

ISSN 2074-272X

**науково-практичний  
журнал**

**2024/2**



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

**Electrical Engineering**

**& Electromechanics**

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

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

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

**З 2019 р. журнал індексується у Scopus**

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



# «ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА» «ELECTRICAL ENGINEERING & ELECTROMECHANICS»

Науковий журнал. Засновано у 2002 р.

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

Ідентифікатор медіа **R30-01539**, згідно з рішенням Нацради України з питань телебачення і радіомовлення від 16.10.2023 № 1075

## EDITORIAL BOARD

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

### Адреса редакції / Editorial office address:

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

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

ISSN (print) 2074-272X

ISSN (online) 2309-3404

© Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 2024

Підписано до друку 28.02.2024 р. Формат 60 × 90 ¼. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,75.

Наклад 50 прим. Зам. № 66/172-02-2024. Ціна договірна. Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18





**ЗМІСТ**

**Електричні машини та апарати**

Ставинський А.А., Авдєєва О.А., Кошкін Д.Л., Ставинський Р.А., Циганов О.М. Технічні рішення щодо зниження втрат в магнітопроводах і матеріаломісткості трифазного трансформаторно-реакторного обладнання..... 3

**Електротехнічні комплекси та системи**

Abed K., Zine H.K.E. Intelligent fuzzy back-stepping observer design based induction motor robust nonlinear sensorless control..... 10

Aissaoui M., Bouzeria H., Benidir M., Labed M.A. Harmonics suppression in high-speed railway via single-phase traction converter with an LCL filter using fuzzy logic control strategy..... 16

Chaib Ras A., Bouzerara R., Bouzeria H. An adaptive controller for power quality control in high speed railway with electric locomotives with asynchronous traction motors..... 23

Kuznetsov B.I., Kutsenko A.S., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Method for design of two-level system of active shielding of power frequency magnetic field based on a quasi-static model..... 31

**Промислова електроніка**

Zine H.K.E., Abed K. Smart current control of the wind energy conversion system based permanent magnet synchronous generator using predictive and hysteresis model ..... 40

**Інженерна електрофізика. Техніка сильних електричних та магнітних полів**

Баранов М.І. Розрахунково-експериментальне визначення швидкості просування плазмового лідерного каналу імпульсного іскрового розряду в атмосферному повітрі..... 48

Lavinsky D.V., Zaitsev Yu.I. Computational studies of electromagnetic field propagation and deforming of structural elements for a thin-walled curved workpiece and an inductor..... 55

**Електричні станції, мережі і системи**

Kaddache M., Drid S., Khemis A., Rahem D., Chrifi-Alaoui L. Maximum power point tracking improvement using type-2 fuzzy controller for wind system based on the double fed induction generator ..... 61

Мазуренко Л.І., Джура О.В., Шихненко М.О. Розрахунок характеристик гібридної енергосистеми з паралельно включеними асинхронним генератором і АС/DC перетворювачем..... 67

Ягуп В.Г., Ягуп К.В. Аналітичний метод визначення умов повної компенсації реактивної потужності в системі електропостачання..... 75

**Ювілеї**

Бабак Віталій Павлович (до 70-річчя з дня народження)..... 81

Буткевич Олександр Федотович (до 75-річчя з дня народження)..... 82

**TABLE OF CONTENTS**

**Electrical Machines and Apparatus**

Stavynskiy A.A., Avdeeva O.A., Koshkin D.L., Stavynskiy R.A., Tsyganov O.M. Technical solutions to reduce losses in magnetic cores and material consumption of three-phase transformer and reactor equipment..... 3

**Electrotechnical Complexes and Systems**

Abed K., Zine H.K.E. Intelligent fuzzy back-stepping observer design based induction motor robust nonlinear sensorless control..... 10

Aissaoui M., Bouzeria H., Benidir M., Labed M.A. Harmonics suppression in high-speed railway via single-phase traction converter with an LCL filter using fuzzy logic control strategy..... 16

Chaib Ras A., Bouzerara R., Bouzeria H. An adaptive controller for power quality control in high speed railway with electric locomotives with asynchronous traction motors..... 23

Kuznetsov B.I., Kutsenko A.S., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Method for design of two-level system of active shielding of power frequency magnetic field based on a quasi-static model..... 31

**Industrial Electronics**

Zine H.K.E., Abed K. Smart current control of the wind energy conversion system based permanent magnet synchronous generator using predictive and hysteresis model ..... 40

**Engineering Electrophysics. High Electric and Magnetic Fields Engineering**

Baranov M.I. Calculation and experimental determination of the speed of advancement of the plasma leader channel of a pulse spark discharge in atmospheric air ..... 48

Lavinsky D.V., Zaitsev Yu.I. Computational studies of electromagnetic field propagation and deforming of structural elements for a thin-walled curved workpiece and an inductor..... 55

### **Power Stations, Grids and Systems**

Kaddache M., Drid S., Khemis A., Rahem D., Chrifi-Alaoui L. Maximum power point tracking improvement using type-2 fuzzy controller for wind system based on the double fed induction generator ..... 61

Mazurenko L.I., Dzhura O.V., Shykhnenko M.O. Steady-state analysis of a hybrid power supply system using an induction generator with a shunt AC/DC converter..... 67

Yagup V.G., Yagup K.V. Analytical method of determining conditions for full compensation of reactive power in the power supply system..... 75

### **Anniversaries**

Babak V.P. (on the 70th anniversary of his birth) ..... 81

Butkevich O.F. (on the 75th anniversary of his birth)..... 82

### **ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!**

*З 2024 р. з об'єктивних причин журнал «Електротехніка і Електромеханіка» вимушений припинити співпрацю з АТ «Укрпошта» щодо передплати та розповсюдження друкованих примірників нашого журналу. Якщо Ви, шановні читачі, і надалі бажаєте отримувати друковані примірники нашого журналу, то Ви можете їх замовити, звернувшись безпосередньо до редакції журналу.*

### **ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!**

*Постановою президії ВАК України від 15 січня 2003 р. № 1-08/5 науковий журнал «Електротехніка і Електромеханіка» внесено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук та перереєстровано Наказом МОН України № 1328 від 21 грудня 2015 р. Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 2002 року.*

*Згідно Наказу МОН України №1412 від 18.12.2018 р. науковий журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включено до найвищої категорії «А» Переліку фахових видань України з технічних наук.*

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

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

*Журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включений у довідник періодичних видань Ulrich's Periodical Directory, представлений у загальнодержавній реферативній базі даних «Україніка Наукова», реферативному журналі «Джерело», з 2019 р. індексується у наукометричній базі даних Scopus, а з 2015 р. – у Web of Science Core Collection: Emerging Sources Citation Index (ESCI), що рекомендовані МОН України, також журнал представлений у Index Copernicus (ICV 2022: 100.00), і входить до баз даних EBSCO, ProQuest, GALE, DOAJ тощо.*

*Наукометричні показники журналу «Електротехніка і Електромеханіка»:  
CiteScore 2022 – 1.5; H-індекс – 6, квартиль – Q3; SJR 2022 – 0.178, SNIP 2022 – 0.497; IPP – 0.61.*



Scopus



ULRICHSWEB™  
GLOBAL SERIALS DIRECTORY



National Library of Ukraine  
Vernadsky



Clarivate  
Analytics

EMERGING SOURCES CITATION INDEX



EBSCO  
Research Databases



crossref

DOAJ  
DIRECTORY OF OPEN ACCESS JOURNALS

WEB OF SCIENCE



ProQuest



Google  
scholar

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



А.А. Ставинський, О.А. Авдєєва, Д.Л. Кошкін, Р.А. Ставинський, О.М. Циганов

## Технічні рішення щодо зниження втрат в магнітопроводах і матеріаломісткості трифазного трансформаторно-реакторного обладнання

*Розглянуто стан розвитку трансформаторобудування. Визначена недостатня ефективність застосування відомих способів зниження втрат у магнітопроводах для задоволення нових вимог енергоресурсозбереження. Показана можливість удосконалення і уніфікації трифазних трансформаторів та реакторів на основі комбінації анізотропної, ізотропної і аморфної сталей, багатограничних геометричних конфігурацій контурів та зміни положень в просторі шарів сталі, а також елементів планарних і просторових шихтованих, витих та комбінованих навито-пластинчастих магнітопроводів. Бібл. 29, рис. 8.*

**Ключові слова:** трифазний трансформатор, реактор, шихтований витий магнітопровід, трансформаторобудування.

**Постановка проблеми.** Збільшення вартості енергії і необхідність подальшого енергоресурсозбереження призводять до зростання вимог і регламентування підвищення коефіцієнтів корисної дії трансформаторів. Зокрема норми НД 428 і НД 538 для масляних і сухих трансформаторів замінені більш вимогливими до зниження втрат Європейським стандартом EN 50464-1 і міжнародним стандартом ІЕС 60034-30. Необхідне суттєве зниження втрат неробочого стану в першу чергу найбільш масового діапазону виготовлення силових розподільчих трифазних трансформаторів (ТТ) потужністю 25-2500 кВ·А і напругою 6-10 кВ. Крім основного внеску в загальні втрати енергосистем вказаними ТТ додатково на енергоефективність енергопостачання впливають втрати в магнітопроводах трифазних реакторів (ТР) аналогічного діапазону потужності. В зв'язку з цим зниження втрат в магнітопроводах ТТ і ТР I – III габаритів являє важливу актуальну задачу [1-4].

**Аналіз останніх досліджень.** Протягом більше 20 років в працях з аналізом розвитку трансформаторно-реакторного обладнання до інноваційних відносять конструкції, що удосконалені на основі досягнень електромагнітознавства. Основні інновації зводяться до розробки «сухих» трансформаторів з «капсульованими» і «кабельними» обмотками [5, 6]. Також використовуються аморфні електротехнічні сталі (ЕТС), надпровідні обмотки і криогенна техніка [7, 8]. Замість токсичного масла для охолодження починається застосування кремнійорганічної рідини і елєгазу [9-11]. Крім того, важливим фактором підвищення технічного рівня ТТ і ТР є використання при їх проектуванні методів оптимізації [12, 13].

Біля 50 % втрат при номінальному навантаженні трансформаторів припадає на втрати неробочого ходу. Витрати на їх відшкодування багатократно перевищують витрати втрат короткого замикання. У зв'язку з реальним неповним середнім навантаженням трансформаторів, зниження втрат неробочого ходу є першочерговим завданням.

В минулі десятиріччя втрати в магнітопроводах знижені за рахунок використання ЕТС з покращеними питомими характеристиками. Освоєно виробництво холоднокатаних анізотропних і аморфних ЕТС. В цілому забезпечення вимог нових стандартів досягається зниженням електромагнітних навантажень або застосуванням стрічкової аморфної ЕТС, що передбачає збільшення матеріаломісткості (в аморфній і анізотропній ЕТС індукції насичення складають відповідно до 1,6 Тл і вище 2 Тл). Крім того, коефіцієнт заповнення аморфної ЕТС перерізу стрижня складає 0,8-0,85 у порівнянні з аналогічним коефіцієнтом 0,96-0,97 при використанні кристалєвої ЕТС. Створюються ТТ із композитними обмотками і «високоте-

мпературною» надпровідністю [8, 9, 14]. Однак у розподільчих ТТ основного діапазону потужності з технологіями замкнених систем високотемпературного криогенного охолодження не має переваг над звичайними ТТ, що обумовлено складністю криогенної конструктивної частини. Виникає необхідність заохолодження при вводі в експлуатацію і повертання надпровідності після захисного відключення.

В цілому «аморфні» і «надпровідні» ТТ відрізняються підвищеною вартістю. Крихкість аморфної ЕТС і надпровідних композитних «високотемпературних» обмоток виключає їх застосування в транспортних і інших спеціальних ТТ.

Існують методики комплексної оцінки технічного стану функціонуючих трансформаторів і рекомендації до їх подальшого застосування [15]. Однак за експлуатацію працездатних трансформаторів, що не задовольняють вище наведеним стандартам, передбачені штрафні санкції.

Структурно-конструктивну основу ТТ і ТР складають шихтовані та виті магнітопроводи. Текстура анізотропної ЕТС утворює багатократне зростання втрат в зонах повертання магнітного потоку відносно напрямку прокату шарів шихтованого магнітопроводу. Об'єми цих зон зменшуються використанням косих стиків в кутах і в дворамних (розділених за шириною на секції) магнітопроводах [16, 17]. Створене складне обладнання формування косих стиків зі зміною розмірів і малим зсувом стиків суміжних шарів при складанні магнітопроводів (технології Step-lap, Maly step-lap) [4]. Зсув досягається застосуванням відхідної конфігурації менших боків пластин (рис. 1,а) або зменшенням площ косих стиків і формуванням кутових виступів «вусів» (рис. 1,б), що фактично є прихованими відходами.

