in the variational equation (5) we have three independent variables – scalar electric potential, vector magnetic potential and displacement, therefore the equality of zero of the total energy variation leads to three equalities:

$$\delta E_{TOT} = 0 \Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial E_{TOT}}{\partial \varphi} = 0; \\ \frac{\partial E_{TOT}}{\partial \vec{A}} = 0; \\ \frac{\partial E_{TOT}}{\partial \vec{u}} = 0. \end{cases} \quad (9)$$

If we present the expressions for the elastic deformation energy and the EM-field energy in matrix-vector form:

$$U = \frac{1}{2} \int_V \{u\}^T [K] \{u\} dV - \int_S \{p\} \{u\} dS; \quad (10)$$

$$W = \frac{1}{2} \int_V \{A\}^T [M] \{A\} dV - \int_V \{J\} \{A\} dV + \frac{1}{2} \int_V \{\varphi\}^T [\Sigma] \{\varphi\} dV - \int_V \{\rho_e\} \{\varphi\} dV, \quad (11)$$

where $[K]$ is the stiffness matrix; $[M]$ is the «magnetic» matrix; $[\Sigma]$ is the «dielectric» matrix; $\{u\}$, $\{p\}$, $\{A\}$, $\{\varphi\}$, $\{J\}$, $\{\rho_e\}$ are the column vectors of displacements, surface distributed forces, vector magnetic potential, electric potential, specified current densities and electric charge.

Then condition (9) leads to such a system of algebraic equations:

$$\begin{cases} [\Sigma] \{\varphi\} + [\Sigma_m] \{A\} + [\Sigma_k] \{u\} = \{\rho_e\}; \\ [M] \{A\} + [M_e] \{\varphi\} + [M_k] \{u\} = \{J\}; \\ [K] \{u\} + [K_\varphi] \{\varphi\} + [K_m] \{A\} = \{p\}, \end{cases} \quad (12)$$

the additional matrices that arose after the variation are defined as follows:

$$\begin{aligned} [\Sigma_m] &= \frac{1}{2} \{A\}^T \frac{\partial [M]}{\partial \{\varphi\}}, & [\Sigma_k] &= \frac{1}{2} \{u\}^T \frac{\partial [K]}{\partial \{\varphi\}}, \\ [M_e] &= \frac{1}{2} \{\varphi\}^T \frac{\partial [\Sigma]}{\partial A}, \\ [M_k] &= \frac{1}{2} \{u\}^T \frac{\partial [K]}{\partial \{A\}}, & [K_\varphi] &= \frac{1}{2} \{\varphi\}^T \frac{\partial [\Sigma]}{\partial u}, \\ [K_m] &= \frac{1}{2} \{A\}^T \frac{\partial [M]}{\partial u}, \end{aligned}$$

where the matrices $[\Sigma_m]$, $[M_e]$ characterize the changes in the magnetic field due to the presence of an electric one, and vice versa, the matrices $[\Sigma_k]$, $[M_k]$ characterize the changes in the electric and magnetic fields due to deformation (i.e. piezo effects). When considering traditional structural materials, such changes are either absent or insignificant and these components can be neglected.

In order to find out the nature of the second and third components from the third equation, we will use the principle of virtual work, with the help of which we will determine the forces by which the EM-field acts on a conductive body. At the same time, we believe that the EM-field energy is completely spent on body deformation. In the general case of dependence between EM-field vectors, we obtain the following expression:

$$\begin{aligned} \vec{f}_{em} &= -\frac{\partial W}{\partial \vec{u}} = -\frac{\partial}{\partial \vec{u}} \left(\int_V \int_0^B \vec{H} d\vec{B} \right) dV - \\ & - \frac{\partial}{\partial \vec{u}} \left(\int_V \int_0^B \vec{E} d\vec{D} \right) dV = -\int_V \vec{H} \frac{\partial \vec{B}}{\partial \vec{u}} dV - \\ & - \int_V \left(\int_0^B \frac{\partial \vec{H}}{\partial \vec{u}} d\vec{B} \right) dV - \int_V \vec{E} \frac{\partial \vec{D}}{\partial \vec{u}} dV - \\ & - \int_V \left(\int_0^B \frac{\partial \vec{E}}{\partial \vec{u}} d\vec{D} \right) dV. \end{aligned} \quad (13)$$

In the case of considering a linear relationship between the vectors characterizing the EM-field distribution, we obtain the following expression for electromagnetic forces:

$$\begin{aligned} \{f_{em}\} &= -\frac{\partial W}{\partial \{u\}} = -\frac{\partial}{\partial \{u\}} \left(\frac{1}{2} \{A\}^T [M] \{A\} \right) - \\ & - \frac{\partial}{\partial \{u\}} \left(\frac{1}{2} \{\varphi\}^T [\Sigma] \{\varphi\} \right) = \\ & = -\frac{1}{2} \{A\}^T \frac{\partial [M]}{\partial \{u\}} \{A\} - \frac{1}{2} \{\varphi\}^T \frac{\partial [\Sigma]}{\partial \{u\}} \{\varphi\} = \\ & = -[K_m] \{A\} - [K_\varphi] \{\varphi\}. \end{aligned} \quad (14)$$

So, we see that the expression for electromagnetic forces is exactly the same as the sum of the second and third components of (12), i.e. in conditions of a conductive body elastic deformation under the action of EM-field; its influence is limited to electromagnetic forces distributed over the volume of the body. Elastic deformation, in turn, for the selected model does not affect the distribution of EM-field, therefore the analysis of the distribution of EM-field and the analysis of SSS taking into account electromagnetic forces in the case of quasi-stationary approximation can be carried out separately.

The first and second equations in the system (12) become independent (based on the results of their solution, we obtain the EM-field distribution), and on this basis, it is possible to solve the third equation taking into account the electromagnetic forces (12) for the purpose of SSS analysis. Thus, the system of defining equations of the problem takes the form:

$$\begin{cases} [\Sigma]\{\varphi\} = \{\rho_e\}; \\ [M]\{A\} = \{J\}; \\ [K]\{u\} = \{p\} + \{f_{em}\}, \end{cases} \quad (15)$$

$$\{f_{em}\} = -\frac{1}{2}\{A\}^T \frac{\partial[M]}{\partial u}\{A\} - \frac{1}{2}\{\varphi\}^T \frac{\partial[\Sigma]}{\partial u}\{\varphi\}.$$

In the resulting equations (15), electromagnetic forces are a consequence of the both magnetic and electrostatic fields' action; however, it is known that the force effect of an electrostatic field is many times smaller than that of a magnetic field. Based on this, the contribution of the electrostatic field can be neglected for the analysis of systems deformation that takes place in technologies based on strong magnetic fields. Moreover, in the quasi-stationary setting, the electrostatic field does not affect the magnetic field (independence of the first and second equations in (13)).

So, to analyze the deformation of conductive bodies systems under the action of large magnetic fields in the quasi-stationary approximation, the defining system of equations takes the form:

$$\begin{cases} [M]\{A\} = \{J\}; \\ [K]\{u\} = \{p\} + \{f_{em}\}, \end{cases} \quad (16)$$

$$\{f_{em}\} = -\frac{1}{2}\{A\}^T \frac{\partial[M]}{\partial u}\{A\}.$$

Calculation example. Let us consider the application of the proposed approach to the analysis of EM-field distribution and subsequent deformation for the case of EMF of thin-walled curved workpieces. In many cases, curved thin-walled metal workpieces are the basis for the manufacture of structural elements for various purposes.

Usually, the necessary curved structural elements are manufactured in two stages: in the first stage, they reach the required general (overall) dimensions and shape, in the second stage they achieve the required quality directly in the corner zone.

Part of the EMF technological operations is aimed at creating conditions for the occurrence of residual deformations in curved thin-walled metal workpieces directly in the bending zone. This group of technological operations was named technological operations of «filling corners». This term is known from the field of «traditional» pressure metal processing, and, in practice, it means the reduction of rounding radii to acceptable values in the bending zones of thin-walled workpieces. From the point of view of the technological operation conditions, it is necessary to exert the maximum force around the corner.

In works [17, 18], it is proposed to use an inductor with two turns, which have one common current line directed along the bend, to «fill the corners» on thin-walled curved workpieces, each of the turns is a plane that makes an angle of up to 15° with the wall of the workpiece.

Consider the results of EM-field calculations and deformation analysis for the design diagram shown in Fig. 1.

An electric current evenly distributed over the cross-section of the current conductor turns was considered as a source of EM-field. The magnitude of the non-zero component of the current density vector varied over time according to the law:

$$j(t) = j_m e^{-\delta\omega t} \sin(2\pi\nu t), \quad (17)$$

where $j_m = \frac{4I_m}{\pi d^2}$ is the current density amplitude; $I_m = 40$ kA is the amplitude of the current in the pulse; $\nu = 2$ kHz is the current frequency in the pulse; $\omega = 2\pi\nu$ is the cyclic frequency; $\delta = 0.3$ is the attenuation coefficient; d is the diameter of the coil of the current conductor.

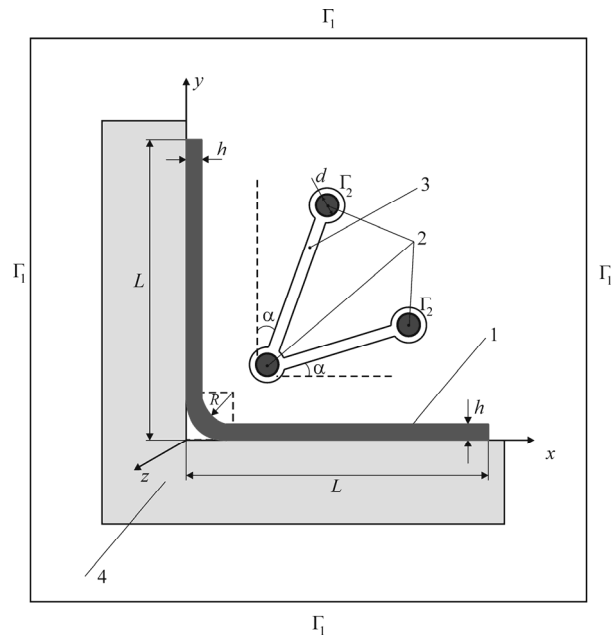


Fig. 1. Design diagram of a curved workpiece together with a two-turn inductor and a dielectric mold: 1 – workpiece; 2 – coils of the current conductor of the inductor; 3 – inductor insulation; 4 – dielectric mold

The solution was performed for zero initial conditions for one current pulse, in the time range from 0 to 3 ms, which guaranteed complete decay of the current in the pulse.

During calculations, the following values of geometric dimensions were considered: $d = 10$ mm, $L = 100$ mm, $h = 2$ mm, $\alpha = 15^\circ$. Finite element modeling was carried out using three nodal finite elements with a linear approximation of the corresponding (z) component of the vector magnetic potential and displacements (Fig. 2).

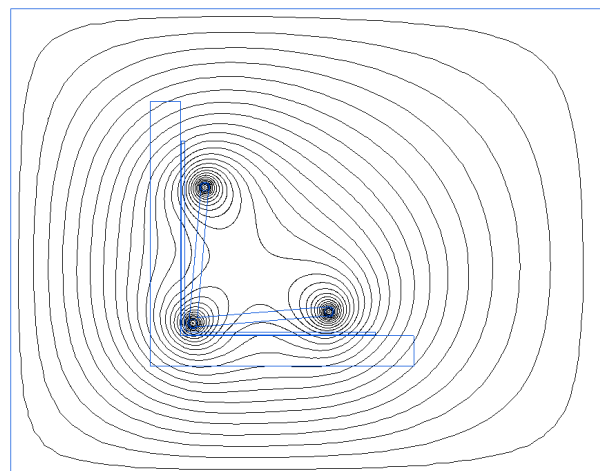


Fig. 2. Permanent lines of vector magnetic potential

The physical and mechanical parameters of the system elements, which were used in all subsequent calculations, are given in Table 1 (where σ_y is the yield

strength of the material, σ_B^+ is the tensile strength limit, σ_B^- is the compressive strength limit.)