Згідно [18] косі стики не є ефективним рішенням удосконалення шихтованих магнітопроводів ТТ I-II габаритів. Також підвищення втрат готових планарних шихтованих магнітопроводів відносно питомих втрат анізотропної ЕТС вздовж прокату досягає 37-58 % незалежно від форми стиків. Це є відомим проблемним питанням сучасних ТТ (ТР).

Виробництво магнітопроводів з шихтуванням пакетів доповнюється технологіями навивки стрічки (рулону) ЕТС. Такі технології застосовуються для виготовлення секцій (контурів) триконтурних суцільних та стикових витих і комбінованих магнітопроводів [9, 16, 19-21]. Виготовлення витих трифазних трисекційних планарних і просторових магнітопроводів зростає в зв'язку з розширенням використання аморфної ЕТС [19, 20]. Останнім часом виті розрізні стикові магнітопроводи витісняються аналогами з формуванням охоплюючих шарів розділенням і виги-

ном ділянок стрічки ЕТС. Утворюються умовно косі сполучення частин магнітопроводів при малому зсуві стиків суміжних шарів. Досягається зниження стикових втрат і струму намагнічування (Unicore – магнітопроводи) [20]. Однак відсутність магнітного зв'язку витих секцій обумовлює векторне складання дії в стрижневих ділянках секційних магнітних потоків. Наслідком магнітної відокремленості секцій є треті гармоніки вказаних потоків і додаткові 30-35 % втрати, які не залежать від текстури та марки ЕТС. Це є іншим відомим проблемним питанням трансформаторно-реакторного обладнання.

На основі викладеного вище, задача зниження втрат неробочого ходу і втрат в магнітопроводах ТТ і ТР без збільшення їх масовартістних показників є складною і поки не вирішеною.

**Мета роботи** – зниження втрат магнітопроводів ТТ і ТР при зниженні їх матеріаломісткості.

**Метод та результати дослідження.** Подані в [1-11] як нові розробки електромагнітні системи (ЕМС) ТТ і ТР виконані в незмінних протягом більш століття технічних рішеннях магнітопроводів. Ці розробки в структурно-конструктивному сенсі досягли певної межі розвитку. Тенденції конструктивно-технологічної інерційності електромеханічної інженерії зберігаються також останнім часом. Подальше удосконалення ТТ і ТР із шихтованими і витими магнітопроводами можливо методами їх структурно-геометричних перетворень і застосування комбінацій марок ЕТС [18, 22, 23].

Зовнішній «традиційний» прямокутний контур планарного шихтованого магнітопроводу [24-26] утворює значну нерівномірність розподілу індукції в межах 0,01-2,1 Тл в кутах (рис. 1,с). Зовнішні ділянки кутів висотою  $h_c$  (рис. 1,а,б) недовантажені і практично є некорисним ваговим додатком магнітопроводу.

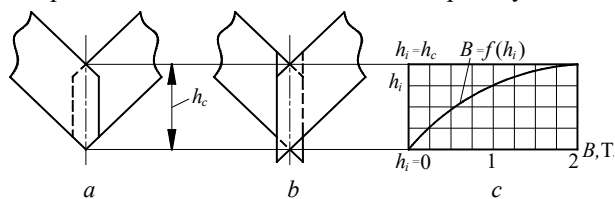


Рис. 1. Схеми варіантів структур пластин стрижня і яра при двоплощинному (а) і косому (б) розділеннях смуги сталі і залежність розподілу магнітної індукції (с) від висоти куткової зони шихтованого прямокутного магнітопроводу

До нетрадиційних пропозицій зниження втрат відносяться магнітопроводи з комбінацією марок ЕТС. Для зменшення втрат зниженням нерівномірності розподілу магнітного поля в поперечному перерізі і кутах зовнішню частину дворамного шихтованого магнітопроводу пропонується виконувати з покращеними магнітними властивостями відносно внутрішньої частини [27].

Інші пропозиції удосконалення планарного шихтованого магнітопроводу являють варіанти з комбінацією ізоотропної і анізотропної ЕТС. В магнітопроводі з прямими стиками (рис. 2,а,б) комбінація вказаних ЕТС чергується в суміжних шарах [28]. Кутіві зони містять тільки ізоотропну ЕТС, що повністю усуває суттєві додаткові втрати кутівих зон. Однак приблизно половина кожного з варіантів комбінованого магнітопроводу [28] містить ізоотропну ЕТС з підвищеними питомими втратами, що зменшує ефективність вказаної інновації.

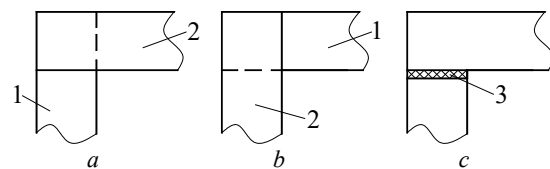


Рис. 2. Схеми варіантів кутівих зон планарного шихтованого магнітопроводу з прямими стиками суміжних шарів трансформатора (а, б) і магнітопроводу реактора (с): 1 – анізотропна сталь; 2 – ізоотропна сталь; 3 – ізоляційна прокладка

Загальним недоліком традиційних будов ТТ і ТР є розуніфікація внутрішніх структур, тобто сполучень стрижневих і яремних ділянок планарних магнітопроводів. При загальній ідентичності варіантів зовнішньої конфігурації, магнітопроводи ТТ шихтовані зі зсувом косих (рис. 1,а,б) або прямих (рис. 2,а,б) стиків, а магнітопроводи ТР містять конструктивні проміжки між стрижнями з ізоляційними прокладками (рис. 2,с).

Подальший розвиток пропозиції нетрадиційних комбінацій елементів шихтованого магнітопроводу являє установка пластин анізотропної ЕТС в зонах ортогональної зміни напрямку потоку відносно текстури. Застосовуються пластини ізоотропної ЕТС шевронної форми з протилежними боками різної ширини. В бокових кутах планарного магнітопроводу ці пластини встановлюються в суміжних шарах з протилежним напрямом. В протилежних середніх кутах (Т-подібних ділянках) шевронні пластини встановлюються з ортогональним положенням середніх кутів (рис. 3,а). Шевронні пластини анізотропної ЕТС бокових ділянок для зниження нерівномірності розподілу поля можуть бути виконані із закругленням осьових кутів. Радіус закруглення відповідає ізоляційному проміжку  $h_i$  між магнітопроводом і обмоткою (рис. 3,б).

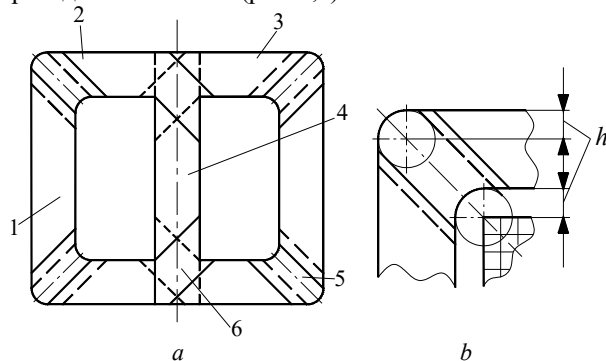


Рис. 3. Схема (а) трифазного з закругленими вершинами кутів (б) магнітопроводу з пластинами 1-4 анізотропної і пластинами 5, 6 ізоотропної електротехнічних сталей

Нероз'ємне з'єднання анізотропних і ізоотропних ділянок шевронних пластин в стиках зварюванням знижує струм і втрати неробочого ходу. Вилучення значного ускладнення виробництва магнітопроводів із з'єднанням стиків ізоотропної і анізотропної ЕТС можливо інтегральним зварюванням і поперечним розділенням смугових заготовок.

Заготовки тандему ЕТС для поперечного розділу на комбіновані пластини (рис. 4) утворюються суміщенням і з'єднанням за лініями стиків смуг анізотропної (рис. 4,а) і ізоотропної (рис. 4,б) ЕТС. До фрагменту (фрагментів) смуги анізотропної ЕТС можна приварити один, два або декілька фрагментів смуг



ізотропної ЕТС. Перед з'єднанням фрагментів анізотропні компоненти розташовуються з напрямком текстури, яка паралельна лініям розділення (рис. 4,с). Розділенні ділянки фрагментів з двома або декількома швами розрізаються під заданими кутами на пластини (рис. 4,д,е) з комбінацією ЕТС [29]. Фрагменти можуть з'єднуватися одним із способів зварювання (лазерне, електронно-променеве, дифузійне тощо). Визначення способу і процесу такого зварювання є окремою дослідницькою задачею.

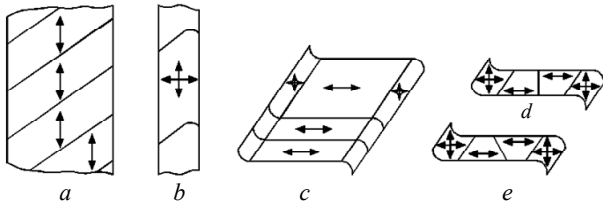


Рис. 4. Принципові схеми розкрою і з'єднання компонент комбінованого магнітопроводу: поперечні розділення пакету анізотропної ( $\leftarrow\rightarrow$ ) (а) і ізотропної ( $\leftarrow\rightarrow$ ) (б) ЕТС на фрагменти; зварювання фрагментів за лініями стиків в заготовку і її розділення на ділянки (с); розділення ділянок фрагментів на комбіновані пластини (д, е)

Один з напрямків структурно-геометричних перетворень статичних ЕМС є заміна традиційних прямокутних і кругових утворюючих контурів активних елементів на нетрадиційні, зокрема восьми і шестигранні контури [22, 23, 29]. Крім пропозицій конструкцій і способів (рис. 3, 4), зменшення маси ізотропних компонент відносно аналогів [27, 28] при зниженні загальної маси і втрат можливо за рахунок заміни прямокутного зовнішнього контуру планарного магнітопроводу на восьмигранний. Стрижневі і яремні ділянки (рис. 5,а) утворюються пластинами анізотропної ЕТС трапецієвидної форми.

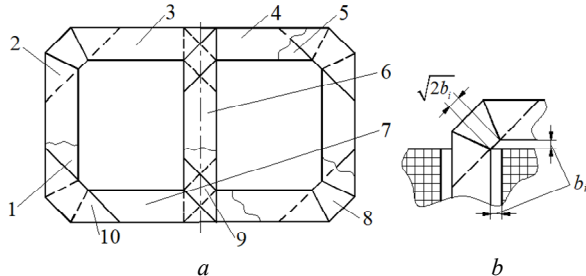


Рис. 5. Схеми конструкції (а) і бокової кутової зони (б) планарного стрижневого магнітопроводу зниженої маси з пластинами 1-7 анізотропної і пластинами 8-10 ізотропної сталей

Трапецієвидні пластини суміжних шарів відрізняються довжинами та кутами. Короткі основи довгих пластин дорівнюють довгим основам коротких пластин і ці основи розташовані протилежно. Боки анізотропних пластин сполучаються з пластинами ізотропної ЕТС, що розташовані в бокових кутах (рис. 5,а). Таким чином утворюється восьмигранний зовнішній контур магнітопроводу. При цьому підвищується рівномірність розподілу поля і вилучається невикористана маса кутових зон (рис. 5,б). Середні кутові (Т-подібні) ділянки розділені протилежно розташованими в середніх шарах меншими та більшими боками паралелограмних пластин ізотропної ЕТС. На вісі центральної стрижневої частини магнітопроводу (рис. 5,а) встановлюються трапецієвидні або паралелограмні пластини анізотропної ЕТС. В кутах при відсутності ізоляційного про-

міжку  $b_t$  (рис. 5,б) також можуть встановлюватися між трапецієвидними пластинами трикутні пластини.

Усунути втрати від третіх контурних гармонік магнітного поля трифазного планарного трисекційного магнітопроводу з витими компонентами можливо в структурі з ортогональним положенням шарів середнього і бокових елементів (рис. 6,а). Бокові С-подібні елементи виконуються розрізанням витой заготовки або з вигнутих смуг анізотропної ЕТС. Середній елемент для вилучення додаткових втрат ортогонального повертання потоку і зменшення додаткових втрат фазної асиметрії може бути виконаний з кращих марок ізотропної ЕТС. Поперечним розділом смуги (рис. 6,б) можливо формування косих стиків середнього і бокових елементів.

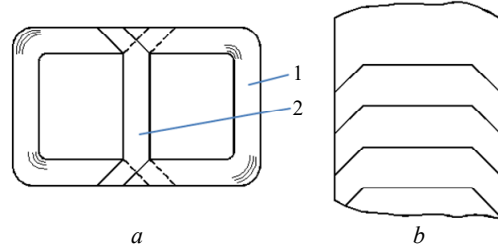


Рис. 6. Конструктивна схема (а) планарного стикового магнітопроводу з витими боковими 1 і шихтованим 2 середнім елементами і розділення смуги (б) сталі на пластини середнього елемента

Секціонування магнітопроводу за шириною (рис. 6,а) додатково до косих сполучень знижує магнітний опір стиків перевертанням секцій в кожній парі суміжних середніх і бокових елементів.

Крім комбінованого стрічково-пластинчастого можливо виготовлення витого варіанту магнітопроводу схеми (рис. 6,а). Два однакових витих магнітопроводу можливо скласти з ділянок двох витих розрізаних заготовок. Заготовки при однакових висотах  $h_m$  і ідентичних поперечних перерізах відрізняються довжинами  $l_1$  і  $l_2$  внутрішніх прямокутних контурів:

$$l_1 = h_m + 2b_v + 2b_t; \quad l_2 = 2b_v + b_t,$$

де  $b_v$  і  $b_t$  – ширина обмоткового вікна і товщина шару технологічного відходу ЕТС (ріжучого диску).

Обмоткові котушки намотуються на ізоляційні каркаси, що охоплюють бокові і середній елементи магнітопроводу (рис. 6,а). Такі каркаси складають несучу базу ЕМС з крихкою аморфною ЕТС. Взаємно ортогональні шари ЕТС стикових сполучень середньої і бокових ділянок магнітопроводу ТТ схем (рис. 6,а) повинні ізолюватися нанесенням тонкого міцного термостійкого покриття.

Іншим варіантом технічного рішення, що містить С-подібні частини витих заготовок, є просторова конструкція ЕМС Т-подібної форми (рис. 7,а). Для збігу напрямків шарів ЕТС за умови одноплщинності стиків одна з С-подібних ділянок магнітопроводу сполучається з двома іншими з розташуванням бокових поверхонь в ортогональних площинах (рис. 7,б).

Втрати від третіх гармонік контурних потоків також відсутні у варіантах згаданої вище просторової ЕМС з загальним магнітним зв'язком стрижнів і яремних частин стикового магнітопроводу при з'єднанні первинної обмотки трикутником. Однак такі ЕМС виконані в традиційних кругових утворюючих контурах обмоткових котушок і стрижнів. Кругові контури стрижнів вказаних варіантів заповнюються, при наявності центральних технологічних отворів, концентричними

витками ізотропної або евольвентно вигнутими листами анізотропної ЕТС. Також застосовуються стрижні, що складені з пакетів ЕТС різної ширини (рис. 8,а). Вказані різновиди перерізів і структур стрижнів заповнюють контурні кола на 80-90 % і встановлюються між витими яремно-кутовими торцевими частинами з трикутними внутрішніми контурами.

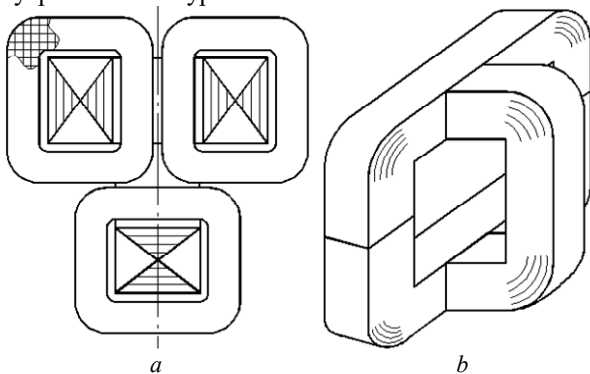


Рис. 7. Конструктивна схема (а) і магнітопровід (b) просторової ЕМС з Т-подібним ортогональним розташуванням витих ділянок

Вказані кругові і трикутні контури частин магнітопроводу негативно впливають на використання активного об'єму ЕМС та підвищують втрати в ЕТС ТТ (ТР) з магнітопроводом (рис. 8,а). Виникає значна нерівномірність розподілу магнітного поля за радіальною довжиною  $l_a$  ярем прямокутного перерізу з нульовими значеннями індукції на внутрішньому і зовнішньому виткових шарах ЕТС. Це підвищує індукцію в середніх частинах ярем і кутів і викликає підвищення втрат, що враховується в залежності від індукції відповідними коефіцієнтами. При цьому підвищення втрат при застосуванні анізотропної ЕТС також обумовлено незбігом напрямків силових ліній поля в кутах напруму текстури витих частин. Тому яремно-кутові і стрижневі частини комбінованого стикового навито-пластинчастого магнітопроводу доцільно виконувати з ізотропної або аморфної та анізотропної ЕТС.

Удосконалення ЕМС з стрічково/рулонно-пластинчастим магнітопроводом можливо заміною кругових і трикутних контурів частин магнітопроводу на шестигранні (рис. 8,б,с). Названі перетворення призводять до зниження нерівномірності поля в радіальному напрямку ярем, тобто вздовж довжини  $l_a$  (рис. 8,а,б). При заданому середньому значенні амплітуди магнітної індукції ярем  $B_{am}$  розподіл 1 змінюється до розподілу 2 (рис. 8,д). Таким чином зменшуються індукції в основних середніх об'ємах ЕТС ярем і кутів і зменшуються втрати.

Ідентичні прямокутні пластини ЕТС стрижнів (рис. 8,б) практично повністю заповнюють ЕТС шестигранні контури і заповнюють описане коло з коефіцієнтом 0,826. В зв'язку з співвідношенням довжини кола радіусу  $r_R$  (рис. 8,б) і вписаного шестигранника 1.047, заміною кругових конфігурацій витків на шестигранні досягається деяке зниження маси і втрат обмотки при заданій площі перерізу стрижня. Наявність центральних отворів шестигранних стрижнів знижує масу і втрати магнітопроводу застосуванням двоконтурних яремно-кутових частин і структури стрижнів з ідентичних пластин ЕТС (рис. 8,с).

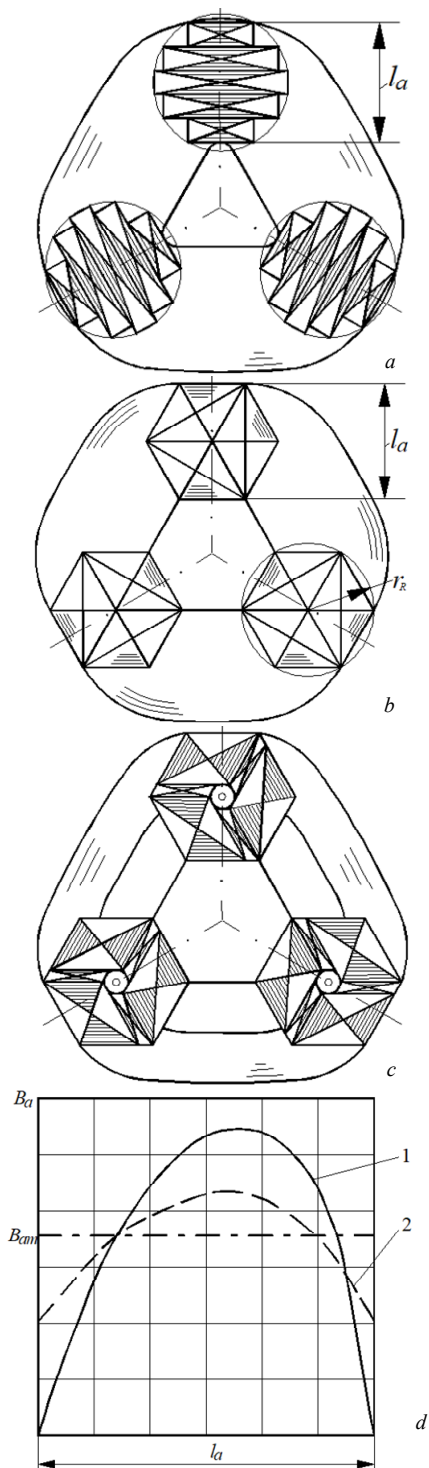


Рис. 8. Конструктивно-геометричні особливості варіантів трифазного стрічково-пластинчастого магнітопроводу з круговими і трикутними (а) та шестигранними (б, с) контурами стрижнів і яремно-кутових частин та варіанти розподілу індукції в ярем (д) з трикутним (1) і шестигранним (2) внутрішніми контурами

Обґрунтований вибір певного технічного рішення з наявних варіантів при новому проєктуванні або доказ переваг вперше створених інновацій потребує рішення задачі структурної або структурно-параметричної оптимізації. Математичні моделі вказаних задач повинні задовольняти умовам інваріантності. Першою є наявність математичних моделей з цільовими функціями універсального виду і порядку складання з однаковим



набором керованих змінних для будь яких відомих і нових пропозицій технічного об'єкту. Другою є відповідність математичних моделей вимогам зіставлення одиниць виміру, тобто результати розрахунків оптимізаційних критеріїв повинні визначатись у безрозмірних або питомих (відносних) одиницях.

Таким умовам відповідає метод універсальних цільових функцій безрозмірних показників технічного рівня і відносних геометричних і електромагнітних керованих змінних [22-24]. При застосуванні вказаного методу виявлена ідентичність загального виду цільових функцій трансформаторів, реакторів і асинхронних машин [22, 23], що відповідає загальному електромагнітному принципу їх дії. Цільові функції  $k$  – окремих критеріїв оптимізації (маси  $k = 1$ , вартості  $k = 2$ , втрат  $k = 3$ )  $ij$  – варіант ЕМС ТТ і ТР визначаються рівняннями:

$$F_{KTTij} = K_{MK} (\Pi_{TT})^{3/4} \Pi_{KTTij}^*$$

$$F_{KTRij} = K_{MK} (\Pi_{TR})^{3/4} \Pi_{KTRij}^*$$

де  $K_{MK}$  – складова питомих характеристик одного з активних матеріалів ЕМС;  $\Pi_{TT(TR)}$  і  $\Pi_{KTT(TR)ij}^*$  – показник вихідних даних і електромагнітних навантажень та безрозмірна оптимізаційна складова  $ij$  – варіанту ЕМС ТТ (ТР), що відповідає  $k$  – критерію оптимізації.

Складові  $\Pi_{KTT(TR)ij}^*$  є нелінійними рівняннями з відносними керованими змінними. Їх екстремуми  $\Pi_{TT(TR)}$  уявляють показники технічного рівня  $ij$  – варіантів ЕМС [22-24].

При застосуванні названого методу виявлена ідентичність показників технічного рівня і відповідно оптимальних геометричних співвідношень однакових конструкцій і структур ТТ і ТР [22]. Це надає можливість виготовлення на основі однакових витих або комбінованих стикових магнітопроводів схем (рис. 6,а; рис. 8,б,с) уніфікованих оптимізованих ЕМС ТТ і ТР, що відрізняються числом виткових котушок в обмотковому вікні. Подібна уніфікація призведе до значного ефекту при виготовленні ТТ і ТР I-III габаритів.

#### Висновки.

1. Застосовані в шихтованих текстурованих магнітопроводах косі і двоконтурні (рамні) сполучення відповідно кутових, стрижневих і яремних ділянок не забезпечують суттєвого зниження додаткових втрат неробочого ходу традиційних варіантів трифазних трансформаторів (ТТ) і реакторів (ТР).

2. Використання замість анізотропної стрічкової аморфної електротехнічної сталі (ЕТС) лімітовано технологічною межею потужності ТТ (ТР) з витими магнітопроводами і суттєво погіршує їх масовартісні показники. При цьому питання зниження значних додаткових втрат витих трифазних триконтурних магнітопроводів залишається проблемним.

3. Удосконалення ТТ (ТР) з шихтованими текстурованими планарними магнітопроводами забезпечується розташуванням в зонах зміни напрямку потоку фрагментів ізотропної ЕТС при закругленні прямих кутів або восьмигранній конфігурації зовнішніх контурів.

4. Усунення втрат від третіх гармонік контурних потоків досягається заміною витих трифазних магнітопроводів з відокремленими контурами на планарні і просторові стикові магнітопроводи з магнітним зв'язком стрижневих і яремно-кутових частин.

5. На основі ідентичності оптимальних геометричних співвідношень однакових загальних структур ТТ і ТР уявляється доцільною розробка їх уніфікованих електромагнітних систем з варіантами стикових планарних та просторових витих і стрічково-пластинчастих магнітопроводів, що відрізняються відповідно ортогональним розташуванням шарів ЕТС або положенням в просторі середньої і бокових ділянок та шестигранними конфігураціями контурів стрижнів і внутрішніх контурів ярем.