Table 1

Physic-mechanical parameters of system elements

	Current conductor, copper	Workpiece, aluminum alloy	Insulation, kaprolon	Dielectric mold, fiberglass
μ_r	1	1	1	1
$\gamma, (\Omega \cdot m)^{-1}$	$7 \cdot 10^7$	$4.6 \cdot 10^7$	0	0
E, GPa	120	71	2.5	200
ν	0.33	0.29	0,3	0.27
σ_y, MPa	380	190	–	–
σ_B^+, MPa	–	–	70	100
σ_B^-, MPa	–	–	90	120

For the considered value of the current in the inductor, the maximum value of the stress intensity in the workpiece, which is observed on the workpiece surface, is 227 MPa (Fig. 3), which is greater than the yield strength of the aluminum alloy, thus it can be stated that from the point of view of the plastic deformations possibility in the workpiece, the technological operation is efficient.

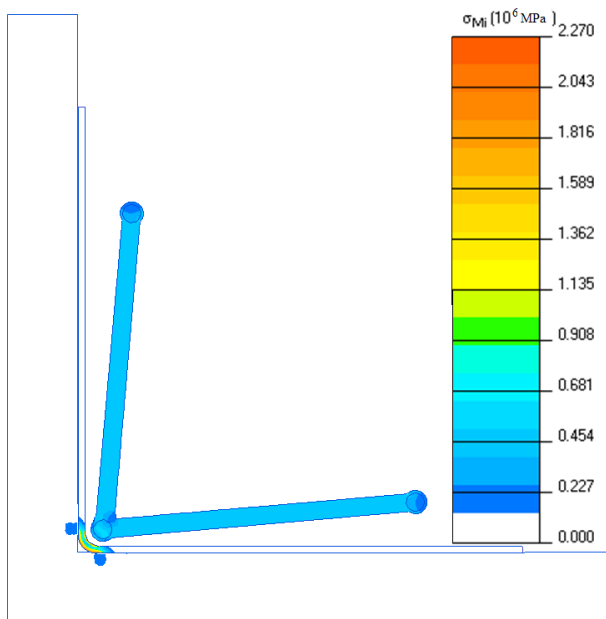


Fig. 3. Distribution of stress intensity

Note that the maximum values of normal stresses also occur on the workpiece surface. The largest displacement values are observed in the middle part of the workpiece rounding, i.e. directly opposite the current conductor of the inductor. Their maximum value is 5.4 mm, that is, under the operating conditions considered, the initial rounding of the workpiece is reduced by approximately 50 %. Note that the maximum intensity of stress in the current conductor of the inductor is approximately 60 MPa, which does not exceed the yield strength of the material, the maximum value of the equivalent stress according to Mohr's criterion in the insulation of the inductor is 52 MPa, which also does not

exceed the limit of the tensile strength of the material. So, it can be concluded that in this case the inductor remains operational.

Conclusions. The prerequisites are considered and the necessity of creating computational methods for analyzing the propagation of an electromagnetic field and the further process of technological systems elements deformation of electromagnetic forming is substantiated.

To create an appropriate method of computational analysis, the main variational relations based on the principle of minimum total energy of the system are given. For a correct and convenient description of the electromagnetic field propagation processes, the concepts of scalar electric and vector magnetic potentials are introduced. Formulas for the energy of the electromagnetic field and the energy of elastic deformation are presented. For the case of elastic deformation of conductive bodies subjected to the action of an electromagnetic field, a system of resolving algebraic equations for the values of the vector magnetic potential and displacements is obtained in general form. The influence of the electromagnetic field is taken into account by introducing electromagnetic forces, the expression for which is also obtained.

As an illustration of the computational analysis proposed method application, the computational analyzing of a technological system for electromagnetic forming of thin-walled curved workpieces is considered.

The further development of this work consists in extending the proposed method of computational analysis to the cases of various nature nonlinearities and carrying out calculations for complex technological systems of electromagnetic forming.

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

REFERENCES

1. Maugin C.A. Electromagnetic internal variables in electromagnetic continua. *Archives of Mechanics*, 1981, vol. 33, no. 1, pp. 927-936.
2. Nowacki W. *Efekty Elektromagnetyczne w Stalych Cialach Odkształcalnych*. Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warsaw, 1983. (Pol).
3. Eringen A.C., Maugin G.A. *Electrodynamics of continua I: foundations and solid media*. Springer Science & Business Media, 2012.
4. Maugin G.A. *Continuum mechanics of electromagnetic solids*. Elsevier, 2013.
5. Knopoff L. The interaction between elastic wave motions and a magnetic field in electrical conductors. *Journal of Geophysical Research*, 1955, vol. 60, no. 4, pp. 441-456. doi: <https://doi.org/10.1029/JZ060i004p00441>.
6. Kleiner M., Beerwald C., Homberg W. Analysis of process parameters and forming mechanisms within the electromagnetic forming process. *CIRP annals*, 2005, vol. 54, no. 1, pp. 225-228. doi: [https://doi.org/10.1016/S0007-8506\(07\)60089-4](https://doi.org/10.1016/S0007-8506(07)60089-4).
7. Mamalis A.G., Manolacos D.E., Kladas A.G., Koumoutsos A.K. Electromagnetic Forming Tools and Processing Conditions: Numerical Simulation. *Materials and Manufacturing Processes*, 2006, vol. 21, no. 4, pp. 411-423. doi: <https://doi.org/10.1080/10426910500411785>.
8. Psyk V., Risch D., Kinsey B.L., Tekkayaa 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>.
9. Gayakwad D., Dargar M.K., Sharma P.K., Purohit R., Rana R.S. A Review on Electromagnetic Forming Process. *Procedia*

Materials Science, 2014, vol. 6, pp. 520-527. doi: <https://doi.org/10.1016/j.mspro.2014.07.066>.

10. Batygin Yu.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>.

11. Batygin Yu., Barbashova M., Sabokar O. *Electromagnetic Metal Forming for Advanced Processing Technologies*. Cham, Springer International Publ. AG., 2018. 93 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-74570-1>.

12. Batygin Y.V., Chaplygin E.A. Vortical currents in flat metallic sheet. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2006, no. 5, pp. 54-59. (Rus).

13. Unger J., Stiemer M., Schwarze M., Svendsen B., Blum H., Reese S. Strategies for 3D simulation of electromagnetic forming processes. *Journal of Materials Processing Technology*, 2008, vol. 199, no. 1-3, pp. 341-362. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2007.08.028>.

14. Stiemer M., Unger J., Svendsen B., Blum H. An arbitrary Lagrangian Eulerian approach to the three-dimensional simulation of electromagnetic forming. *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, 2009, vol. 198, no. 17-20, pp. 1535-1547. doi: <https://doi.org/10.1016/j.cma.2009.01.014>.

15. 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>.

16. 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>.

17. Batygin Y.V., Golovashchenko S.F., Gnatov A.V., Smirnov D.O. Magnetic field and pressures excited by four pairwise coplanar solenoids in the cavity of a rectangular tube. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2010, no. 2, pp. 46-49. (Rus).

18. Batygin Y.V., Serikov G.S. Magnetic field and pressures excited by a single-turn inductor in a corner bend of a sheet workpiece. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2006, no. 6, pp. 66-70. (Rus).

Received 19.11.2022

Accepted 27.01.2023

Published 01.09.2023

D.V. Lavinsky¹, Doctor of Technical Science, Associate Professor,
Yu.I. Zaitsev¹, Candidate of Technical Science, Professor,
¹ National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
2, Kyrpychova Str., Kharkiv, Ukraine, 61002,
e-mail: Denys.Lavinskiy@khpi.edu.ua (Corresponding Author);
yurii.zaitsev@khpi.edu.ua

How to cite this article:

Lavinsky D.V., Zaitsev Yu.I. Computational analysis method of the electromagnetic field propagation and deformation of conductive bodies. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 77-82. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.11>

Transmission line planning using global best artificial bee colony method

Introduction. Network expansion, substation planning, generating expansion planning, and load forecasting are all aspects of modern power system planning. The aim of this work is to solve network planning considering both future demand and all equality and inequality constraints. The transmission network design problem for the 6-bus system is considered and addressed using the Global Best Artificial Bee Colony (GABC) method in this research. The program is written in the Matrix Laboratory in MATLAB environment using the proposed methodology. Novelty of the work consist in considering the behavior of bees to find food source in most optimized way in nature with feature of user based accuracy selection and speed of execution selection on any scale of the system to solve Transmission Lines Expansion Problem (TLEP). The proposed method is implemented on nonlinear mathematical function and TLEP function. When demand grows, the program output optimally distributes new links between new generation buses and old buses, determines the overall minimum cost of those links, and determines if those linkages should meet power system limits. Originality of the proposed method is that it eliminated the need of load shedding while planning the future demand with GABC method. Results are validated using load flow analysis in electrical transient analyzer program, demonstrating that artificial intelligence approaches are accurate and particularly effective in non-linear transmission network planning challenges. Practical value of the program is that it can use to execute cost oriented complex transmission planning decision. References 15, table 4, figures 3.

Key words: artificial intelligence, artificial bee colony, transmission line network planning, load flow analysis.

Вступ. Розширення мережі, планування підстанцій, планування розширення виробництва та прогнозування навантаження - все це аспекти планування сучасної енергосистеми. Мета цієї роботи полягає в тому, щоб вирішити мережеве планування з урахуванням як майбутнього попиту, так і всіх обмежень рівності та нерівності. У цьому дослідженні проблема проектування мережі передачі для системи з шістьма шинами розглядається і вирішується з використанням методу Global Best Artificial Bee Colony (GABC). Програма написана у Matrix Laboratory у середовищі MATLAB за запропонованою методикою. Новизна роботи полягає у розгляді поведінки бджіл для пошуку джерела їжі найбільш оптимальним способом у природі з можливістю вибору користувачем точності та вибору швидкості виконання у будь-якому масштабі системи для вирішення проблеми розширення ліній електропередачі (TLEP). Пропонований метод реалізований на нелінійній математичній функції та функції TLEP. Коли попит зростає, вихідні дані програми оптимально розподіляють нові з'єднання між шинами нового покоління та старими шинами, визначають загальну мінімальну вартість цих з'єднань та визначають, чи ці з'єднання повинні відповідати обмеженням енергосистеми. Оригінальність запропонованого методу полягає в тому, що він усуває необхідність скидання навантаження під час планування майбутнього попиту методом GABC. Результати підтверджуються за допомогою аналізу потоку навантаження у програмі аналізу перехідних процесів, демонструючи, що підходи штучного інтелекту точні та особливо ефективні під час вирішення завдань планування нелінійної мережі передачі. Практична цінність програми полягає в тому, що вона може бути використана для виконання економічно орієнтованого комплексного рішення щодо планування передачі. Бібл. 15, табл. 4, рис. 3.

Ключові слова: штучний інтелект, штучна бджолина родина, планування мережі ЛЕП, аналіз потоку навантаження.

Introduction. Electrical power system is a very ancient system that has transitioned from serving a small local load with a local generator to serving a big system load with a massive power system grid over many years. It is now one of the most powerful real-time operating systems. The artificial intelligence algorithm is extremely beneficial for power system expansion and protection. Power system expansion includes planning from 1 to 10 years from now [1].

Static planning entails making decisions from the current year to the next 5 years. One way is to analyze the system for each year separately, regardless of subsequent years. The study described above is known as static planning [2].

The Artificial Bee Colony (ABC) approach is based on actual bees obtaining nectar in the field and sharing information about the food sources with bees in the hive [3]. Power management optimization problem has been solved in [4], which support the use of metaheuristic approach for multi constrained cost optimization problem. The whale optimization is used in [5] to solve dynamic economic emission dispatch problem for the efficient operation of generators in a power network. The cost involved in establishment of new transmission line links is high due to rising real estate price and right of way issues [6]. The problem of rising real estate price and right of way issues necessitates the solution to deal the planning in cost optimized way with maintaining technical standard of the grid.

Load uncertainty is major concern of existing transformation of bidirectional power grid due to unknown photovoltaic generation behind meter by distribution company [7]. Generally Monte-Carlo method is conventionally used for such load uncertainty based

Transmission Lines Expansion Problem (TLEP). However, Monte-Carlo method required considerable amount of time to solve the problem. The location of the bus where the capacity shortage is happened is found using linear programming method [8]. Once the bus has been selected than next step is to estimate how many number of links to be required between old bus to new bus and what should be its cost of planning. The later problem is considered in this work using heuristic approach. ABC method has one of the limitations that it is poor at poor at exploitation [9, 10]. In order to improve the exploitation the proposed method used Global Best Artificial Bee Colony (GABC), which focus more on global best solution. Active power and reactive power mismatch result in to a power system stability problem [11, 12]. So, the TLEP problem is solve in this research by considering all equality and inequality constraint.

The goal of this paper is as follows:

- fast programming computation oriented Global Best Artificial Bee Colony based Transmission Lines Expansion Problem algorithm using MATLAB;
- efficient method for validation result of algorithm using Electrical Transient Analyzer Program to insure inaccuracy of software and filter it by manual intervention if needed;
- minimization of Transmission Lines Expansion Problem cost considering equality and inequality constraint.

The paper starts with introduction, where problem statement and need of solution is described with recent literature survey. The next section is focused on behavioral studies and mathematical formulation of

problem. GABC based proposed algorithm is explained in the middle of the paper. In the end of the paper results of MATLAB program and Electrical Transient Analyzer Program (ETAP) analysis is described. Finally, conclusion section ends the paper.

Global Best Artificial Bee Colony Method.

A. Classification of bees:

1) *The employed bee*: It works in the field and stays close to the food source, gathering and memorizing information about the local food supply.

2) *The bystander bee*: It attempts to obtain information about food sources from employed bees who come or stay in the hive to gather nectar. As a result, they are seeking for work.

3) *The scout bee*: As the name implies, they are in charge of finding new sources of nectar nourishment.

B. Behavior of the bees. The GABC model's main components include employed bees, spectator bees (or unemployed bees), food sources, and dance places. Working bees are dancing and selecting food sources in a multidimensional search area based on their previous experience. When the search is completed, the information exchange procedure will begin with the bystander bee that are staying and waiting in a hive. The waggle dance may be used to share information. By performing the art of dance to observer bees, employed bees may exchange information such as path, distance to patches of flowers, and superiority of food sources [13]. A waggle dance performance in the hive provides information about the angle between the sun's location and the track of food sources. The initial time interval of the waggle dance represents the distance. The length of time they do the same waggle dance up to reflects the distance of the food sources from their current position. If the waggle dance interval is 1 s, the bee must travel 1 km to reach the food source from the hive. Importantly, alkenes secreted from the stomachs of employed bees communicate the quality of the food supply [14].

The shake dancers are dancing in response to the sun's shifting path. As a result, bees that perform the waggle dance are left at food sources without mistake. The likelihood may be calculated analytically using (1), the information provided by the working bee:

$$p = \left(\frac{0.9 \cdot f_p}{\max(f) + 0.1} \right), \quad (1)$$

where p is the probability of food; f_p is the fitness value of the answer number p , which is directly relative to the nectar amount of the food source in the position number p .

Using (1), the unemployed bee now causes a shift in the location. It uses this to compute the nectar amount of the novel source [3]:

$$X'_{ab} = X_{ab} + \phi_{ab}(X_{ab} - X_{fb}), \quad (2)$$

where $a \in \{1, 2 \dots n\}$ and $b \in \{1, 2 \dots D\}$ are the arbitrarily chosen indexes. Although « f » variable is chosen at random, it must be distinct from « a » variable, and « D » represents the number of parameters to be optimized. « ab » is merely an arbitrary integer between 0 and 1. « ab » is in charge of the production of neighborhood food supplies.

If the new source nectar food amount is more than the previous one, observers remember this new position; otherwise, they recall the prior one, which was previously determined. In other words, when the choice operation between old and new food sources is accessible, the

hungry selection approach is performed. If the rejected source is X_{ab} , where, $b = 1, 2 \dots D$. The scout uses equation to discover a new food source X_{ab} using (3):

$$X_{ab} = X_{b\min} + \text{rand}(0,1) \cdot (X_{b\max} - X_{b\min}), \quad (3)$$

where $X_{b\min}$, $X_{b\max}$ are the minimum and maximum restrictions of the constraint to be optimized.

To balance exploration and exploitation procedures, the GABC method combines the working bee's search with the observer bee's search and the observer bee's search with the scout bee's search [3].

C. Program development for graver's 6 bus system.

The test system is used to design and simulate the proposed GABC-based transmission line planning algorithm is depicted in Fig. 1 based on graver's test system [15].

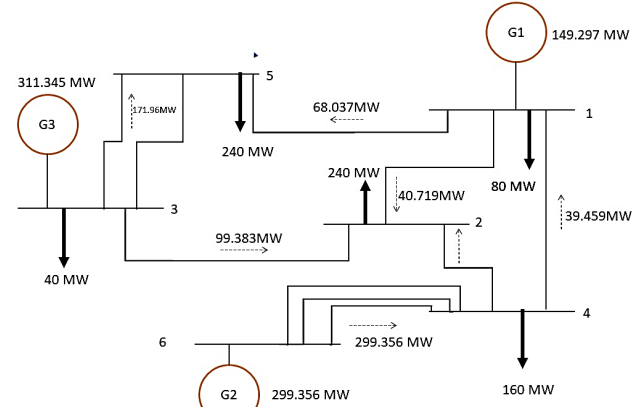


Fig. 1. Graver's 6 bus test system

The system contains 3 sources and 5 loads, each with 10 lines. The planning need is to link lines from the new generation bus 6 to the older buses 1 to 5 (Fig. 1). The objective function of transmission network expansion planning is to minimize the cost of investment through optimum value of line connection from existing bus to new bus. Minimize

$$C_{it}^k = \sum_{i,k,c} (CO_{ik} \cdot n_{ik}), \quad (4)$$

Subjected to

$$f_{ik} = P_{Gi} - P_{Di}, \quad (5)$$

$$f_{ik} - \left[\beta_{ik} \cdot (n_{ik}^e + n_{ik}^n) \cdot (\alpha_i^e + \alpha_k^n) \right] = 0, \quad (6)$$

$$|f_{ik}| \leq (n_{ik}^e + n_{ik}^n) \cdot f_{ik}^{\max}, \quad (7)$$

$$P_{Gi}^{\max} \leq P_{Gi} \leq P_{Gi}^{\min}, \quad (8)$$

$$Q_{Gi}^{\max} \leq Q_{Gi} \leq Q_{Gi}^{\min}, \quad (9)$$

$$0 \leq n_{ik}^n \leq n_{ik}^{\max}, \quad (10)$$

where C_{it}^k is the total cost of investment in Indian rupees at new bus k ; CO_{ik} is the construction cost of one transmission line per km at i - k bus; n_{ik} is the number of circuits added at each right of way; f_{ik} is the power flow between line i to k ; f_{ik}^{\max} is the maximum value of thermal reach of the line; P_{Gi} , Q_{Gi} are real and reactive power generation at i bus; P_{Gi}^{\max} , P_{Gi}^{\min} are the maximum and minimum possible real power generation at i bus; Q_{Gi}^{\max} , Q_{Gi}^{\min} are the maximum and minimum possible reactive power generation at i bus; n_{ik}^n , n_{ik}^{\max} are the number of existing line and maximum possible line to be added; β_{ik} is the susceptance value between i and k bus.

Proposed algorithm. Figure 2 depicts the suggested algorithm's flowchart, which employs (1) – (3) to compute an optimum link from new bus 6 to the current system's old buses.

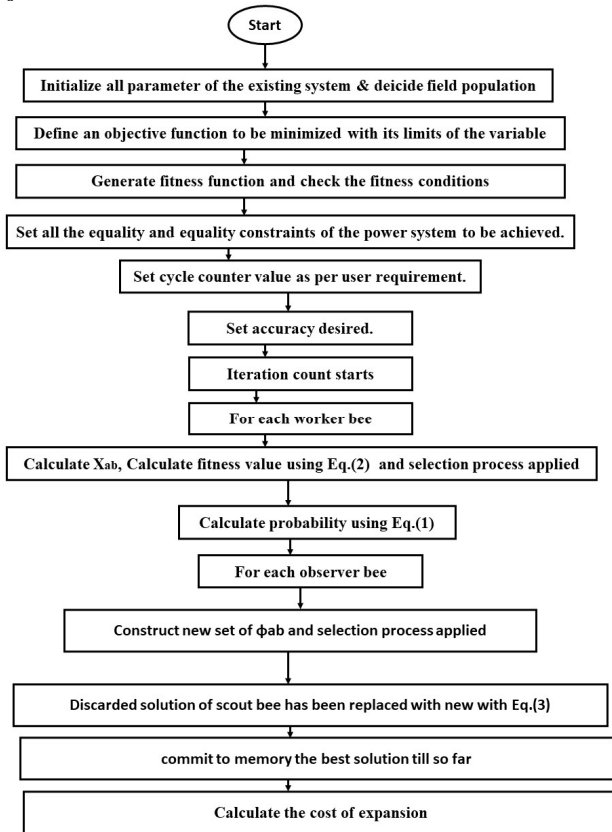


Fig. 2. Flowchart of proposed algorithm

Initially proposed program asked system data from users. It also gives option of desired speed by selecting number of iteration and desired accuracy. GABC is program such way that it improves the global minimum after each iteration. Once the global minimum achieve considering all the constrained from (5)–(10). The algorithm calculates the minimized cost using (4) once n_{ik} is calculated.

Prior to developing the TNP software for the 6-bus system. It is necessary to use a fundamental mathematical

function with a known value to evaluate the accuracy of the developed programmed [12].

Consider an example equation with a known minimum solution and constrained of it. Initially, program was ran for 2000 colonies and 1000 iterations for the function below, minimize,

$$f(x) = x^2. \quad (11)$$

Subject to,

$$-1 \leq x \leq 1. \quad (12)$$

For function of (11) and constrained of (12), the minimum is known as $x = 0$ and program achieves the same results, which is shown in Table 1.

Table 1

Accuracy of developed program		
Function $f(x): x^2 = 0$, where $-1 \leq x \leq 1$		
Function is to be minimize	Actual minima	Program give the minima
	0	$2.3762 \cdot 10^{-4}$

Results of program of TNP of 6-bus system. The 6-bus data is input to program (Fig. 1). The line power constraints are taken into account. Table 2 displays the results, which suggests that from bus 6 to 1, one line and from bus 6 to bus 2, two lines are recommended as per program. It also suggests 2 lines from bus 6 to bus 5 in order to get optimized cost. It is obvious that as the number of iterations increases, the accuracy falls, meaning that the more you iterate, the better the accuracy. It is also critical to recognize that the outcome includes more of the no colony [10].

Table 2

Final program results		
From new generation bus	To old bus	Optimal line is to be connected
6	1	$1.2085 \approx 1$
6	2	2
6	3	0
6	4	0
6	5	2
6	6	0
Total new cost of planning will be added is		$R_s = 6.2501 \cdot 10^7$ (approx.)

Load flow results. Figure 3 shows that the newly built system based on program results is valid with power flow analysis.

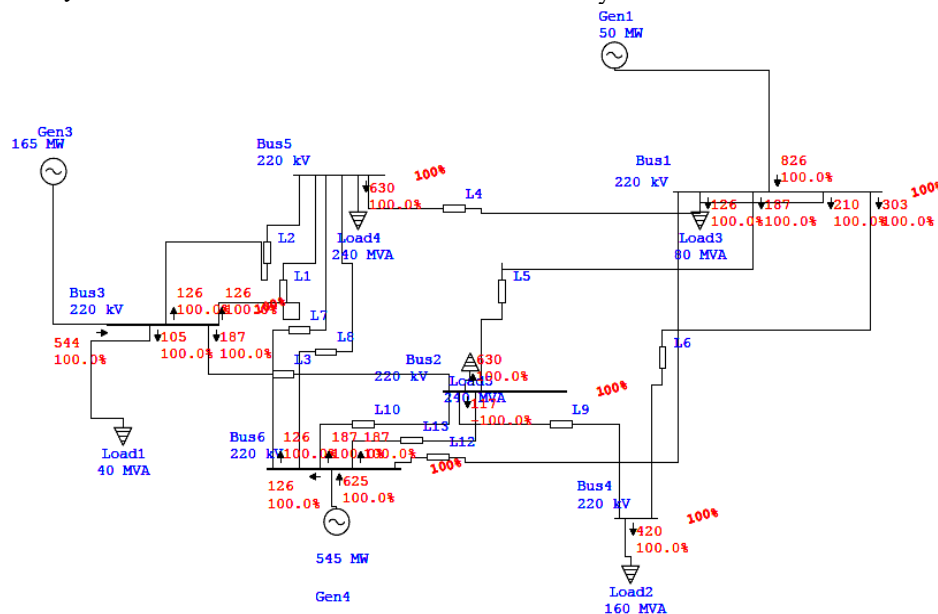


Fig. 3. Power flow results of 6-bus systems after planning

Bus voltages are within the limit. Following plans according to program, no buses are in a critical condition. Load flow also ensures that power flow from the lines is limited and that all inequality and equality restrictions are met after planning using the load flow summary presented in Table 3. The overall mismatch is 0, indicating that limitations have been met and load flow has been successful.