6. Побудова просторових стрічково-пластинчастих стикових магнітопроводів повинна базуватися на комбінації марок ізотропної і анізотропної ЕТС в яремно-кутових частинах і стрижнях.

**Конфлікт інтересів.** Автори декларують відсутність конфлікту інтересів.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Targosz R., Topalis F.V. Energy efficiency of distribution transformers in Europe. *2007 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, 2007, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/EPOU.2007.4424121>.
2. De Almeida A., Santos B., Martins F. Energy-efficient distribution transformers in Europe: impact of Ecodesign regulation. *Energy Efficiency*, 2016, vol. 9, no. 2, pp. 401-424. doi: <https://doi.org/10.1007/s12053-015-9365-z>.
3. Charalampopoulos C., Psomopoulos C.S., Ioannidis G.Ch., Kaminaris S.D. Implementing the EcoDesign Directive in distribution transformers: First impacts review. *AIMS Energy*, 2017, vol. 5, no. 1, pp. 113-124. doi: <https://doi.org/10.3934/energy.2017.1.113>.
4. Ilo A. Behavior of transformer cores with multistep-lap joints. *IEEE Power Engineering Review*, 2002, vol. 22, no. 3, pp. 43-47. doi: <https://doi.org/10.1109/MPER.2002.989193>.
5. Yuen D.C.M., Choi V., Liu Zhi Gao, Jun Han. The first 110 kV /35 kV - 31.5 MVA cast resin transformer. *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*, 2004, vol. 2, pp. 763-767. doi: <https://doi.org/10.1109/IAS.2004.1348500>.
6. Gao Yingna, Wang Shishan, Gao Hong. A new type of dry power transformer based on XLPE cable winding. *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2005, vol. 3, pp. 1771-1774. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2005.202864>.
7. Najafi A., Iskender I. Comparison of core loss and magnetic flux distribution in amorphous and silicon steel core transformers. *Electrical Engineering*, 2018, vol. 100, no. 2, pp. 1125-1131. doi: <https://doi.org/10.1007/s00202-017-0574-7>.
8. Hu D., Li Z., Hong Z., Jin Z. Development of a single-phase 330kVA HTS transformer using GdBCO tapes. *Physica C: Superconductivity and Its Applications*, 2017, vol. 539, pp. 8-12. doi: <https://doi.org/10.1016/j.physc.2017.06.002>.
9. Пуйло Г.В., Кузьменко И.С., Тонгалюк В.В. Современные тенденции совершенствования распределительных трансформаторов. *Електротехніка і електромеханіка*, 2008, № 2, С. 48-52.
10. Vani A., Sree Rama Chandra Murthy P. An automated tool for analyzing dissolved gases in power transformers and SF6 in switch gears using Artificial Intelligence approaches. *Journal of Electrical Engineering*, 2015, vol. 15, no. 2, pp. 262-274.
11. Ozgonenel O., Font A., Ilhan S. SF6 gaz yalitimli dagitim transformatorünün elektrostatik alan analizi. *2016 National Conference on Electrical, Electronics and Biomedical Engineering, ELECO 2016*, pp. 359-362. (Tur).
12. Blume S., Biela J. Optimal Transformer Design for Ultraprecise Solid State Modulators. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2013, vol. 41, no. 10, pp. 2691-2700. doi: <https://doi.org/10.1109/TPS.2013.2280429>.
13. Chen B., Liang X., Wan N. Design Methodology for Inductor-Integrated Litz-Wired High-Power Medium-Frequency Transformer With the Nanocrystalline Core Material for Isolated DC-Link Stage of Solid-State Transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 35, no. 11, pp. 11557-11573. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2987944>.

14. Пуйло Г.В., Насыпанная Е.П. Эффективность применения обмоток с высокотемпературной сверхпроводимостью в силовых трансформаторах. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*, 2014, № 14 (90), С. 43-52.

15. 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>.

16. Flanagan W.M. *Handbook of transformers design and application*. Boston, Mc Grow Hill, 1993. 232 p.

17. Marketos P., Meydan T. Novel Transformer Core Design Using Consolidated Stacks of Electrical Steel. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2006, vol. 42, no. 10, pp. 2821-2823. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2006.879139>.

18. Levin M.I., Pentegov I.V., Rymar S.V., Lavreniuk A.V. Analysis of three-phase power transformer laminated magnetic core designs. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2014, no. 1, pp. 40-44. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2014.1.08>.

19. Kefalas T.D., Kladas A.G. Development of Distribution Transformers Assembled of Composite Wound Cores. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, vol. 48, no. 2, pp. 775-778. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2172976>.

20. Hernandez I., Olivares-Galvan J.C., Georgilakis P.S., Cañedo J.M. Core loss and excitation current model for wound core distribution transformers. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2014, vol. 24, no. 1, pp. 30-42. doi: <https://doi.org/10.1002/etep.1687>.

21. Avdieieva O.A., Vakhonina L.V., Sadovoy O.S., Stavinskiy R.A., Tsyganov O.M. Improving the main indicators of transformers with twisted one-piece magnetic cores by changing the technology of circular winding turns formation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 3-7. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.01>.

22. Ставинський А.А., Ставинський Р.А., Авдеева Е.А. Метод сравнительного анализа статических электромагнитных систем, отличающихся структурой и конфигурацией элементов. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*, 2014, № 14 (90), С. 53-60.

23. Ставинський А.А., Ставинський Р.А., Авдеева Е.А., Пальчиков О.О. Универсальный метод обоснованного выбора технических решений активной части электрических машин и аппаратов. *Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії*, 2016, № 11 (1183), С. 70-79.

24. Ставинський А.А., Авдеева О.А., Циганов О.М., Ставинський Р.А., Садовий О.С. Порівняння трифазних трансформаторів з прямокутними і круговими контурами стрижнів планарних шихтованих магнітопроводів (масовартистні показники). *Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії*, 2019, № 4 (1329), С. 38-43. doi: <https://doi.org/10.20998/2409-9295.2019.4.05>.

25. Poveda-Lerma A., Serrano-Callergues G., Riera-Guasp M., Pineda-Sanchez M., Puche-Panadero R., Perez-Cruz J. Lamination effects on a 3D model of the magnetic core of power transformers. *Open Physics*, 2017, vol. 15, no. 1, pp. 997-1003. doi: <https://doi.org/10.1515/phys-2017-0124>.

26. Magdaleno-Adame S., Kefalas T.D., Garcia-Martinez S., Perez-Rojas C. Electromagnetic finite element analysis of electrical steels combinations in lamination core steps of single-phase distribution transformers. *2017 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, 2017, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/ROPEC.2017.8261585>.

27. Magdaleno-Adame S., Melgoza-Vazquez E., Olivares-Galvan J.C., Escarela-Perez R. Loss reduction by combining electrical steels in the core of power transformers. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2016, vol. 26, no. 8, pp. 1737-1751. doi: <https://doi.org/10.1002/etep.2175>.

28. Levin M.I., Pentegov I.V., Rymar S.V., Lavreniuk A.V. New approaches at construction of magnetic conductors for mains transformers. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 1, pp. 20-24. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.1.04>.

29. Stavinskiy A.A., Tsyganov A.M. Design and technological proposals for improving a single-phase transformer with laminated magnetic core. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 6, pp. 11-17. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.6.02>.

## REFERENCES

- Targosz R., Topalis F.V. Energy efficiency of distribution transformers in Europe. *2007 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, 2007, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/EPCU.2007.4424121>.
- De Almeida A., Santos B., Martins F. Energy-efficient distribution transformers in Europe: impact of Ecodesign regulation. *Energy Efficiency*, 2016, vol. 9, no. 2, pp. 401-424. doi: <https://doi.org/10.1007/s12053-015-9365-z>.
- Charalampopoulos C., Psomopoulos C.S., Ioannidis G.Ch., Kaminaris S.D. Implementing the EcoDesign Directive in distribution transformers: First impacts review. *AIMS Energy*, 2017, vol. 5, no. 1, pp. 113-124. doi: <https://doi.org/10.3934/energy.2017.1.113>.
- Ilo A. Behavior of transformer cores with multistep-lap joints. *IEEE Power Engineering Review*, 2002, vol. 22, no. 3, pp. 43-47. doi: <https://doi.org/10.1109/MPER.2002.989193>.
- Yuen D.C.M., Choi V., Liu Zhi Gao, Jun Han. The first 110 kV /35 kV - 31.5 MVA cast resin transformer. *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*, 2004, vol. 2, pp. 763-767. doi: <https://doi.org/10.1109/IAS.2004.1348500>.
- Gao Yingna, Wang Shishan, Gao Hong. A new type of dry power transformer based on XLPE cable winding. *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2005, vol. 3, pp. 1771-1774. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2005.202864>.
- Najafi A., Iskender I. Comparison of core loss and magnetic flux distribution in amorphous and silicon steel core transformers. *Electrical Engineering*, 2018, vol. 100, no. 2, pp. 1125-1131. doi: <https://doi.org/10.1007/s00202-017-0574-7>.
- Hu D., Li Z., Hong Z., Jin Z. Development of a single-phase 330kVA HTS transformer using GdBCO tapes. *Physica C: Superconductivity and Its Applications*, 2017, vol. 539, pp. 8-12. doi: <https://doi.org/10.1016/j.physc.2017.06.002>.
- Puilo G.V., Kuzmenko I.S., Tongaluk V.V. State-of-the-art trends in distribution transformers production. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2008, no. 2, pp. 48-52. (Rus).
- Vani A., Sree Rama Chandra Murthy P. An automated tool for analyzing dissolved gases in power transformers and SF6 in switch gears using Artificial Intelligence approaches. *Journal of Electrical Engineering*, 2015, vol. 15, no. 2, pp. 262-274.
- Ozgonenel O., Font A., Ilhan S. SF6 gaz yalitimli dagitim transformatörünün elektrostatik alan analizi. *2016 National Conference on Electrical, Electronics and Biomedical Engineering, ELECO 2016*, pp. 359-362. (Tur).
- Blume S., Biela J. Optimal Transformer Design for Ultraprecise Solid State Modulators. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2013, vol. 41, no. 10, pp. 2691-2700. doi: <https://doi.org/10.1109/TPS.2013.2280429>.
- Chen B., Liang X., Wan N. Design Methodology for Inductor-Integrated Litz-Wired High-Power Medium-Frequency Transformer With the Nanocrystalline Core Material for Isolated DC-Link Stage of Solid-State Transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 35, no. 11, pp. 11557-11573. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2987944>.
- Puilo G.V., Nasypannaya E.P. Efficiency of windings with high-temperature superconductivity application in power transformers. *Electrotechnic and Computer Systems*, 2014, no. 14 (90), pp. 43-52. (Rus).
- 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>.
- Flanagan W.M. *Handbook of transformers design and application*. Boston, Mc Grow Hill, 1993. 232 p.
- Marketos P., Meydan T. Novel Transformer Core Design Using Consolidated Stacks of Electrical Steel. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2006, vol. 42, no. 10, pp. 2821-2823. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2006.879139>.
- Levin M.I., Pentegov I.V., Rymar S.V., Lavreniuk A.V. Analysis of three-phase power transformer laminated magnetic core designs. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2014, no. 1, pp. 40-44. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2014.1.08>.
- Kefalas T.D., Kladas A.G. Development of Distribution Transformers Assembled of Composite Wound Cores. *IEEE Transactions on*



*Magnetics*, 2012, vol. 48, no. 2, pp. 775-778. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2172976>.

20. Hernandez I., Olivares-Galvan J.C., Georgilakis P.S., Cañedo J.M. Core loss and excitation current model for wound core distribution transformers. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2014, vol. 24, no. 1, pp. 30-42. doi: <https://doi.org/10.1002/etep.1687>.

21. Avdieieva O.A., Vakhonina L.V., Sadovoy O.S., Stavinskiy R.A., Tsyganov O.M. Improving the main indicators of transformers with twisted one-piece magnetic cores by changing the technology of circular winding turns formation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 3-7. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.01>.

22. Stavinskiy A.A., Stavinskiy R.A., Avdieieva E.A. The method of comparative analyses of static electromagnetic systems that is different in structure and configuration of elements. *Electrotechnic and Computer Systems*, 2014, no. 14 (90), pp. 53-60. (Rus).

23. Stavinskiy A.A., Stavinskiy R.A., Avdeeva E.A., Palchikov O.O. A universal method for the justified selection of technical solutions for the active part of electrical machines and devices. *Bulletin of NTU «KhPI» Series: Electrical Machines and Electromechanical Energy Conversion*, 2016, no. 11 (1183), pp. 70-79. (Rus).