Table 3
Summary of total generation, loading and demand of load flow analysis

Bus	MW	MVAr	MVA	Power factor, %
Swing bus	760	0.08	760	100 lagging
Generators	0	0.109	0.109	0 lagging
Total demand	760	760	760	100 lagging
Total mismatch = 0 MW				

Comparison with other PSO methods In this section, the comparison of the proposed GABC based method is compared with ABC method for same problem. Table 4 shows the comparison in terms of computation time consumed, accuracy, exploration of new line, exploitation of achieve results and minimized cost achieve through ABC and GABC.

Table 4
GABC compare with ABC for TLEP problem solution

Parameters	Conventional ABC	GABC
Computational time, s	1	0.8
Accuracy	Less accurate	More accurate
Exploration of results	Good	Good
Exploitation	Poor	Improved
Minimized cost	10.5 % cost more than GABC	10.5 % less cost than ABC

Conclusions. When the system's issues are nonlinear and depend on more than one parameter, artificial intelligence approaches come in handy. The planning problem taken in this work can be handled using the Global Best Artificial Bee Colony approach, and load flow results in decision-making can be done with less effort under load uncertainty. The adoption of program and load flow analysis can improve power engineering capability, save planning time, and increase planning accuracy. The nonlinear issue of transmission line planning is not only addressed, but can also be tested and implemented in a real power system using a combined method of artificial intelligence and load flow analysis.

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

REFERENCES

- Desai J.P. Analysis of Power Swings and Blackouts. 2021 *IEEE Congreso Estudiantil de Electrónica y Electricidad (INGELECTRA)*, 2021, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/INGELECTRA54297.2021.9748070>.
- Seifi H., Sepasian M.S. *Electric Power System Planning: Issues, Algorithms and Solutions*. Springer Science & Business Media, 2011.
- Rathore C., Roy R. Load uncertainty based transmission network expansion planning. *2013 3rd International Conference*

- on Electric Power and Energy Conversion Systems*, 2013, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/EPECS.2013.6713034>.
- Mahdad B., Srairi K. Interactive artificial ecosystem algorithm for solving power management optimizations. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 53-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.09>.
- Mehdi M.F., Ahmad A., Ul Haq S.S., Saqib M., Ullah M.F. Dynamic economic emission dispatch using whale optimization algorithm for multi-objective function. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 2, pp. 64-69. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.09>.
- Desai J.P. Three-Terminal Transmission Line Protection By Considering Effect of Infeed Current. *Journal of The Institution of Engineers (India): Series B*, 2022, vol. 103, no. 6, pp. 2165-2175. doi: <https://doi.org/10.1007/s40031-022-00795-7>.
- Razavi S.E., Arefi A., Ledwich G., Nourbakhsh G., Smith D.B., Minakshi M. From Load to Net Energy Forecasting: Short-Term Residential Forecasting for the Blend of Load and PV Behind the Meter. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 224343-224353. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3044307>.
- Garver L. Transmission Network Estimation Using Linear Programming. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1970, vol. PAS-89, no. 7, pp. 1688-1697. doi: <https://doi.org/10.1109/TPAS.1970.292825>.
- Gao W., Liu S., Huang L. A global best artificial bee colony algorithm for global optimization. *Journal of Computational and Applied Mathematics*, 2012, vol. 236, no. 11, pp. 2741-2753. doi: <https://doi.org/10.1016/j.cam.2012.01.013>.
- Saif U., Guan Z., Zhang L., Mirza J., Lei Y. Hybrid Pareto artificial bee colony algorithm for assembly line balancing with task time variations. *International Journal of Computer Integrated Manufacturing*, 2017, vol. 30, no. 2-3, pp. 255-270. doi: <https://doi.org/10.1080/0951192X.2016.1145802>.
- Desai J., Makwana V. Power Swing Blocking Algorithm based on Real and Reactive Power Transient Stability. *Electric Power Components and Systems*, 2020, vol. 48, no. 16-17, pp. 1673-1683. doi: <https://doi.org/10.1080/15325008.2021.1906794>.
- Desai J.P., Makwana V.H. A novel out of step relaying algorithm based on wavelet transform and a deep learning machine model. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2021, vol. 6, no. 1, art. no. 40. doi: <https://doi.org/10.1186/s41601-021-00221-y>.
- Aoyang H., Shengqi Z., Xuehui J., Zhisheng Z. Short-term Load Forecasting Model Based on RBF Neural Network Optimized by Artificial Bee Colony Algorithm. *2021 IEEE 2nd International Conference on Big Data, Artificial Intelligence and Internet of Things Engineering (ICBAIE)*, 2021, pp. 486-489. doi: <https://doi.org/10.1109/ICBAIE52039.2021.9390043>.
- Bozogullarindan E., Bozogullarindan C., Ozturk C. Transfer Learning in Artificial Bee Colony Programming. *2020 Innovations in Intelligent Systems and Applications Conference (ASYU)*, 2020, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/ASYU50717.2020.9259801>.
- Mínguez R., García-Bertrand R., Arroyo J.M. Adaptive Robust Transmission Network Expansion Planning using Structural Reliability and Decomposition Techniques. *Computational Engineering, Finance, and Science*, 2015, 12 p. doi: <https://doi.org/10.48550/arXiv.1501.06613>.

Received 16.11.2022

Accepted 20.01.2023

Published 01.09.2023

Jigneshkumar P. Desai¹, PhD, Assistant Professor,

¹ Electrical Engineering Department,

U.V. Patel College of Engineering, Ganpat University, India,

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

How to cite this article:

Desai J.P. Transmission line planning using global best artificial bee colony method. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 83-86. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.12>

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

Моделювання магнітного поля у житлових будинках із вбудованими трансформаторними підстанціями на основі двофазної мультидипольної моделі трифазного струмопроводу

Вбудовані у житлові будинки трансформаторні підстанції (ТП) 10(6)/0,4 кВ створюють у сусідніх житлових приміщеннях магнітне поле з індукцією більш 10 мкТл, що складає небезпеку для здоров'я населення і робить актуальним дослідження цього магнітного поля для розробки методів від його захисту. Основним джерелом зовнішнього магнітного поля ТП є їх низьковольтні струмопроводи, вклад яких в загальний рівень магнітного поля складає більш 90 %. Перспективним методом моделювання магнітного поля ТП є мультидипольні математичні моделі, що мають чітку фізичну інтерпретацію, важливу для подальшої розробки методів захисту населення. Метою роботи є модифікація відомої мультидипольної моделі для розрахунку на її основі з обмеженою похибкою зовнішнього магнітного поля струмопроводів вбудованих трансформаторних підстанцій, що наближені до житлових приміщень на відстань до одного метра. Запропоновано модифіковану двофазну мультидипольну математичну модель основного джерела зовнішнього магнітного поля трансформаторної підстанції – його трифазного низьковольтного струмопроводу, яка на відміну від існуючої моделі ґрунтується на двофазній дипольній моделі трифазного електричного кола і дозволяє вдовічі наблизити розрахункову область без збільшення похибки. Здійснено експериментальну перевірку модифікованої двофазної мультидипольної моделі магнітного поля трифазного струмопроводу ТП 100 кВА на його повномасштабній фізичній моделі та наведені результати експерименту, що підтверджують співпадіння розрахунку і експерименту із розкидом не більш 7 %. Бібл. 37. табл. 1, рис. 10.

Ключові слова: вбудована трансформаторна підстанція, житлове приміщення, струмопровід, зовнішнє магнітне поле, мультидипольна модель.

Вступ. Одним із основних джерел магнітного поля (МП) промислової частоти, що складають небезпеку для населення, є вбудовані у житлові будинки трансформаторні підстанції (ТП) 10(6)/0,4 кВ (рис. 1), що мають потужність від 100 до 1260 кВА, і дослідженню МП яких приділяється все більше уваги в світі [1-26].

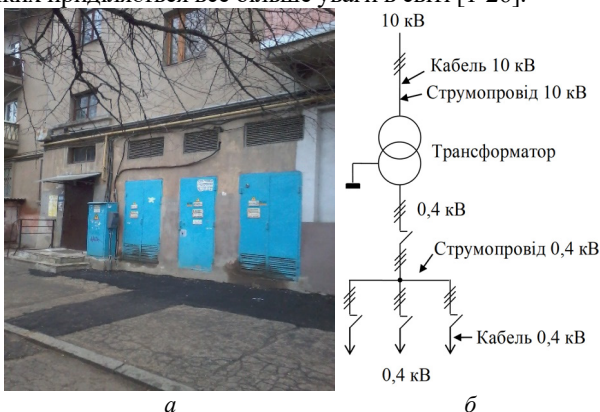


Рис. 1. Вбудована ТП 10/0,4 кВ (а) та її спрощена електрична схема (б)

Індукція МП, що створюється вбудованими ТП потужністю від 100 до 1260 кВА у сусідніх житлових приміщеннях, що розташовані на відстані 1-2 м над ТП, може перевищувати 10 мкТл, що підтверджується як закордонними (рис. 2) [2, 3, 5, 21, 25, 26], так і вітчизняними (рис. 3) дослідженнями [27]. Це більш ніж на порядок перевищує гранично припустимий рівень індукції МП (0,5 мкТл), який прийнятий в Україні [28], що потребує його зменшення. Тому актуальною є проблема моделювання МП вбудованих ТП для визначення їх реального рівня для подальшої розробки на цій основі засобів його розрахунку та екранування [1, 4-15, 18, 27-31].

Обґрунтування теми статті. Як показують результати досліджень європейських вчених [2, 4, 6, 9], а також досліджень авторів [27], основним джерелом МП ТП є низьковольтний струмопровід 0,4 кВ (рис. 1,б), зовнішнє магнітне поле (ЗМП) якого на відстанях 2 м складає більш 90 % від загального МП ТП (рис. 4). Тому для інженерних розрахунків, ЗМП вбудованих ТП може замінюватися ЗМП їх низьковольтних струмопроводів.

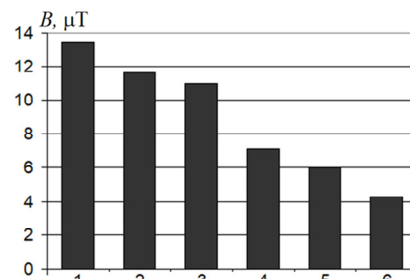


Рис. 2. Експериментально визначене МП в житлових приміщеннях будинків із вбудованими ТП потужністю до 1000 кВА в Європі (1 – Фінляндія [21], 2 – Сербія [2], 3 – Угорщина [3], 4 – Іспанія [25], 5 – Швеція [5], 6 – Швейцарія [26])

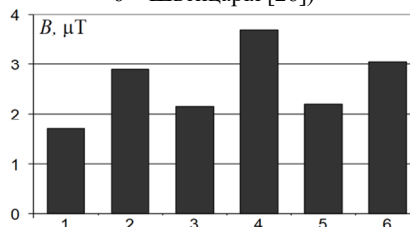


Рис. 3. Експериментально визначене МП в житлових приміщеннях будинків із вбудованими ТП м. Харкові (1 – 360 кВА, 2 – 440 кВА, 3 – 630 кВА, 4 – 715 кВА, 5 – 565 кВА, 6 – 640 кВА)

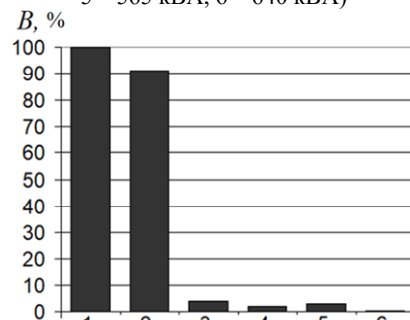


Рис. 4. Вплив окремих джерел МП ТП на загальний рівень ЗМП на відстані 2 м від них (1 – сумарне МП ТП; 2 – МП низьковольтного струмопроводу; 3 – МП трансформатору; 4 – МП низьковольтного кабелю; 5 – МП високовольтного струмопроводу; 6 – МП високовольтного кабелю)

Трифазні струмопроводи вбудованих ТП 10/04 кВ 100-1260 кВА мають прямолінійні ділянки, розташовані у горизонтальній (вертикальній) площинах і виконуються із жорстких алюмінієвих (мідних) шин [28] із міжфазною відстанню до 0,3 м.