24. Stavynskiy A.A., Avdeeva O.A., Tsyganov O.M., Stavynskiy R.A., Sadovy O.S. Comparison of three-phase transformers with rectangular and circular rod contour of planar laminated magnetic cores (mass and cost indicators). *Bulletin of NTU «KhPI» Series: Electrical Machines and Electromechanical Energy Conversion*, 2019, no. 4 (1329), pp. 38-43. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.20998/2409-9295.2019.4.05>.

25. Poveda-Lerma A., Serrano-Callergues G., Riera-Guasp M., Pineda-Sanchez M., Puche-Panadero R., Perez-Cruz J. Lamination effects on a 3D model of the magnetic core of power transformers. *Open Physics*, 2017, vol. 15, no. 1, pp. 997-1003. doi: <https://doi.org/10.1515/phys-2017-0124>.

26. Magdaleno-Adame S., Kefalas T.D., Garcia-Martinez S., Perez-Rojas C. Electromagnetic finite element analysis of electrical steels combinations in lamination core steps of single-phase distribution transformers. *2017 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, 2017, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/ROPEC.2017.8261585>.

27. Magdaleno-Adame S., Melgoza-Vazquez E., Olivares-Galvan J.C., Escarela-Perez R. Loss reduction by combining electrical steels in the core of power transformers. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2016, vol. 26, no. 8, pp. 1737-1751. doi: <https://doi.org/10.1002/etep.2175>.

28. Levin M.I., Pentegov I.V., Rymar S.V., Lavreniuk A.V. New approaches at construction of magnetic conductors for mains transformers. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 1, pp. 20-24. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.1.04>.

29. Stavinskiy A.A., Tsyganov A.M. Design and technological proposals for improving a single-phase transformer with laminated magnetic core. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 6, pp. 11-17. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.6.02>.

Надійшла (Received) 04.09.2023

Прийнята (Accepted) 07.11.2023

Опублікована (Published) 02.03.2024

Ставинський Андрій Андрійович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Авдєєва Олена Андріївна<sup>2</sup>, к.т.н.,

Кошкін Дмитро Леонідович<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,

Ставинський Ростислав Андрійович<sup>2</sup>, к.т.н., доц.,

Циганов Олександр Миколайович<sup>1</sup>, к.т.н.,

<sup>1</sup> Миколаївський національний аграрний університет,

54020, Миколаїв, вул. Георгія Гонгадзе, 9,

e-mail: andrey.stavynskiy@mnau.edu.ua;

Koshkindl@mnau.edu.ua;

potomkinske@gmail.com (Corresponding Author)

<sup>2</sup> Національний університет кораблебудування

імені адмірала Макарова,

54025, Миколаїв, пр. Героїв України, 9,

e-mail: e.avdeeva@ukr.net;

rostyslav.stavynskiy@nuos.edu.ua

A.A. Stavynskiy<sup>1</sup>, O.A. Avdeeva<sup>2</sup>, D.L. Koshkin<sup>1</sup>,

R.A. Stavynskiy<sup>2</sup>, O.M. Tsyganov<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Mykolayiv National Agrarian University,

9, Georgiya Gongadze Str., Mykolaiv, 54020, Ukraine.

<sup>2</sup> Admiral Makarov National University of Shipbuilding,

9, Avenue Heroes of Ukraine, Mykolaiv, 54020, Ukraine.

**Technical solutions to reduce losses in magnetic cores and material consumption of three-phase transformer and reactor equipment.**

**Purpose.** The increase in energy costs and the need for further energy saving lead to an increase in requirements for reducing losses in the magnetic cores of transformers and reactors. **Problem.** The improvement of transformer and reactor equipment is traditionally carried out by applying the achievements of electrical materials science and new technologies to traditional designs and structures of electromagnetic systems. The basis of modern transformers is made up of laminated and twisted magnetic cores. The disadvantage of laminated magnetic cores is large additional losses in corner zones due to the texture of anisotropic steel. Disadvantage of twisted three-phase three-contour magnetic cores is large additional losses caused by the lack of magnetic coupling of three separate magnetic flux contours. The disadvantages of combined joint tape-plate magnetic cores are the unsatisfactory use of the active volume and increased losses, which are determined by the uneven distribution of the magnetic field and the negative impact of steel texture in the corner zones of the twisted parts. **Aim.** To determine the possibility of improving three-phase transformers and reactors. **Methodology.** The improvement is achieved by geometrical and structural transformations of the outer contours and elements of the varieties of magnetic cores. **Results.** The possibility of eliminating additional losses of a planar laminated magnetic core by a combination of anisotropic and isotropic steels at the appropriate location in the yoke-rod and corner sections is determined. With an octagonal outer contour of the combined magnetic core, a reduction in mass is achieved without an increase in losses. The mutually orthogonal position of the steel layers or the elements of the joint twisted and combined three-phase planar and spatial magnetic cores achieves magnetic coupling and elimination of additional losses of individual twisted contour sections. The hexagonal configurations of the inner contours of the twisted yoke-corner parts and the cross-sections of the laminated rods of the variants of the axial spatial joint magnetic core improve the magnetic flux density distribution and reduce the main losses of the yokes, as well as reduce the complexity of manufacturing rods from identical rectangular steel layers. **Originality.** The paper presents constructive and technological proposals and features of varieties of non-traditional planar and spatial, laminated, twisted and combined tape-plate joint magnetic cores, which differ in the combination of anisotropic, isotropic and amorphous steels, as well as the multifaceted geometric shape of contours and the spatial arrangement of elements. Based on the identity of the optimal geometric ratios of the variants of electromagnetic systems of transformers and reactors, with joint planar and spatial twisted and combined and tape-plate magnetic cores, the unification of the structure of transformer and reactor equipment with a capacity of I-III dimensions. References 29, figures 8.

**Key words:** three-phase transformer, reactor, laminated twisted magnet core, transformer construction.

*How to cite this article:*

Stavynskiy A.A., Avdeeva O.A., Koshkin D.L., Stavynskiy R.A., Tsyganov O.M. Technical solutions to reduce losses in magnetic cores and material consumption of three-phase transformer and reactor equipment. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 3-9. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.01>

K. Abed, H.K.E. Zine

## Intelligent fuzzy back-stepping observer design based induction motor robust nonlinear sensorless control

**Introduction.** The control algorithm of Induction Motor (IM) is massively dependent on its parameters; so, any variation in these parameters (especially in rotor resistance) gives unavoidably error propagates. To avoid this problem, researches give more than solution, they have proposed Variable Structure Control (VSC), adaptive observers such as Model Reference Adaptive System, Extended Luenberger Observer (ELO) and the Extended Kalman Filter (EKF), these solutions reduce the estimated errors in flux and speed. As **novelty** in this paper, the model speed observer uses the estimated currents and voltages as state variables; we develop this one by an error feedback corrector. The Indirect Rotor Field Oriented Control (IRFOC) uses the correct observed value of speed; in our research, we improve the observer's labour by using back-stepping Sliding Mode (SM) control. **Purpose.** To generate the pulse-width modulation inverter pulses which reduce the error due of parameters variations in very fast way. **Methods.** We develop for reach this goal an exploration of two different linear observers used for a high performance VSC IM drive that is robust against speed and load torque variations. Firstly, we present a three levels inverter chosen to supply the IM; we present its modelling and method of control, ending by an experiment platform to show its output signal. A block diagram of IRFOC was presented; we analyse with mathematic equations the deferent stages of modelling, showed clearly the decoupling theory and the sensorless technique of control. The study described two kinds of observers, ELO and EKF, to estimate IM speed and torque. By the next of that, we optimize the step response using the fuzzy logic, which helps the system to generate the PI controller gains. Both of the two observers are forward by SM current controller, the convergence of SM-ELO and SM-EKF structures is guaranteed by minimizing the error between actual and observed currents to zero. **Results.** Several results are given to show the effectiveness of proposed schemes. References 25, table 2, figures 9.

**Key words:** induction motor, indirect rotor field oriented control, extended Kalman filter observer, extended Luenberger observer, fuzzy logic control, sliding mode control.

**Вступ.** Алгоритм керування асинхронним двигуном (АД) багато в чому залежить від його параметрів; тому будь-яка зміна цих параметрів (особливо опору ротора) неминуче призводить до поширення помилок. Щоб уникнути цієї проблеми, дослідники пропонують щось більше, ніж просто рішення: вони запропонували управління змінною структурою (VSC), адаптивні спостерігачі, такі як адаптивна система еталонної моделі, розширений спостерігач Люенбергера (ELO) та розширений фільтр Калмана (EKF); ці рішення зменшують передбачувані помилки за потоком та швидкістю. **Новизною** цієї статті є те, що спостерігач швидкості моделі використовує оцінені струми та напруги як змінні стани; ми розробляємо його за допомогою коректора зворотного зв'язку помилки. Непряме управління з полю ротора (IRFOC) використовує правильне значення швидкості; у нашому дослідженні ми покращуємо роботу спостерігача, використовуючи керування ковзним режимом (SM) зі зворотним кроком. **Мета.** Генерувати імпульси інвертора широтно-імпульсної модуляції, які швидко зменшують помилку, викликану змінами параметрів. **Методи.** Для досягнення цієї мети ми розробляємо дослідження двох різних лінійних спостерігачів, що використовуються для високопродуктивного приводу VSC АД, стійкого до змін швидкості та моменту навантаження. По-перше, ми представляємо трирівневий інвертор, вибраний для живлення АД; ми представляємо його моделювання та метод управління, закінчуючи експериментальною платформою, що демонструє його вихідний сигнал. Представлена блок-схема IRFOC; ми аналізуємо за допомогою математичних рівнянь різні етапи моделювання, наочно демонструючи теорію розв'язки та безсенсорний метод керування. У дослідженні описані два типи спостерігачів, ELO та EKF, для оцінки швидкості та крутного моменту АД. Далі ми оптимізуємо перехідну реакцію, використовуючи нечітку логіку, яка допомагає системі генерувати коефіцієнти посилення ПІ-регулятора. Обидва з двох спостерігачів передаються контролером струму SM, зближення структур SM-ELO та SM-EKF гарантується за рахунок зведення до нуля помилки між фактичним та спостережуваним струмами. **Результати.** Наведено результати, що показують ефективність запропонованих схем. Бібл. 25, табл. 2, рис. 9.

**Ключові слова:** асинхронний двигун, непряме керування по полю ротора, розширений спостерігач фільтра Калмана, розширений спостерігач Люенбергера, керування нечіткою логікою, керування ковзним режимом.

**Introduction.** Recently, in the literature researches develop Induction Motor (IM) control in modern methods, taking in consideration IM parameters variations as inputs and signal behaviors as wishes outputs, the implantation of modern observers in control schemes is more than necessary.

In several structures and families, observers take places in linear and non-linear configurations systems as important solution can deals with motors states variations in good manner; for example, in the case when IM parameters was changed, we can see in [1-7] that the researches use adaptive observer as solution to get a speed convergence, in [8-11] researches deal with this problem by using back-stepping control, which gives better results.

We can see also in [12-24] the using of fuzzy logic technique to observe the controller parameters. In [22] the writer gives a model of Sliding Mode (SM) observer powered by fuzzy logic technique in goal of minimizing

the error surface. In [22, 24], they use fuzzy logic to esteem the PI or PID parameters ( $K_p$  and  $K_i$ ) which vary with the IM parameters variation during system operation.

**Purpose.** In our work, we take a new reasoning method to preserve the system divergence when changing motor parameters (rotor resistance in our case). We propose the using of a Variable Structure Control (VSC) methodology in order to improve the system robustness, the application runs by the implementation of SM in two observers structures combining by Extended Luenberger Observer (ELO) and Extended Kalman Filter (EKF) is shown in [12-17] the system is vector-controlled by indirect rotor field control scheme.

Not only the control of parameters variations is reached in our proposed method; but the robustness is also ameliorated by using SM, which we can observe in

lateral conditions of speed and torque variations during system operation.

In addition, in our paper, we made a comparison between SM control and fuzzy logic technique, this comparison allowed us to select our prefer method which plays a role in the improvement of the IM nonlinear sensorless control.

The simulation results, in the end of work, are given to show the effectiveness of proposed control approach. Those results are obtained from a drive control algorithms in the laboratory, with the help of MATLAB tool.

**Three levels voltage inverter.** We can create Three Levels Inverter (3LI) voltages in complete bridges by collecting three half-bridges using capacitive divider structure (Fig. 1).