Особливістю розташування вбудованих ТП є мала відстань між поверхнею їх струмопроводів і сусідніми житловими приміщеннями, яка складає від 1 до 2 м.

Моделювання МП струмопроводів вбудованих ТП доцільно виконувати на основі мультидипольної моделі (1) [27]. Ця модель розроблена для розрахунку МП ліній електропередачі (ЛЕП) [32]. Вона пристосована для моделювання тривимірної МП струмопроводів лобової форми і має чітку фізичну інтерпретацію, що спрощує розробку засобів зменшення МП на її основі.

Мультидипольна модель (1) будується на основі системи дипольних джерел МП, які характеризуються магнітними моментами \vec{m}_i , розташованими у геометричних центрах незалежних прямокутних мікроконтурів $d_i \times a$ з міжфазним струмом $\dot{I}_{AB}, \dot{I}_{BC}, \dot{I}_{CA}$ і площами $\vec{S}_{AB}, \vec{S}_{BC}, \vec{S}_{CA}$, на які з довжиною a умовно розбиваються всі контури міжфазного струму струмопроводу:

$$\dot{H}(P) = -\sum_{l=1}^G \sum_{\alpha=1}^3 \sum_c \sum_{i=1}^N \nabla \left[\frac{(\dot{m}_{l\alpha ci}, \vec{R}_{l\alpha ci})}{4\pi R_{l\alpha ci}^3} \right]; \quad (1)$$

$$\dot{m}_{l\alpha ci} = \dot{I}_{l\alpha} \cdot \vec{S}_{l\alpha ci} = I_{l\alpha} \cdot e^{-j\varphi_{\alpha}} \cdot a \cdot d_{l\alpha ci} \cdot \vec{n}_{l\alpha ci},$$

де N – кількість мікроконтурів в кожному контурі ЛЕП; \vec{S}_i – вектор площі i -го мікроконтуру; \vec{n}_i – одиничний вектор, нормальний до S_i ; \vec{R}_i – радіус вектор від геометричного центру i -го мікроконтуру до точки спостереження P ; c – частини ЛЕП, що досліджуються; α – кількість фаз ЛЕП; G – кількість розщеплених проводів кожної з фаз; $d_{l\alpha ci}$ – поточна відстань між проводами різних фаз.

Похибка при застосуванні мультидипольної моделі (1) також, як і дипольної [33], залежить від співвідношення максимального геометричного розміру L об'єкту (мікроконтуру), та відстані R від його поверхні до області застосування, і складає менш 10 % при $R/L \geq 3$. Тому для гарантованого обмеження похибки моделі (1) на рівні 10 %, де $L = d_{\max}$, необхідно виконання наступних умов:

$$R \geq 3d_{\max} \text{ при } a_i \leq 2d, \quad (2)$$

де d_{\max} – максимальна міжфазна відстань між струмопроводами фаз в разі їх розташуванні на площині.

Однак використання мультидипольної моделі (1) для моделювання ЗМП ТП має обмеження. Так, ця модель при типових величинах $d = 0,3$ м, $d_{\max} = 0,6$ м дозволяє виконувати розрахунок ЗМП ТП тільки на відстанях $R \geq 1,8$ м, так як міжфазна відстань між крайніми фазами, що визначає площу S_{CA} , складає $2d$ (рис. 5,а). Але мінімальне значення R для вбудованих ТП є біля 1 м, що обмежує застосування цієї моделі.

Таким чином, відома мультидипольна модель (1), що розроблена для ЛЕП, потребує модифікації для розширення області її застосування на вбудовані ТП при характерних для них мінімальних відстанях (від 1 м) від струмопроводів ТП до житлових приміщень.

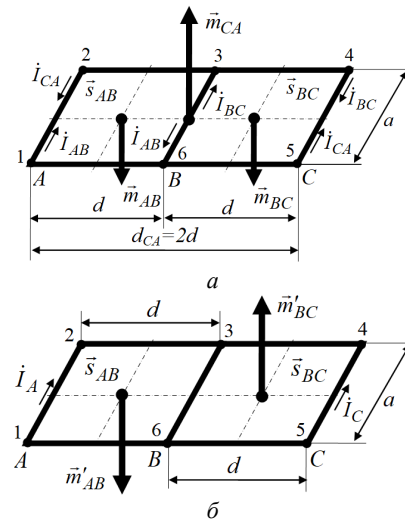


Рис. 5. Мультидипольне уявлення елементарного трифазного контуру як джерела МП: а) – традиційна трифазна модель; б) – двофазна модель

Метою роботи є модифікація відомої мультидипольної моделі для розрахунку на її основі з обмеженою похибкою зовнішнього магнітного поля струмопроводів вбудованих трансформаторних підстанцій, що наближені до житлових приміщень на відстань до 1 м.

Модифікована мультидипольна модель струмопроводу вбудованої ТП. При побудові модифікованої мультидипольної моделі ЗМП ТП вважаємо, що стіни ТП, а також стіни будинків, практично не екранують МП на частоті 50 Гц [34, 35], та приймаємо наступні припущення:

- приміщення ТП (крім активних елементів ТП) та житлові будинки не мають електропровідних і феромагнітних елементів та джерел МП;
- струми струмопроводів представляються у вигляді струмових ниток;
- МП ТП є потенційним;
- всі прямолінійні частини струмопроводів ТП є плоскими і розташовані або в горизонтальній, або у вертикальній площині;
- напруга мережі живлення ТП симетрична і синусоїдальна.

Перетворимо відому мультидипольну модель (1) для використання на ТП, виділивши МП, що створюється її міжфазними контурами зі струмом:

$$\dot{B}_S(P) = -\mu_0 \sum_{l=1}^K \sum_{i=1}^N \left[\nabla \left[\frac{(\dot{m}_{ABli}, \vec{R}_{ABli})}{4\pi R_{ABli}^3} \right] + \nabla \left[\frac{(\dot{m}_{BCli}, \vec{R}_{BCli})}{4\pi R_{BCli}^3} \right] + \nabla \left[\frac{(\dot{m}_{CAli}, \vec{R}_{CAli})}{4\pi R_{CAli}^3} \right] \right] \quad (3)$$

$$\dot{m}_{ABli} = \dot{I}_{ABli} \cdot \vec{S}_{ABli}, \quad \dot{m}_{BCli} = \dot{I}_{BCli} \cdot \vec{S}_{BCli}, \quad \dot{m}_{CAli} = \dot{I}_{CAli} \cdot \vec{S}_{CAli}.$$

Умовою застосування моделі (3), що обмежує її похибку на рівні 10 %, є співвідношення (2), яке не виконується при $R = 1$ м, так як для неї $d_{\max} = 0,6$ м.

Виконаємо модифікацію відомої моделі (3). Для цього використаємо запропоновану у [36] двофазну модель МП трифазного електричного контуру (рис. 5,б), яка є еквівалентною відомій трифазній моделі (рис. 5,а) за просторово-часовою структурою МП, але має вдвічі меншу максимальну міжфазну відстань. Відповідно до

[36] МП елементарного трифазного струмопроводу при симетрії напруг мережі живлення може бути представлено як суперпозиція МП від 2-х магнітних моментів \dot{m}'_{AB} , \dot{m}'_{BC} замість трьох:

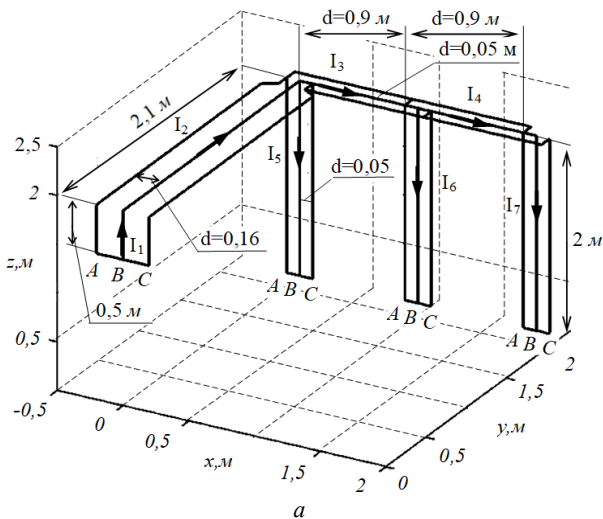
$$\dot{H}(P) = -\nabla \left(\frac{\dot{m}'_{AB} \cdot \vec{R}_{AB}}{4\pi R_{AB}^3} \right) - \nabla \left(\frac{\dot{m}'_{BC} \cdot \vec{R}_{BC}}{4\pi R_{BC}^3} \right), \quad (4)$$

$$\dot{m}'_{AB} = \dot{I}_A \vec{s}_{AB}, \quad \dot{m}'_{BC} = -\dot{I}_C \vec{s}_{BC}.$$

При цьому максимальний габаритний розмір елементарного мікроконтуру зменшується з $2d$ (рис. 5,а) до d (рис. 5,б), що дозволяє вдвічі зменшити відстань до області застосування моделі – із $6d$ до $3d$ (до 0,9 м при $d = 0,3$ м).

Тоді на основі (4) отримаємо модифіковану двофазну мультидипольну математичну модель МП трифазного струмопроводу ТП, що складається із K прямолінійних контурів, які мають N двофазних мікроконтурів:

$$\vec{B}_S(P) = -\mu_0 \sum_{l=1}^K \sum_{i=1}^N \left[\nabla \left(\frac{\dot{m}_{ABli} \cdot \vec{R}_{ABli}}{4\pi R_{ABli}^3} \right) + \nabla \left(\frac{\dot{m}_{BCli} \cdot \vec{R}_{BCli}}{4\pi R_{BCli}^3} \right) \right], \quad (5)$$



$$\dot{m}_{ABli} = \dot{I}_{Ali} \cdot \vec{S}_{ABli} = \dot{I}_{Ali} \cdot a_i \cdot d_l \cdot \vec{n}_{li},$$

$$\dot{m}_{BCli} = -\dot{I}_{Cli} \cdot \vec{S}_{BCli} = -\dot{I}_{Cli} \cdot a_i \cdot d_l \cdot \vec{n}_{li},$$

де l – номер прямолінійного контуру ТП ($l = 1, \dots, K$); N – кількість елементарних мікроконтурів у прямолінійному контурі l .

Умовою застосування моделі (5) з обмеженою похибкою 10 % є

$$R \geq 3d \text{ при } a_i \geq d; \quad d_{\max} = d. \quad (6)$$

На рис. 6,б представлена схема розподілу магнітних моментів низьковольтного струмопроводу ТП 100 кВА (рис. 6,а) при реалізації запропонованої модифікованої двофазної мультидипольної моделі (5).

Таким чином, запропонована авторами модифікована двофазна мультидипольна математична модель МП ТП (5) дозволяє вдвічі наблизити розрахункову область за рахунок зменшення мінімального габаритного розміру її мікроконтуру – із подвійної міжфазної відстані $2d$ до міжфазної відстані d , що робить можливим моделювання ЗМП для всіх вбудованих ТП при відстанях від 1 м до їх струмопроводів. Крім того, модифікована модель (5) дозволяє зменшити обсяг обчислень за рахунок відповідного зменшення кількості магнітних моментів у порівнянні із відомою моделлю (3).

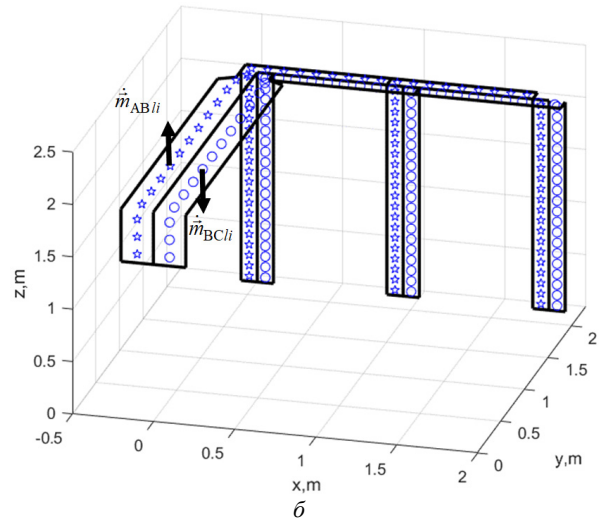


Рис. 6. Низьковольтний струмопровід ТП10/0,4 кВ, 100 кВА ($I_n = 150$ А (0,4 кВ)); $I_1 = I_2 = I_n$; $I_3 = 2/3I_n$; $I_4 = I_5 = I_6 = I_7 = 1/3I_n$) (а) і розподіл магнітних моментів мікроконтурів при використанні двофазної мультидипольної математичної моделі МП (б)

Верифікація модифікованої мультидипольної моделі струмопроводу ТП. Експериментальну перевірку запропонованої моделі ЗМП ТП (5) виконуємо на основі порівняння результатів розрахунку індукції ЗМП струмопроводу ТП 100 кВА (рис. 6), та вимірів індукції МП повномасштабного лабораторного макету цього струмопроводу (рис. 9).

Результати розрахунку індукції МП струмопроводу у горизонтальній площині, розташованій на висоті 1,85 м над струмопроводом ТП (на висоті 0,5 м над підлогою приміщення), виконані відповідно до (5) на основі оригінальної комп'ютерної програми авторів у програмному пакеті MATLAB і представлені на рис. 7,а та рис. 8.

Експериментальні дослідження ЗМП ТП виконані на повномасштабному лабораторному макеті ТП 100 кВА (рис. 9) із номінальним струмом 150 А, де джерелом МП є низьковольтний струмопровід (рис. 6,а).

Макет струмопроводу (рис. 9) виконано із дерев'яних рейок та проводу ПВС із перерізом 30 мм^2 і змонтовано на робочому місці Магнітовимірювального стенду унікального магнітодинамічного комплексу ІПМаш НАН України [37]. Лабораторна установка (рис. 10) включає макет струмопроводу (рис. 9), який живиться через індукційний регулятор типу IP 59/32 із можливістю регулювання трифазного струму у діапазоні 0-220 А. Вимірювання діючих значень індукції МП виконувались у вузлах координатної сітки із шагом 0,25 м магнітометрами типу EMF-828, Magnetoscop 1.069 на контрольній площині, віддаленій від струмопроводу на відстань 1,85 м.

Для спрощення вимірювань, макет ТП (рис. 9) покладений на бік. При цьому вимірювання виконувались на вертикальній площині, віддаленій від струмопроводу на 1,85 м, що аналогічно умовам виконаного розрахунку.

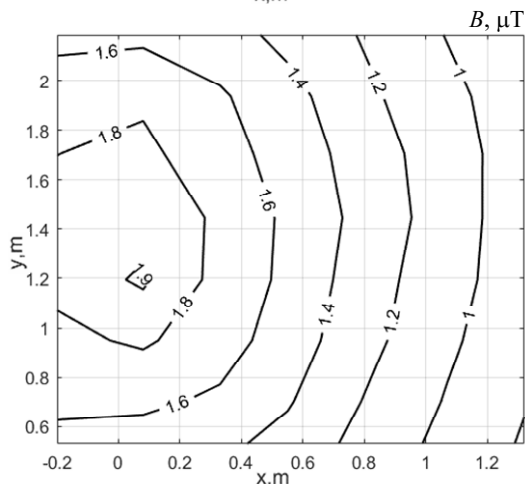
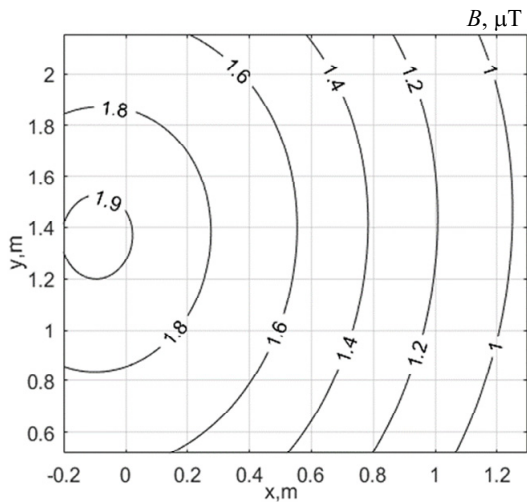


Рис. 7. Розподіл ЗМП ТП 100 кВА в горизонтальній площині над ТП на висоті 1,85 м при номінальному навантаженні: а – розрахунок; б – експеримент

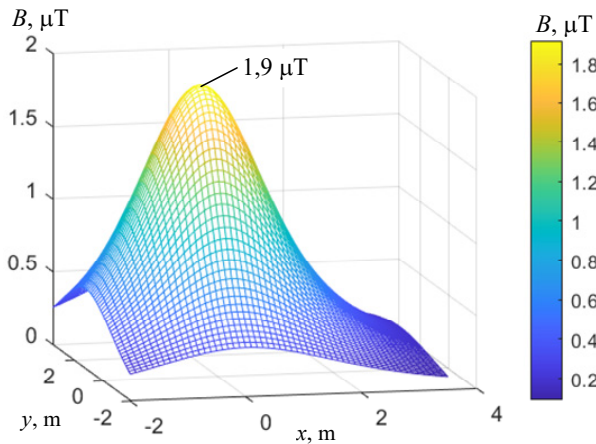


Рис. 8. Розрахункові значення розподілу ЗМП низьковольтного струмопроводу ТП 100 кВА на висоті 1,85 м над струмопроводом при номінальному навантаженні

Результати вимірів представлені на рис. 7, б та табл. 1. Порівняння результатів розрахунку з результатами експерименту показує, що розрахункове значення індукції ЗМП ТП з розкидом менше 7 % збігається з результатами експерименту. Це підтверджує коректність запропонованої авторами модифікованої двофазної мультидипольної моделі ЗМП ТП та прийнятих вище припущень.



Рис. 9. Повномасштабний лабораторний макет струмопроводу низької напруги ТП 10/0,4 кВ, 100 кВА на магнітвиміральному стенді

Таблиця 1
Результати порівняння розрахунку та вимірів
ЗМП ТП 100 кВА

x, м	y, м	Розрахунок B, мкТл	Експеримент B, мкТл	Похибка, %
-0,1	0,33	1,622	1,526	5,92
0,43	0,75	1,506	1,443	4,22
0,94	1,25	1,159	1,098	5,25
1,42	1,74	0,821	0,779	5,14
0,18	0,5	1,698	1,640	3,43
0,65	1	1,445	1,418	1,91
1,17	1,51	1,038	0,984	5,21
-0,1	0,33	1,822	1,757	3,57
0,94	1,25	1,289	1,230	4,58
0,18	0,5	1,869	1,914	2,43
0,65	1	1,586	1,546	2,51
-0,1	0,33	1,900	1,863	1,93
0,43	0,75	1,766	1,785	1,04
0,94	1,25	1,349	1,302	3,47
1,42	1,74	0,946	0,886	6,31
0,18	0,5	1,848	1,847	0,04
0,65	1	1,579	1,524	3,49
-0,1	0,33	1,773	1,700	4,16
0,43	0,75	1,666	1,625	2,45
0,94	1,25	1,291	1,214	5,97
1,42	1,74	0,920	0,876	4,78
0,18	0,5	1,628	1,556	4,40
0,65	1	1,417	1,345	5,08
1,17	1,51	1,047	0,990	5,39

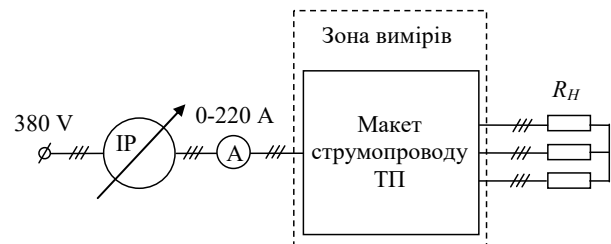


Рис. 10. Схема лабораторної установки для дослідження ЗМП макету струмопроводу ТП 100 кВА

Таким чином, запропоновано модифіковану двофазну мультидипольну математичну модель (5) для розрахунку ЗМП струмопроводів ТП та виконано її

експериментальну перевірку на повномасштабному лабораторному макеті низьковольтного струмопроводу ТП 100 кВА. Порівняння результатів розрахунку та експерименту підтверджує коректність запропонованої модифікованої математичної моделі та розрахункових співвідношень на її основі.

Перспективним є використання запропонованої модифікованої двофазної мультидипольної математичної моделі для розрахунку МП криволінійних (гнутих) струмопроводів.

Висновки.

1. Підтверджено, що основним джерелом МП вбудованих ТП є їх низьковольтний струмопровід, вклад якого в загальний рівень магнітного поля на відстані 2 м складає більш 90 %, що дозволяє в інженерних розрахунках не враховувати інші джерела МП ТП.

2. На основі аналізу результатів досліджень закордонних авторів, а також власних досліджень МП в житлових будинках із вбудованими ТП в Україні, показано, що рівень індукції магнітного поля вбудованих ТП потужністю 100-1260 кВА, розташованих в житлових приміщеннях над ТП, складає від 1,5 до 13 мкТл, що істотно перевищує прийнятний в Україні гранично допустимий рівень (0,5 мкТл), складає небезпеку для здоров'я населення і підтверджує актуальність зменшення МП ТП.

3. Запропоновано модифіковану двофазну мультидипольну математичну модель зовнішнього МП для основного джерела магнітного поля ТП - його трифазного струмопроводу, яка ґрунтується на двофазній дипольній моделі трифазного електричного кола і в порівнянні із відомою мультидипольною моделлю дозволяє без збільшення похибки вдвічі наблизити розрахункову область і забезпечити розрахунок зовнішнього МП від вбудованої ТП у всіх житлових приміщеннях будинку, в тому числі розташованих на відстані від одного метра до ТП.

4. Здійснено експериментальну перевірку модифікованої двофазної мультидипольної моделі МП трифазного струмопроводу на повномасштабній фізичній моделі струмопроводу ТП 100 кВА, виконаній на магнітовимірювальному стенді унікального магнітодинамічного комплексу ІПМаш НАН України, що підтвердило співпадіння результатів розрахунку і експерименту з розкидом менш 7 %.

5. Використання запропонованої двофазної мультидипольної моделі трифазного струмопроводу вбудованих ТП дозволить поширити розрахунок МП на її основі на всі сусідні житлові приміщення, в тому числі наближені на відстані до 1 м, що буде сприяти вирішенню проблеми захисту населення від негативної дії магнітного поля промислової частоти.