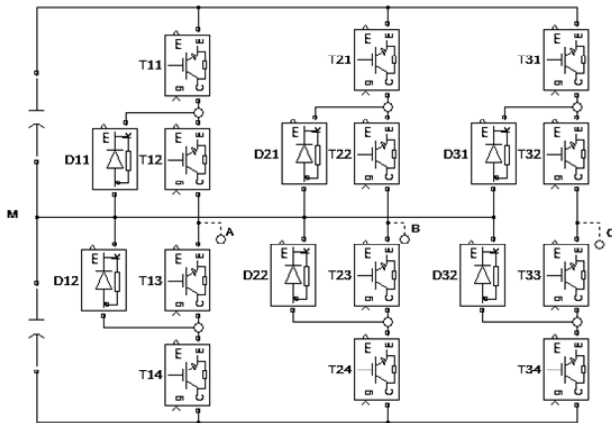


Fig. 1. Three Levels inverter Neutral Point Clamped (3LI-NPC)

**1. Inverter's command strategy.** The output voltages of 3LI are given in:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} B_{11}^b \\ B_{21}^b \\ B_{31}^b \end{bmatrix} \cdot U_{c1} - \begin{bmatrix} B_{10}^b \\ B_{20}^b \\ B_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_{c2} \right\}, \quad (1)$$

where  $B_{Ki}$  is the transistor's base command  $T_{Ki}$ .

Researchers have controlled the 3LI with deferent pulse-width modulation (PWM) strategies; in the next (Fig. 2 and Table 1) we present simulation and experimentation comparison between three strategies methods, we found that saw tooth-sinusoidal command is the better one to use; we use it, in this research, with two identical carriers. The experimental results in [18] were raised by using the acquisition card AT-MIO-16X through a current and voltage sensor card.

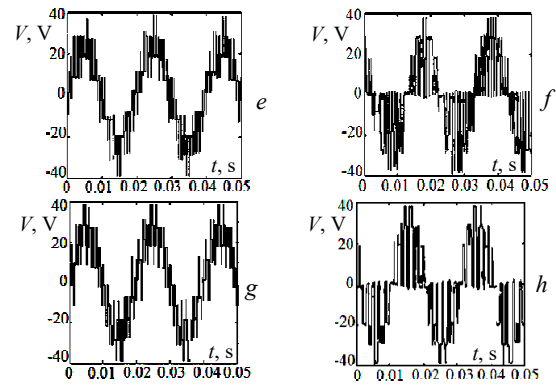
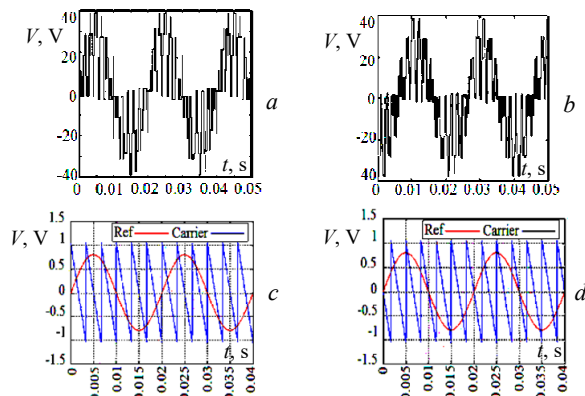


Fig. 2. Output voltage  $V_a$  as a function of time:

- triangular-sinusoidal command with one carrier simulation result in (a) and experimentation result in (b);
- principle of saw tooth-sinusoidal command with two carriers: reference voltage and saw tooth carrier 1 in (c) and reference voltage and saw tooth carrier 2 in (d);
- saw tooth-sinusoidal command with two carriers simulation result in (e) and experimentation result in (f);
- vector modulation strategy simulation result in (g) and experimentation result in (h)

Table 1  
Comparison between harmonics of the various command types

Command strategy	THD max	THD min
Triangular-sinusoidal with one carrier	0.671	0.669
Saw-tooth-sinusoidal with two carriers	0.421	0.420
Vector modulation	0.498	0.497

**2. Power stage.** The IGBT transistor characteristics are: IRFBC40, 3 to 8 kHz,  $V_{CE} = 600$  V,  $I_C = 49$  A,  $V_{CE}(\text{sat}) \leq 2$  V,  $E_{TS} \leq 9$  mJ.

The commutation diode characteristics: BYT30PI 1000,  $V_{RRM} = 1$  kV,  $I_F = 30$  A,  $t_{rr} = 55$  ns,  $V_S = 1.47$  V.

Command stage:

- PIA card (Parallel Interface Adapter);
- a galvanic insulation card for the PC and card PIA protection;
- an interface card.

Sample of experimental installation is shown in Fig. 3.

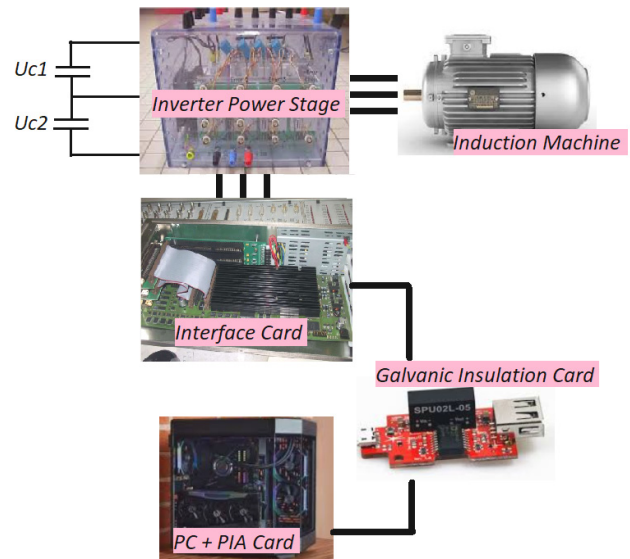


Fig. 3. Experimental installation constituents

**Field oriented control structure.** This plan uses a more robust strategy (Fig. 4), which exclude all kind of sensors in its algorithm.



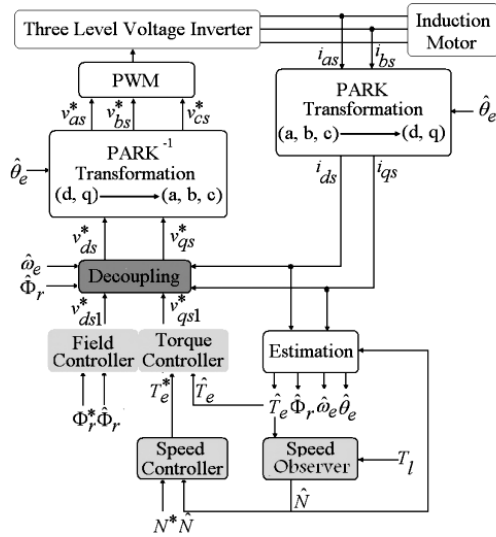


Fig. 4. Field oriented controller block diagram

The Indirect Rotor Field Oriented Control (IRFOC) proposes:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_e & \frac{k}{\tau_r} & p \cdot N \cdot k \\ -\omega_e & -\gamma & -p \cdot N \cdot k & \frac{k}{\tau_r} \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \omega_e - p \cdot N \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & -(\omega_e - p \cdot N) & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (2)$$

where  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$  are the  $d$ - $q$  axis stator currents;  $v_{ds}$ ,  $v_{qs}$  are the  $d$ - $q$  axis stator applied voltages;  $\phi_{dr}$ ,  $\phi_{qr}$  are the  $d$ - $q$  rotor flux linkages;  $\tau_r$  is the rotor time constant,  $\tau_r = L_r/R_r$ ;  $\omega_e$  is the synchronous angular speed;  $k = M/\sigma L_s L_r$ ;  $\gamma$ ,  $k$  are the simplifying constants;  $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$ ;  $N$  is the estimated speed;  $L_s$ ,  $L_r$  are the stator and rotor inductances;  $L_m$  is the mutual inductance;  $R_s$ ,  $R_r$  are the stator and rotor winding resistances;  $M$  is the mutual magnetizing inductance;  $\sigma$  is the leakage coefficient;  $p$  is the number of pole pairs.

The decoupling between  $d$  and  $q$  axes can be realized by:  $\Phi_{qr} = 0$ ;  $d\Phi_{qr}/dt = 0$ , and  $\Phi_{dr} = \Phi_r$ , where  $\Phi_r$  is the rated flux. So:

$$\begin{cases} v_{ds} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{ds} - \omega_e \sigma L_s i_{qs} - \frac{M}{L_r} R_r \Phi_r; \\ v_{qs} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{qs} + \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{ds} - \frac{M}{L_r} p N \Phi_r; \\ \tau_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{ds}; \\ \omega_e = pN + \frac{M}{\tau_r} \frac{i_{qs}}{\Phi_r}. \end{cases} \quad (3)$$

The mechanical equations, electromagnetic torque and motor speed are related by:

$$J \frac{dN}{dt} + fN = T_e - T_l, \quad (4)$$

where  $T_e$ ,  $T_l$  are the electromagnetic and load torques;  $f$  is the friction coefficient;  $J$  is the total inertia.

The expression of electromagnetic torque is:

$$T_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r i_{qs}. \quad (5)$$

The decoupled system is given by:

$$\begin{cases} v_{ds}^* = v_{ds1} - e_{ds}; \\ v_{qs}^* = v_{qs1} - e_{qs}, \end{cases} \quad (6)$$

where

$$\begin{cases} e_{ds} = \hat{\omega}_e \sigma L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} R_r \Phi_r; \\ e_{qs} = -\hat{\omega}_e \sigma L_s i_{ds} - \frac{M}{L_r} \hat{\omega}_e \Phi_r + \frac{M^2}{L_r \tau_r} i_{qs}, \end{cases} \quad (7)$$

where « $\hat{\cdot}$ » is the estimated value; « $\cdot^*$ » is the reference value.

**Sensorless speed control design.** The estimation of synchronous angular speed is calculated by using the row 4 in (3):

$$\omega_e = pN + \frac{M}{\tau_r} \frac{i_{qs}}{\hat{\Phi}_r + \varepsilon}, \quad (8)$$

where  $\hat{\Phi}_r$  is the estimate flux;  $\varepsilon = 0.01$  is the constant to avoid the mathematical divergence when  $\hat{\Phi}_r \approx 0$ .

From the row 3 of (3) we estimate:

$$\hat{\Phi}_r = \frac{M}{1 + \tau_r p} i_{ds}.$$

**Speed control.** From the synchronous angular speed, we obtained  $\theta_e = \int \omega_e dt$ . To estimate the speed, we establish following function:

$$N = \frac{1}{Jp + f} (T_e - T_l). \quad (9)$$

**Closed loop Luenberger observer implantation.**

Several researches use ELO in sensorless control of IM [14, 16, 17], the goal is to remove all mechanical sensors. From (4) and (5) we have:

$$\frac{dN}{dt} = -\frac{f}{J} N + \frac{pM\Phi_r}{JL_r} i_{qs} - \frac{1}{J} T_l. \quad (10)$$

The 2<sup>nd</sup> order ELO is given by:  $\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + L(Y - \hat{Y}); \\ \hat{Y} = C\hat{X}, \end{cases}$

where  $\hat{X} = \begin{bmatrix} N_{obs} \\ T_l - obs \end{bmatrix}$ ,  $L = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix}$ , and we have finally:

$$\begin{cases} \frac{dN_{obs}}{dt} \\ \frac{dT_l - obs}{dt} \end{cases} = \begin{bmatrix} -\frac{f}{J} - l_1 & -1 \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_{obs} \\ T_l - obs \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{pM\Phi_r}{JL_r} \\ 0 \end{bmatrix} (i_{qs}) + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} \cdot N, \quad (11)$$

where  $N_{obs}$  is the observed speed;  $T_l - obs$  is the observed load torque. We put  $l_1 = 250$ ,  $l_2 = -600$  to fix the observer dynamics.

**Control with extended Kalman filter observer.**

EKF offers the estimation of the systems states [12, 13]. The forward approximation is used to discretize (2):

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), k) + g(u(k), k); \\ y(k) = h(x(k), k), \end{cases} \quad (12)$$

where

$$\begin{cases} f(x(k), k) + g(u(k), k) = A_d x(k) + B_d u(k); \\ A_d = I + A_c T_s; B_d = B_c T_s; \end{cases}$$

$$A_c = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_e & k/\tau_r & pNk \\ -\omega_e & -\gamma & -pNk & k/\tau_r \\ L_m/\tau_r & 0 & -1/\tau_r & \omega_e - pN \\ 0 & L_m/\tau_r & -(\omega_e - pN) & -1/\tau_r \end{bmatrix}; B_c = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

where  $T_s = (t_k - t_{k-1})$  is the sampling time.