Конфлікт інтересів. Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Leung S.W., Chan K.H., Fung L.C. Investigation of power frequency magnetic field radiation in typical high-rise building. *European Transactions on Electrical Power*, 2011, vol. 21, no. 5, pp. 1711-1718. doi: <https://doi.org/10.1002/etep.517>.
2. Grbic M., Canova A., Giaccone L. Magnetic field in an apartment located above 10/0.4 kV substation: levels and mitigation techniques. *CIREN – Open Access Proceedings Journal*, 2017, no. 1, pp. 752-756. doi: <https://doi.org/10.1049/oap-cired.2017.1230>.
3. Thuroczy G., Janossy G., Nagy N., Bakos J., Szabo J., Mezei G. Exposure to 50 Hz magnetic field in apartment buildings with built-in transformer stations in Hungary. *Radiation Protection Dosimetry*, 2008, vol. 131, no. 4, pp. 469-473. doi: <https://doi.org/10.1093/rpd/ncn199>.
4. Geri A., Veca G. M. Power-frequency magnetic field calculation around an indoor transformer substation. *WIT Transactions on Modelling and Simulation*, 2005, vol. 39, pp. 695-704. doi: <https://doi.org/10.2495/BE050641>.
5. Salinas E., Aspemyr L., Daalder J., Hamnerius Y., Luomi J. Power Frequency Magnetic Fields from In-house Secondary Substations. *CIREN'99, 15th Conference on Electricity Distribution, Technical Reports*, session 2. 1999, pp. 161-164.
6. Burnett J., Du Yaping P. Mitigation of extremely low frequency magnetic fields from electrical installations in high-rise buildings. *Building and Environment*, 2002, vol. 37, no. 8-9, pp. 769-775. doi: [https://doi.org/10.1016/S0360-1323\(02\)00043-4](https://doi.org/10.1016/S0360-1323(02)00043-4).
7. Bravo-Rodriguez J., Del-Pino-Lopez J., Cruz-Romero P. A Survey on optimization techniques applied to magnetic field mitigation in power systems. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 7, art. no. 1332. doi: <https://doi.org/10.3390/en12071332>.
8. Alotto P., Guarnieri M., Moro F., Turri R. Mitigation of residential magnetic fields generated by MV/LV substations. *42nd International Universities Power Engineering Conference*. Brighton, UK, 2007, pp. 832-836. doi: <https://doi.org/10.1109/UPEC.2007.4469057>.
9. Buccella C., Feliziani M., Prudenzi A. Active shielding design for a MV/LV distribution transformer substation. *2002 3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Beijing, China, 2002, pp. 350-353. doi: <https://doi.org/10.1109/ELMAGC.2002.1177442>.
10. Canova A., Giaccone L. Real-time optimization of active loops for the magnetic field minimization. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 2018, vol. 56, no. S1, pp. 97-106. doi: <https://doi.org/10.3233/JAE-172286>.
11. Del-Pino-Lopez J.C., Giaccone L., Canova A., Cruz-Romero P. Ga-based active loop optimization for magnetic field mitigation of MV/LV substations. *IEEE Latin America Transactions*, 2014, vol. 12, no. 6, pp. 1055-1061. doi: <https://doi.org/10.1109/TLA.2014.6894000>.
12. Del-Pino-Lopez J., Giaccone L., Canova A., Cruz-Romero P. Design of active loops for magnetic field mitigation in MV/LV substation surroundings. *Electric Power Systems Research*, 2015, vol. 119, pp. 337-344. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epr.2014.10.019>.
13. Garzia F., Geri A. Active shielding design in full 3D space of indoor MV/LV substations using genetic algorithm optimization. *IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Boston, MA, USA, 2003, vol. 1, pp. 197-202. doi: <https://doi.org/10.1109/ISEMC.2003.1236591>.
14. Garzia F., Geri A. Reduction of magnetic pollution in urban areas by an active field cancellation. *WIT Transactions on Ecology and the Environment*, 2004, vol. 72, pp. 569-579. doi: <https://doi.org/10.2495/SC040561>.
15. Celozzi S., Garzia F. Active shielding for power-frequency magnetic field reduction using genetic algorithms optimization. *IEE Proceedings – Science, Measurement and Technology*, 2004, vol. 151, no. 1, pp. 2-7. doi: <https://doi.org/10.1049/ip-smt:20040002>.
16. Shenkman A., Sonkin N., Kamensky V. Active protection from electromagnetic field hazards of a high voltage power line. *HAIT Journal of Science and Engineering*, 2005, vol. 2, no. 2, pp. 254-265.
17. Celozzi S. Active compensation and partial shields for the power-frequency magnetic field reduction. *2002 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Minneapolis, MN, USA, 2002, vol. 1, pp. 222-226. doi: <https://doi.org/10.1109/isemc.2002.1032478>.
18. Canova A., del-Pino-Lopez J.C., Giaccone L., Manca M. Active Shielding System for ELF Magnetic Fields. *IEEE Transactions on Magnetics*. March 2015, vol. 51, no. 3, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/tmag.2014.2354515>.
19. Szabo J., Janossy G., Thuroczy G. Survey of residential 50 Hz EMF exposure from transformer stations. *Bioelectromagnetics*, 2007, vol. 28, no. 1, pp. 48-52. doi: <https://doi.org/10.1002/bem.20264>.
20. Ilonen K., Markkanen A., Mezei G., Juutilainen J. Indoor transformer stations as predictors of residential ELF magnetic field exposure. *Bioelectromagnetics*, 2008, vol. 29, no. 3, pp. 213-218. doi: <https://doi.org/10.1002/bem.20385>.
21. Okokon E. O., Roivainen P., Kheifets L., Mezei G., Juutilainen J. Indoor transformer stations and ELF magnetic field exposure: use of transformer structural characteristics to im-

prove exposure assessment. *Journal of Exposure Science & Environmental Epidemiology*, 2014, vol. 24, no. 1, pp. 100-104. doi: <https://doi.org/10.1038/jes.2013.54>.

22. Grbic M., Canova A., Giaccone L. Levels of magnetic field in an apartment near 110/35 kV substation and proposal of mitigation techniques. *Mediterranean Conference on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion*. Belgrade, 2016, pp. 1-8. doi: <https://doi.org/10.1049/cp.2016.1025>.

23. Rahman N.A., Rashid N.A., Mahadi W.N., Rasol Z. Magnetic Field Exposure Assessment of Electric Power Substation in High Rise Building. *Journal of Applied Sciences*, 2011, vol. 11, pp. 953-961. doi: <https://doi.org/10.3923/jas.2011.953.961>.

24. Izagirre J., Del Rio L., Gilbert I.P., Rodriguez-Seco J.E., Güemes J.A., Iralagoitia A.M. Application of a new IEC magnetic field assessment methodology to promote transformer substation sustainable development. *IEEE 2011 EnergyTech*. Cleveland, OH, USA, 2011, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/EnergyTech.2011.5948529>.

25. Navarro-Camba E.A., Segura-García J., Gomez-Perretta C. Exposure to 50 Hz Magnetic Fields in Homes and Areas Surrounding Urban Transformer Stations in Silla (Spain): Environmental Impact Assessment. *Sustainability*, 2018, vol. 10, no. 8, art. no. 2641. doi: <https://doi.org/10.3390/su10082641>.

26. Rösli M., Jenni D., Kheifets L., Mezei G. Extremely low frequency magnetic field measurements in buildings with transformer stations in Switzerland. *Science of the Total Environment*, 2011, vol. 409, no. 18, pp. 3364-3369. doi: <https://doi.org/10.1016/j.scitotenv.2011.05.041>.

27. Rozov V.Y., Pelevin D.Y., Pielievina K.D. External magnetic field of urban transformer substations and methods of its normalization. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2017, no. 5, pp. 60-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.5.10>.

28. *Правила улаштування електроустановок*. Харків, Видавництво «Форт», 2017. 760 с.

29. Kuznetsov. B.I., Nikitina T.B., Bovdvi I.V. Method of adjustment of three-circuit system of active shielding of magnetic field in multi-storey buildings from overhead power lines with wires triangular arrangement. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 1, pp. 21-28. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.1.03>.

30. Kuznetsov. B.I., Nikitina T.B., Bovdvi I.V. Comparison of the effectiveness of thruple-loop and double-loop systems of active shielding of a magnetic field in a multi-storey old buildings. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 21-27. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.04>.

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

32. Розов В.Ю., Реуцкий С.Ю., Пелевин Д.Е., Пилюгина О.Ю. Магнитное поле линий электропередачи и методы его снижения до безопасного уровня. *Технічна електродинаміка*, 2013, № 2, С. 3-9.

33. Розов В.Ю. Внешние магнитные поля силового электрооборудования и методы их уменьшения. Препр. НАН Украины. Ин-т электродинамики; № 772. – Киев: 1995. – 42 с.

34. Пелевин Д.Е. Экранирование магнитного поля промышленной частоты стенами жилых домов. *Електротехніка і електромеханіка*, 2015, № 4, С. 49-52. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.4.10>.

35. Розов В.Ю., Гринченко В.С., Пелевин Д.Е., Чуннихин К.В. Моделирование электромагнитного поля жилых домов расположенных вблизи линии электропередачи. *Технічна електродинаміка*, 2016, № 3, С. 6-8.

36. Розов В.Ю. Пелевин Д.Е. Дипольная модель магнитного поля трехфазной электрической цепи. *Технічна електродинаміка*, 2012, № 4, С. 3-7.

37. Baranov M.I., Rozov V.Y., Sokol Y.I. To the 100th anniversary of the national academy of sciences of Ukraine – the cradle of domestic science and technology. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 5, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.5.01>.

REFERENCES

1. Leung S.W., Chan K.H., Fung L.C. Investigation of power frequency magnetic field radiation in typical high-rise building. *European Transactions on Electrical Power*, 2011, vol. 21, no. 5, pp. 1711-1718. doi: <https://doi.org/10.1002/etep.517>.

2. Grbic M., Canova A., Giaccone L. Magnetic field in an apartment located above 10/0.4 kV substation: levels and mitigation techniques. *CIREN – Open Access Proceedings Journal*, 2017, no. 1, pp. 752-756. doi: <https://doi.org/10.1049/oap-cired.2017.1230>.

3. Thuroczy G., Janossy G., Nagy N., Bakos J., Szabo J., Mezei G. Exposure to 50 Hz magnetic field in apartment buildings with built-in transformer stations in Hungary. *Radiation Protection Dosimetry*, 2008, vol. 131, no. 4, pp. 469-473. doi: <https://doi.org/10.1093/rpd/ncn199>.

4. Geri A., Veca G. M. Power-frequency magnetic field calculation around an indoor transformer substation. *WIT Transactions on Modelling and Simulation*, 2005, vol. 39, pp. 695-704. doi: <https://doi.org/10.2495/BE050641>.

5. Salinas E., Aspemyr L., Daalder J., Hamnerius Y., Luomi J. Power Frequency Magnetic Fields from In-house Secondary Substations. *CIREN '99, 15th Conference on Electricity Distribution, Technical Reports*, session 2. 1999, pp. 161-164.

6. Burnett J., Du Yaping P. Mitigation of extremely low frequency magnetic fields from electrical installations in high-rise buildings. *Building and Environment*, 2002, vol. 37, no. 8-9, pp. 769-775. doi: [https://doi.org/10.1016/S0360-1323\(02\)00043-4](https://doi.org/10.1016/S0360-1323(02)00043-4).

7. Bravo-Rodriguez J., Del-Pino-Lopez J., Cruz-Romero P.A. Survey on optimization techniques applied to magnetic field mitigation in power systems. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 7, art. no. 1332. doi: <https://doi.org/10.3390/en12071332>.

8. Alotto P., Guarnieri M., Moro F., Turri R. Mitigation of residential magnetic fields generated by MV/LV substations. *42nd International Universities Power Engineering Conference*. Brighton, UK, 2007, pp. 832-836. doi: <https://doi.org/10.1109/UPEC.2007.4469057>.

9. Buccella C., Feliziani M., Prudenzi A. Active shielding design for a MV/LV distribution transformer substation. *2002 3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Beijing, China, 2002, pp. 350-353. doi: <https://doi.org/10.1109/ELMAGC.2002.1177442>.

10. Canova A., Giaccone L. Real-time optimization of active loops for the magnetic field minimization. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 2018, vol. 56, no. S1, pp. 97-106. doi: <https://doi.org/10.3233/JAE-172286>.

11. Del-Pino-Lopez J.C., Giaccone L., Canova A., Cruz-Romero P. Ga-based active loop optimization for magnetic field mitigation of MV/LV substations. *IEEE Latin America Transactions*, 2014, vol. 12, no. 6, pp. 1055-1061. doi: <https://doi.org/10.1109/TLA.2014.6894000>.

12. Del-Pino-Lopez J., Giaccone L., Canova A., Cruz-Romero P. Design of active loops for magnetic field mitigation in MV/LV substation surroundings. *Electric Power Systems Research*, 2015, vol. 119, pp. 337-344. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2014.10.019>.

13. Garzia F., Geri A. Active shielding design in full 3D space of indoor MV/LV substations using genetic algorithm optimization. *IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Boston, MA, USA, 2003, vol. 1, pp. 197-202. doi: <https://doi.org/10.1109/ISEMC.2003.1236591>.

14. Garzia F., Geri A. Reduction of magnetic pollution in urban areas by an active field cancellation. *WIT Transactions on Ecology and the Environment*, 2004, vol. 72, pp. 569-579. doi: <https://doi.org/10.2495/SC040561>.

15. Celozzi S., Garzia F. Active shielding for power-frequency magnetic field reduction using genetic algorithms optimization. *IEE Proceedings – Science, Measurement and Technology*, 2004, vol. 151, no. 1, pp. 2-7. doi: <https://doi.org/10.1049/ip-smt:20040002>.

16. Shenkman A., Sonkin N., Kamensky V. Active protection from electromagnetic field hazards of a high voltage power line. *HAIT Journal of Science and Engineering*, 2005, vol. 2, no. 2, pp. 254-265.

17. Celozzi S. Active compensation and partial shields for the power-frequency magnetic field reduction. *2002 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Minneapolis, MN, USA, 2002, vol. 1, pp. 222-226. doi: <https://doi.org/10.1109/isemc.2002.1032478>.