The stochastic model of the disturbances is established by adding noise vectors as below:

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = f(\hat{x}(k), k) + g(u(k), k) + w(k); \\ y(k) = h(\hat{x}(k), k) + v(k), \end{cases} \quad (14)$$

where  $u(k)$ ,  $y(k)$  are the input and output signals;  $w(k)$  is the process noise;  $v(k)$  is the measurement one;  $x(k)$  is the state vector, which can be observed by the EKF as:

$$\hat{x}(k+1) = f(\hat{x}(k), k) + g(u(k), k) + K_e[y(k) - h(\hat{x}(k), k)]. \quad (15)$$

By using Riccati difference equation, we can establish the Kalman gain  $K_e$  and we can simplify it as:

$$K_e = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ k_{e1} & k_{e2} & k_{e3} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_e & \sin \hat{\theta}_e \\ -\sin \hat{\theta}_e & \cos \hat{\theta}_e \end{bmatrix}, \quad (16)$$

where  $k_{e1}$ ,  $k_{e2}$ ,  $k_{e3}$  are the adjustable parameters, and:

$$h(x(k)) = [\cos \hat{\theta}_e(k) \quad \sin \hat{\theta}_e(k)]^T.$$

The output variables of the EKF may be chosen as:

$$[y_1(k), y_2(k)] = [\Phi_{\beta s}, \Phi_{\alpha s}], \quad (17)$$

where  $\Phi_{\alpha s}$ ,  $\Phi_{\beta s}$  are the  $\alpha$ - $\beta$  stator flux linkages.

When  $x = [\hat{\theta}_e \quad \hat{w}_e \quad w']^T$  are the state variables with  $w'$  as the double integration of noise.

When we put  $u(k) = 0$ , the model (14) can be written as:

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = F(\hat{x}(k)) + w(k); \\ y(k) = h(\hat{x}(k)) + v(k), \end{cases} \quad (18)$$

where

$$F = \begin{bmatrix} 1 & T_s & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

So,  $\hat{w}_e$  and  $\hat{\theta}_e$  can be observed by:

$$\hat{w}_e(p) = \frac{d\hat{\theta}_e(p)}{dt} = \frac{\hat{\theta}(k+1) - \hat{\theta}(k)}{T_s} = \hat{w}_e(k) + k_1 \varepsilon(k); \quad (19)$$

$$\hat{w}_e(k+1) - \hat{w}_e(k) = w'(k) + k_2 \varepsilon(k); \quad (20)$$

$$w'(k+1) - w'(k) = k_3 \varepsilon(k); \quad (21)$$

$$\varepsilon(k) = y_2(k) \cos \hat{\theta}_e(k) - y_1(k) \sin \hat{\theta}_e(k). \quad (22)$$

The block diagram of the EKF used is shown in Fig. 5.

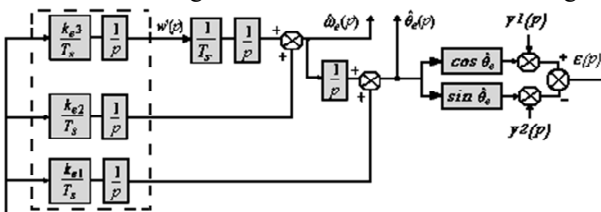


Fig. 5. Simplified EKF observer block diagram

**SM current and flux observer design.** The application of SM control to IMs has been widespread in [8-11, 22]; we implant it to estimate the speed and rotor time constant, our method guarantees the convergence of the current during control time and produces, as well, fluxes along the  $d$  and  $q$  axes. From (2) we can write:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \hat{i}_{ds}}{\partial t} \\ \frac{\partial \hat{i}_{qs}}{\partial t} \end{bmatrix} = -\gamma \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds} \\ \hat{i}_{qs} \end{bmatrix} + k \begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}; \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \hat{\Phi}_{dr}}{\partial t} \\ \frac{\partial \hat{\Phi}_{qr}}{\partial t} \end{bmatrix} = \frac{M}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix}, \quad (24)$$

where

$$\Psi_{dr} = -u_{ds} \text{sign}(s_{ds}); \quad \Psi_{qr} = -u_{qs} \text{sign}(s_{qs});$$

$$u_{ds} = \left| -\bar{\gamma}_{ds} - k \left( \frac{\phi_{dr}}{T_r} + pN\phi_{qr} \right) \right|; \quad (25)$$

$$u_{qs} = \left| -\bar{\gamma}_{qs} - k \left( \frac{\phi_{qr}}{T_r} + pN\phi_{dr} \right) \right|,$$

where  $\bar{i}_{ds} = \hat{i}_{ds} - i_{ds}$ ,  $\bar{i}_{qs} = \hat{i}_{qs} - i_{qs}$ ;

$$\begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{\tau}_r} & p\hat{N}k \\ -p\hat{N}k & \frac{1}{\hat{\tau}_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{dr} \\ \hat{\Phi}_{qr} \end{bmatrix}, \quad (26)$$

and  $s_{ds} = \hat{i}_{ds} - i_{ds}$ ;  $s_{qs} = \hat{i}_{qs} - i_{qs}$ .

So, speed and real value of the rotor time constant can be calculated by:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{\tau}_r} \\ p\hat{N}k \end{bmatrix} = \frac{1}{|\hat{\Phi}_r|} \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{dr} & -\hat{\Phi}_{qr} \\ -\hat{\Phi}_{qr} & \hat{\Phi}_{dr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix}, \quad (27)$$

where  $|\hat{\Phi}_r| = (-\hat{\Phi}_{dr}^2 - \hat{\Phi}_{qr}^2)$ .

**Fuzzy-PI controller architecture.** It has been developed recently in [19-24], we use fuzzy logic algorithm, as a smart attitude, to reconstruct the rotor resistance and load time constant, after their variations. The fuzzy part in the controller adjusts the PI gains, which planned to enhance the step feedback; the improvement of PI observers has been developed in other way by [25].

The speed error and its rate of change are the controller inputs, the  $K_i$  and  $K_p$  are its outputs,  $e(k) = N - \hat{N}$  and  $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$

The program uses such linguistic tags: NL (Negative Large), NM (Negative Medium), NS (Negative Short), ZE (Zero), PS (Positive Short), PM (Positive Medium), PL (Positive Large). Every fuzzy tag has a related membership function. «Set if then» is the logic sentence, which represents the fuzzy control rules, these rules are formulated as follows: **If**  $e(k)$  is NL **and**  $\Delta e(k)$  is N **then**  $T_e^*(k)$  is ZE. Results for speed control are shown in Table 2 with  $E$  is the error,  $CE$  is the convergence of error.

Table 2

Control rule base							
$\downarrow CE / E \rightarrow$	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
N	ZE	S	M	L	M	S	ZE
ZE	ZE	S	M	L	M	S	ZE
P	ZE	M	L	L	L	M	ZE

To produce the inference mechanism, we use Mamdani Max-Min method (Fig. 6). We apply the center of gravity process to crisp the output value in the defuzzification stage:

$$\Delta\mu_0 = \sum_{j=0}^n C^0(\Delta\mu_j)\Delta\mu_j / \sum_{j=0}^n C^0(\Delta\mu_j). \quad (28)$$

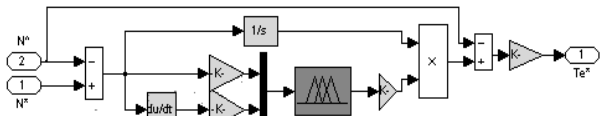


Fig. 6. Synoptic model of fuzzy controller for IM

**Results and analysis.** We consider the IM as continuous model. The IGBT based inverter is a 3LI-NPC, controlled by an 18 kHz PWM. The robustness of sensorless speed control is verified, in the first, we apply varied load torque values as: +10 N·m in 1 s, -10 N·m in 2.5 s, +10 N·m in 6 s, -10 N·m in 7 s, 0 N·m in 8 s with flux 0.8 Wb. The speed is fixed at 150 then -150 rad/s into 3.5 s.

In Fig. 7,*a* we show, obviously, that the dynamic performances of the speed are very good.

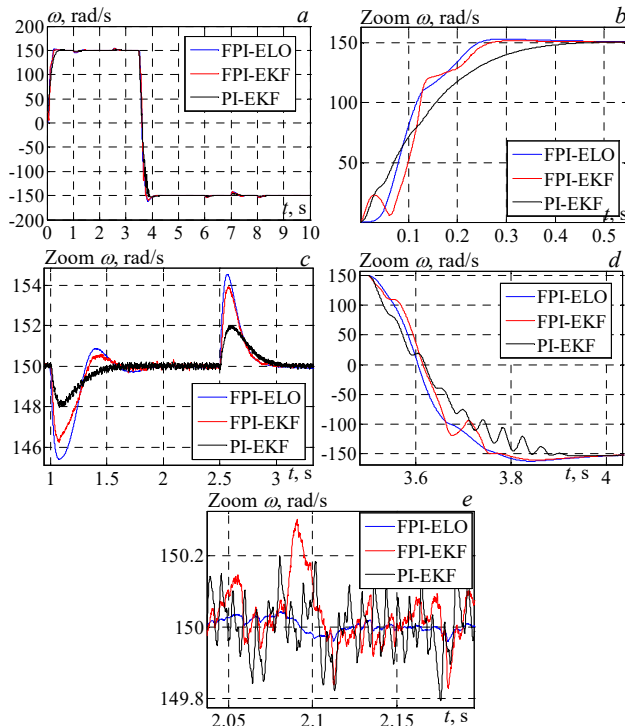


Fig. 7. Simulation results of the improved EKF and ELO observer by FPI controller: IM speed in (a); zoom in speed gives a comparison between the observer's time responses in (b); zoom in speed during control shows the speed overshoots in (c); speed delay time during the change of the speed reference in (d); harmonics observed during control in (e)

Presented in Fig. 7,*b* the Fuzzy Proportional-Integral FPI-ELO gives the better time response; it is more reliable and less-noise than the FPI-EKF (Fig. 7,*d* and Fig. 7,*e*). But it makes a slightly overshoot as shown in Fig. 7,*c* when step changes take place in the load torque.

Figure 8 shows the superiority of the FPI-EKF controller compared to the traditional Proportional-Integral PI-EKF either in the overshoot or in the harmonic's noises.

In other stage of studying, using VSC with SM, we have tested the strength of our controllers, with load torque applied as the following way: +10 N·m in 1.5 s, 0 N·m in 2.5 s, +10 N·m in 6 s, -10 N·m in 7 s, 0 N·m in 8 s.

The comparison in Fig. 9,*a,b,c* reveals that the observation by ELO or EKF of the electromagnetic torque.

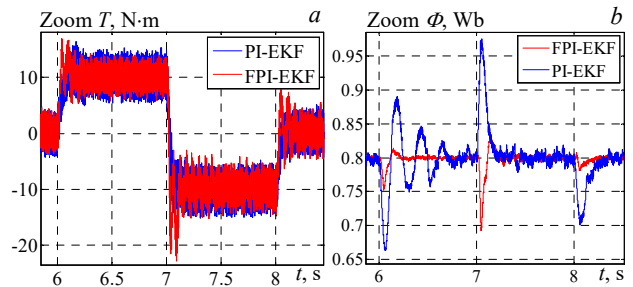


Fig. 8. Estimated electromagnetic torque  $T$  (a); «d axis» flux in (b)

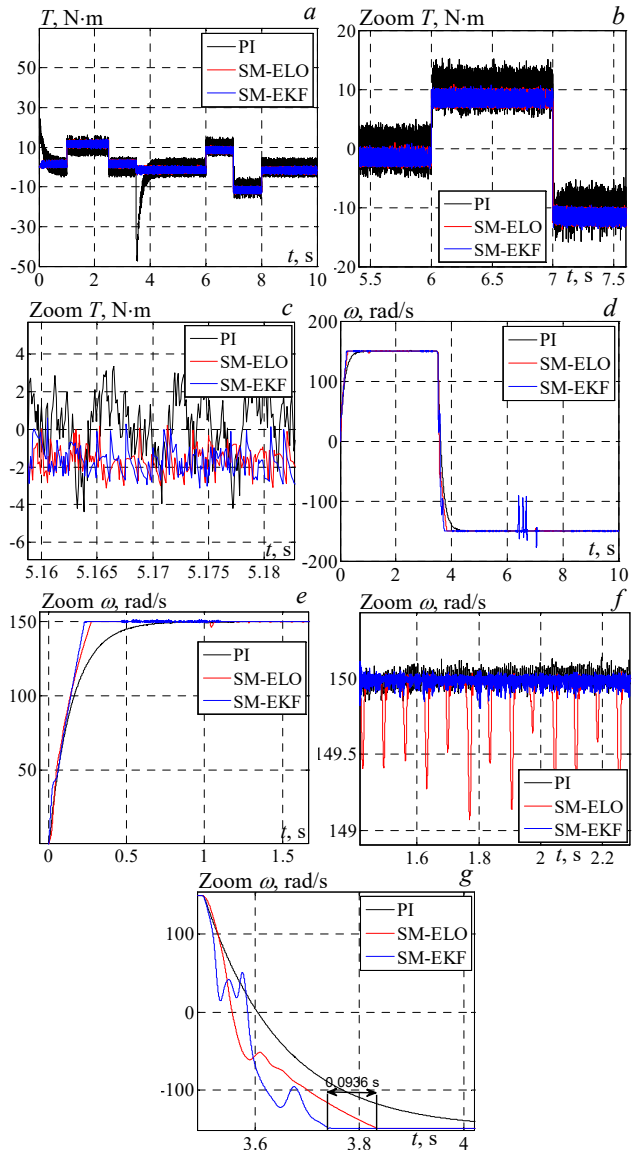


Fig. 9. Simulation results of the improved EKF and ELO observer by SM control: observed electromagnetic torque in (a and b); harmonics observed during electromagnetic control in (c); comparison between SM-ELO and SM-EKF speed in (d); comparison between SM-ELO and SM-EKF speed response time in (e); harmonics observed during speed control in (f); comparison between SM-ELO and SM-EKF speed delay time during speed reference change in (g)

**Conclusions.** The high-performance intelligent sensorless based variable structure control in an indirect rotor field oriented control scheme, of the induction motor drive, using Luenberger and extended Kalman filter observers is discussed in this literature. The robustness of the speed response using two different observers design has been compared, and it has been found to be favorable.