18. Canova A., del-Pino-Lopez J.C., Giaccone L., Manca M. Active Shielding System for ELF Magnetic Fields. *IEEE Transactions on Magnetics*, March 2015, vol. 51, no. 3, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/tmag.2014.2354515>.
19. Szabo J., Janossy G., Thuroczy G. Survey of residential 50 Hz EMF exposure from transformer stations. *Bioelectromagnetics*, 2007, vol. 28, no. 1, pp. 48-52. doi: <https://doi.org/10.1002/bem.20264>.
20. Ilonen K., Markkanen A., Mezei G., Juutilainen J. Indoor transformer stations as predictors of residential ELF magnetic field exposure. *Bioelectromagnetics*, 2008, vol. 29, no. 3, pp. 213-218. doi: <https://doi.org/10.1002/bem.20385>.
21. Okokon E. O., Roivainen P., Kheifets L., Mezei G., Juutilainen J. Indoor transformer stations and ELF magnetic field exposure: use of transformer structural characteristics to improve exposure assessment. *Journal of Exposure Science & Environmental Epidemiology*, 2014, vol. 24, no. 1, pp. 100-104. doi: <https://doi.org/10.1038/jes.2013.54>.
22. Grbic M., Canova A., Giaccone L. Levels of magnetic field in an apartment near 110/35 kV substation and proposal of mitigation techniques. *Mediterranean Conference on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion*, Belgrade, 2016, pp. 1-8. doi: <https://doi.org/10.1049/cp.2016.1025>.
23. Rahman N.A., Rashid N.A., Mahadi W.N., Rasol Z. Magnetic Field Exposure Assessment of Electric Power Substation in High Rise Building. *Journal of Applied Sciences*, 2011, vol. 11, pp. 953-961. doi: <https://doi.org/10.3923/jas.2011.953.961>.
24. Izagirre J., Del Rio L., Gilbert I.P., Rodriguez-Seco J.E., Güemes J.A., Iralagoitia A.M. Application of a new IEC magnetic field assessment methodology to promote transformer substation sustainable development. *IEEE 2011 EnergyTech*. Cleveland, OH, USA, 2011, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/EnergyTech.2011.5948529>.
25. Navarro-Camba E.A., Segura-García J., Gomez-Perretta C. Exposure to 50 Hz Magnetic Fields in Homes and Areas Surrounding Urban Transformer Stations in Silla (Spain): Environmental Impact Assessment. *Sustainability*, 2018, vol. 10, no. 8, art. no. 2641. doi: <https://doi.org/10.3390/su10082641>.
26. Rössli M., Jenni D., Kheifets L., Mezei G. Extremely low frequency magnetic field measurements in buildings with transformer stations in Switzerland. *Science of the Total Environment*, 2011, vol. 409, no. 18, pp. 3364-3369. doi: <https://doi.org/10.1016/j.scitotenv.2011.05.041>.
27. Rozov V.Y., Pelevin D.Y., Pielievina K.D. External magnetic field of urban transformer substations and methods of its normalization. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2017, no. 5, pp. 60-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.5.10>.
28. *Electrical installation regulations*. Kharkiv, Fort Publ., 2017. 760 p. (Ukr).
29. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V. Method of adjustment of three-circuit system of active shielding of magnetic field in multi-storey buildings from overhead power lines with wires triangular arrangement. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 1, pp. 21-28. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.1.03>.
30. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V. Comparison of the effectiveness of thripole and double-loop systems of active shielding of a magnetic field in a multi-storey old buildings. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 21-27. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.04>.
31. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V. Synthesis of an effective system of active shielding of the magnetic field of a power transmission line with a horizontal arrangement of wires using a single compensation winding. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, p. 15-21. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.03>.
32. Rozov V.Yu., Reutskyi S.Yu., Pelevin D.Ye., Pyliugina O.Yu. The magnetic field of power transmission lines and the methods of its mitigation to a safe level. *Technical Electrodynamics*, 2013, no. 2, pp. 3-9. (Rus).
33. Rozov V.Yu. *External magnetic fields of power electrical equipment and methods for reducing them*. Kyiv, the Institute of Electrodynamics Publ., 1995, no. 772, 42 p. (Rus).
34. Pelevin D.Y. Screening magnetic fields of the power frequency by the walls of houses. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 4, pp. 53-55. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.4.10>.
35. Rozov V.Yu., Grinchenko V.S., Pelevin D.Ye., Chunikhin K.V. Simulation of electromagnetic field in residential buildings located near overhead lines. *Technical Electrodynamics*, 2016, no. 3, pp. 6-8. (Rus).
36. Rozov V.Yu., Pelevin D.Ye. The dipole model of magnetic field of three-phase electric circuit. *Technical Electrodynamics*, 2012, no. 4, pp. 3-7. (Rus).
37. Baranov M.I., Rozov V.Y., Sokol Y.I. To the 100th anniversary of the national academy of sciences of Ukraine – the cradle of domestic science and technology. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 5, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.5.01>.

Надійшла (Received) 18.01.2023
 Прийнята (Accepted) 25.03.2023
 Опублікована (Published) 01.09.2023

Розов Володимир Юрійович¹, д.т.н., проф., чл.-кор. НАН України,
 Пелевін Дмитро Євгенович¹, к.т.н., ст. доцл.,
 Кундіус Катерина Дмитрівна¹, пров. інж., аспірантка,
¹ Інститут проблем машинобудування ім. А.М. Підгорного
 НАН України,
 61046, Харків, вул. Пожарського, 2/10,
 e-mail: vyurozov@gmail.com;
 pelevindmitro@ukr.net (Corresponding Author);
 kundiuckateryna@ukr.net.

V.Yu. Rozov¹, D.Ye. Pelevin¹, K.D. Kundius¹
¹ Anatolii Pidhornyi Institute of Mechanical Engineering
 Problems of the National Academy of Sciences of Ukraine,
 2/10, Pozharskogo Str., Kharkiv, 61046, Ukraine.
Simulation of the magnetic field in residential buildings with built-in substations based on a two-phase multi-dipole model of a three-phase current conductor.
Problem. Substations 10(6)/0.4 kV built into residential buildings create a magnetic field with magnetic flux density of more than 10 μT in nearby residential premises, which is a danger to the health of the population and makes the study of this magnetic field relevant for the development of methods for its protection. The main source of the substations external magnetic field is their low-voltage current conductor, the contribution of which to the total level of the magnetic field is more than 90 %. Multi-dipole mathematical models, which have a clear physical interpretation, are a promising method of modeling the substations magnetic field, which is important for the further development of methods of population protection. The purpose of the work is to modify the well-known multi-dipole model for calculation based on it with a limited error of the external magnetic field of current conductors of built-in substations that are close to residential buildings at a distance of up to one meter. **Methodology.** A modified two-phase multi-dipole mathematical model of the main source of the external magnetic field of substation – its three-phase low-voltage current conductors – is proposed, which, unlike the existing model, is based on a two- you to halve the distance to the area of calculation without increasing the error. **Verification.** An experimental verification of the modified two-phase multi-dipole model of the magnetic field of a three-phase 100 kVA transformer substation on its full-scale physical model was carried out, and the results of the experiment were presented, confirming the coincidence of the calculation and the experiment with a spread of no more than 7 %. References 37, tables 1, figures 10.
 Key words: built-in substation, residential building, current conductor, external magnetic field, multi-dipole mode.

How to cite this article:

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

КНЯЗЄВ ВОЛОДИМИР ВОЛОДИМИРОВИЧ

(до 70-річчя від дня народження)

Володимир Володимирович Князєв народився 10 серпня 1953 р. у м. Харків. У 1970 р. вступив на навчання до Харківського державного університету імені О.М. Горького на фізичний факультет (кафедра теоретичної фізики), який він у 1975 р. закінчив за спеціальністю «Фізика». У 1975 р. був прийнятий молодшим науковим співробітником до лабораторії «НДЛ ТВН та ПТ» ХПІ (керівник С.М. Фертик). У 1997 р. поступив до аспірантури на заочне відділення за спеціальністю «Техніка високих напруг» (науковий керівник В.Ю. Хворост). У 1987 р. у спеціалізованій вченій раді Всесоюзного електротехнічного інституту (м. Москва) захистив кандидатську дисертацію.

У 1994 р. отримав наукове звання «Старший науковий співробітник» за спеціальністю «Техніка сильних електричних і магнітних полів».

З початку роботи до 1991 р. приймав участь у дослідженнях, що стосувалися забезпечення стійкості авіаційної, космічної (проект «Буран»), ракетної, військової техніки морського та наземного базування до впливу потужних електромагнітних завод.

Володимир Володимирович свій трудовий шлях пройшов цілком у ХПІ займаючи посади: 1982 – старший науковий співробітник ОКБ ВИТ; 1990 – завідувач науковою лабораторією НДПКІ «Молнія» при ХПІ; у жовтні 1994 був переведений до створеного ЦСВ «Імпульс» ХПІ на посаду заступника директора; у січні 2002 р. у зв'язку з реорганізацією НТУ «ХПІ» переведено до НДПКІ «Молнія» НТУ «ХПІ» на посаду провідного наукового співробітника з одночасним виконанням обов'язків керівника науково-дослідного відділу №2. На цій посаді працює досі.

Володимир Володимирович був одним з ініціаторів створення у 1994 р., на базі НДПКІ «Молнія», Центру сертифікаційних випробувань «Імпульс» (директор В.І. Кравченко), який згодом був перший акредитований Держстандартом України на незалежність та технічну компетентність у галузі електромагнітної сумісності. Завдяки зусиллям ювіляра, як керівника з якості, ЦСІ «Імпульс» було реформоване у Випробувальну лабораторію (ВЛ) НДПКІ «Молнія», яка отримала вищу ступень акредитації на національному рівні, акредитована Національним агентством акредитації України на відповідність вимогам стандарту ДСТУ ISO/IEC 17025 (атестат 20484). Сфера акредитації включає повний спектр видів випробувань з електромагнітної сумісності технічних засобів, у тому числі: системи керування процесами на атомних станціях, бортове обладнання літальних апаратів, військова техніка та обладнання. Цей факт обумовлює унікальність та затребуваність ВЛ серед підприємств України.

Володимир Володимирович зробив особистий вклад у підготовку кадрів вищої кваліфікації. Під

його керівництвом успішно захистили дисертації О.Ю. Скобліков та О.Ю. Чернухін. Постійне підвищував власну кваліфікацію, у тому числі: пройшов навчальний курс керівника з якості (TÜV) та стажування в Чеському технічному університеті у Празі на тему «Особливості підготовки висококваліфікованих фахівців світового рівня у технічній галузі» в обсязі 5 кредитів.

Сфера наукових інтересів Володимира Володимировича охоплює фізику електромагнітних процесів, електромагнітну сумісність, блискавкозахист, стандартизацію та метрологію. Під науковим керівництвом ювіляра виконане низку складних науково-дослідних робіт на замовлення МОН України, ДП «КБ «Південне», ХКБМ імені Морозова.

У тому числі НДР «Розрахунково-експериментальна оцінка достатності мір блискавкозахисту стартових комплексів» (2020 р.).

На цей час Володимир Володимирович виконує низку додаткових наукових та організаційних обов'язків: науковий зберігач Еталону РЕМП, заступник голови вченої ради НДПКІ «Молнія», радник голови Технічного комітету України (ТК 22), експерт ІЕС від України в галузі електромагнітної сумісності, член Українського комітету захисту від блискавки. З 2001 р. по 2023 р. виконував обов'язки відповідального секретаря Технічного Комітету України стандартизації у галузі електромагнітної сумісності та стійкості технічних засобів (ТК-22). За цей час ТК 22 став одним з кращих ТК в Україні, по що свідчать неодноразові нагороди від Національного органу стандартизації України та повна гармонізація стандартів України зі стандартами ЄС в цій галузі. За участі ювіляра здійснене переклад понад 50 стандартів EN.

За внесок у розробку сучасної високовольтної імпульсної техніки (у складі фахівців НТУ «ХПІ») в 2006 р. став лауреатом Державної премії України у галузі науки та техніки. За особистий вклад в розвиток науки та освіти ювіляра нагороджено: Почесною Грамотою Міністерства освіти (2003 р.); Почесною Грамотою Президіуму Академії наук України (2015 р.); Почесною Грамотою Кабінету Міністрів України (2017 р.).

Ювіляр має понад 180 наукових праць, трьохтомної монографії «Блискавка та літальні апарати» (2021 р.), глави у 4 колективних монографіях виданих за кордоном, 16 авторських свідоцтва СРСР, 5 патентів України, авторські права на 8 програмних продуктів.

Ректорат НТУ «ХПІ», колектив НДПКІ «Молнія», його друзі та товариші бажають дорогому Володимировичу міцного здоров'я, щастя, натхнення та успіху у всіх його починаннях. Редакційна колегія журналу «Електротехніка і електромеханіка» приєднується до цих побажань.



Матеріали приймаються за адресою:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Кирпичева, 2, м. Харків, 61002, Україна

Електронні варіанти матеріалів по e-mail: a.m.grechko@gmail.com

Довідки за телефонами: +38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович

Передплатний індекс: 01216