The results investigation confirms that the combination of sliding mode with adaptive observers achieves a pleasing performance even in the presence of noises or variations in the induction motor parameters and drive conditions. Moreover, it can be said from the results that the estimation of rotor speed has been done satisfactorily, and the sliding mode extended Kalman filter has better characteristics than the other observer presented.

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

#### REFERENCES

1. Ren Y., Wang R., Rind S.J., Zeng P., Jiang L. Speed sensorless nonlinear adaptive control of induction motor using combined speed and perturbation observer. *Control Engineering Practice*, 2022, vol. 123, art. no. 105166. doi: <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2022.105166>.
2. Chen C., Yu H., Gong F., Wu H. Induction Motor Adaptive Backstepping Control and Efficiency Optimization Based on Load Observer. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 14, art. no. 3712. doi: <https://doi.org/10.3390/en13143712>.
3. Ammar A., Benakcha A., Bourek A. Adaptive MRAC-based direct torque control with SVM for sensorless induction motor using adaptive observer. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 2017, vol. 91, no. 5-8, pp. 1631-1641. doi: <https://doi.org/10.1007/s00170-016-9840-5>.
4. Nguyen N.-D., Nam N.N., Yoon C., Lee Y.II. Speed Sensorless Model Predictive Torque Control of Induction Motors Using a Modified Adaptive Full-Order Observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, vol. 69, no. 6, pp. 6162-6172. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3094493>.
5. Yin S., Huang Y., Xue Y., Meng D., Wang C., Lv Y., Diao L., Jatskevich J. Improved Full-Order Adaptive Observer for Sensorless Induction Motor Control in Railway Traction Systems Under Low-Switching Frequency. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019, vol. 7, no. 4, pp. 2333-2345. doi: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2019.2898875>.
6. Huang S., Deng X., Xing P., Su C. Improved Design of Feedback Matrix of Adaptive Observer for Induction Motor. *Journal of Physics: Conference Series*, 2023, vol. 2479, no. 1, art. no. 012015. doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/2479/1/012015>.
7. Zhao H., Eldeeb H.H., Wang J., Kang J., Zhan Y., Xu G., Mohammed O.A. Parameter Identification Based Online Noninvasive Estimation of Rotor Temperature in Induction Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2021, vol. 57, no. 1, pp. 417-426. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2020.3039940>.
8. Pudari M., Arya S.R., Arya R.K. An improved Sliding Mode Observer for parameter estimation in induction motor drive with optimised gains. *Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 2023, vol. 20, no. 3, pp. 235-250. doi: <https://doi.org/10.1080/1448837X.2023.2174110>.
9. Yang Z., Zhang D., Sun X., Ye X. Adaptive Exponential Sliding Mode Control for a Bearingless Induction Motor Based on a Disturbance Observer. *IEEE Access*, 2018, vol. 6, pp. 35425-35434. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2851590>.
10. Zhang Y., Yin Z., Liu J., Tong X. Design and implementation of an adaptive sliding-mode observer for sensorless vector controlled induction machine drives. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 2018, vol. 13, no. 3, pp. 1304-1316. doi: <https://doi.org/10.5370/JEET.2018.13.3.1304>.
11. Ye S., Yao X. A Modified Flux Sliding-Mode Observer for the Sensorless Control of PMSMs With Online Stator Resistance and Inductance Estimation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 35, no. 8, pp. 8652-8662. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2963112>.
12. Mynar Z., Vaclavek P., Blaha P. Synchronous Reluctance Motor Parameter and State Estimation Using Extended Kalman Filter and Current Derivative Measurement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, vol. 68, no. 3, pp. 1972-1981. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.2973897>.
13. Chaabane H., Khodja D.E., Chakroune S., Hadji D. Model reference adaptive backstepping control of double star induction machine with extended Kalman sensorless control. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 4, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.01>.
14. Chaabane H., Eddine K.D., Salim C. Sensorless backstepping control using a Luenberger observer for double-star induction motor. *Archives of Electrical Engineering*, 2020, vol. 69, no. 1, pp. 101-116. doi: <https://doi.org/10.24425/ae.2020.131761>.
15. Saifi R. Implementation of a new flux rotor based on model reference adaptive system for sensorless direct torque control modified for induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 2, pp. 37-42. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.2.06>.
16. You J., Wu W., Wang Y. An Adaptive Luenberger Observer for Speed-Sensorless Estimation of Induction Machines. *2018 Annual American Control Conference (ACC)*, 2018, pp. 307-312. doi: <https://doi.org/10.23919/ACC.2018.8431006>.
17. Harini B.W. The Effect of Motor Parameters on the Induction Motor Speed Sensorless Control System using Luenberger Observer. *International Journal of Applied Sciences and Smart Technologies*, 2022, vol. 4, no. 1, pp. 59-74. doi: <https://doi.org/10.24071/ijasst.v4i1.4518>.
18. Mehdi A., Reama A., Benalla H. Two vector based direct power control of AC/DC grid connected converters using a constant switching frequency. *Journal of Power Electronics*, 2017, vol. 17, no. 5, pp. 1363-1371. doi: <https://doi.org/10.6113/JPE.2017.17.5.1363>.
19. Ganthia B.P., Barik S.K. Fault Analysis of PI and Fuzzy-Logic-Controlled DFIG-based Grid-Connected Wind Energy Conversion System. *Journal of The Institution of Engineers (India): Series B*, 2022, vol. 103, no. 2, pp. 415-437. doi: <https://doi.org/10.1007/s40031-021-00664-9>.
20. Mehedi I.M., Saad N., Magzoub M.A., Al-Saggaf U.M., Milyani A.H. Simulation Analysis and Experimental Evaluation of Improved Field-Oriented Controlled Induction Motors Incorporating Intelligent Controllers. *IEEE Access*, 2022, vol. 10, pp. 18380-18394. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3150360>.
21. Elgbaily M., Anayi F., Packianather M. Performance Improvement Based Torque Ripple Minimization for Direct Torque Control Drive Fed Induction Motor Using Fuzzy Logic Control. *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2022, vol. 921 LNEE, pp. 416-428. doi: [https://doi.org/10.1007/978-981-19-3923-5\\_36](https://doi.org/10.1007/978-981-19-3923-5_36).
22. Wogi L., Ayana T., Morawiec M., Jaderko A. A Comparative Study of Fuzzy SMC with Adaptive Fuzzy PID for Sensorless Speed Control of Six-Phase Induction Motor. *Energies*, 2022, vol. 15, no. 21, art. no. 8183. doi: <https://doi.org/10.3390/en15218183>.
23. Salahuddin H., Imdad K., Chaudhry M.U., Nazarenko D., Bolshev V., Yasir M. Induction Machine-Based EV Vector Control Model Using Mamdani Fuzzy Logic Controller. *Applied Sciences*, 2022, vol. 12, no. 9, art. no. 4647. doi: <https://doi.org/10.3390/app12094647>.
24. Benbouhenni H. Seven-level NPC Inverter-based Neuronal Direct Torque Control of the PMSM Drives with Regulation Speed Using Neural PI Controller. *International Journal of Intelligent Information Systems*, 2019, vol. 8, no. 5, pp. 85-96. doi: <https://doi.org/10.11648/j.ijis.20190805.11>.
25. Chatterjee A. Analysis of a Self-Excited Induction Generator With Fuzzy PI Controller for Supporting Domestic Loads in a Microgrid. *Journal of Fuzzy Systems and Control*, 2023, vol. 1, no. 2, pp. 61-65, doi: <https://doi.org/10.59247/jfsc.v1i2.42>.

Received 13.08.2023

Accepted 06.11.2023

Published 02.03.2024

Khoudir Abed<sup>1</sup>, Doctor on Electrical Engineering, Professor,  
Hamed Kamel Eddine Zine<sup>1</sup>, PhD Student,

<sup>1</sup> Laboratory of Electrical Engineering of Constantine (LGEC),  
Mentouri University, Road Ain El Bey, Constantine, Algeria,  
e-mail: khoudir.abed@laposte.net (Corresponding Author);  
kamel-eddine.zine-hamed@lec-umc.org

#### How to cite this article:

Abed K., Zine H.K.E. Intelligent fuzzy back-stepping observer design based induction motor robust nonlinear sensorless control. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 10-15. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.02>

M. Aissaoui, H. Bouzeria, M. Benidir, M.A. Labeled

## Harmonics suppression in high-speed railway via single-phase traction converter with an LCL filter using fuzzy logic control strategy

**Introduction.** The railway Traction Power Supply System (TPSS) encounters a common challenge related to high-frequency harmonic resonance, especially when employing AC-DC-AC traction drive systems in high-speed trains. This resonance issue arises when the harmonic elements introduced by the traction AC-DC converter on the grid side of trains align with the innate resonance frequency of the TPSS. **The novelty** the proposed work focuses on the challenges associated with resonance elevation and high-frequency harmonics in high-speed trains, while simultaneously enhancing energy quality. This is achieved by integrating a pulse-width-modulated converter on the grid side with a single-phase configuration and incorporating an LCL filter. **Methodology.** In order to optimize the system's efficiency, a robust control system is employed, taking advantage of the capabilities of a fuzzy logic controller (FLC). The choice of the FLC is justified by its straightforward design and reliability, emphasizing the dedication to precise control, as fuzzy logic excels in handling complex, nonlinear systems. Through the use of linguistic variables and heuristic reasoning, the FLC adjusts to dynamic changes in the system, demonstrating its efficacy in enhancing both transient and steady-state responses. **Practical value.** A grid-side LCL filter-based converter was meticulously designed and rigorously simulated using the MATLAB/Simulink platform. The inclusion of an advanced FLC in the system introduced a novel approach to control strategies, surpassing the traditional PI controller. Through a comprehensive comparative analysis, the simulation results showcased the remarkable efficacy of the proposed solution in an effectively mitigating high-frequency resonance within the TPSS. This outcome underscores the potential of FLC as a sophisticated control mechanism for enhancing the performance systems in railway applications, showcasing its superiority over conventional control methods. The study contributes in shedding light on innovative approaches for optimizing the control and efficiency of grid-side LCL filter-based converters in high-speed train systems. References 33, table 2, figures 16.

**Key words:** grid-side converter, LCL filter, harmonics, power quality, fuzzy logic controller, simulation, high-speed rail.

**Вступ.** Система тягового електропостачання залізниць (TPSS) стикається із загальною проблемою, пов'язаною з високочастотним гармонійним резонансом, особливо при використанні систем тягового приводу змінного, постійного та змінного струму у високошвидкісних поїздах. Ця проблема резонансу виникає, коли гармонійні елементи, що вносяться тяговим перетворювачем змінного струму в постійний струм на стороні мережі поїздів, збігаються із внутрішньою резонансною частотою TPSS. **Новизна** запропонованої роботи зосереджена на проблемах, пов'язаних із підвищенням резонансу та високочастотними гармоніками у високошвидкісних поїздах, при одночасному підвищенні якості енергії. Це досягається за рахунок інтеграції перетворювача з широтно-імпульсною модуляцією на стороні мережі з однофазною конфігурацією і включення фільтра LCL. **Методологія.** Для оптимізації ефективності системи використовується надійна система управління, яка використовує можливості контролера нечіткої логіки (FLC). Вибір FLC виправданий його простою конструкцією та надійністю, що підкреслюють прихильність до точного управління, оскільки нечітка логіка чудово справляється зі складними нелінійними системами. Завдяки використанню лінгвістичних змінних та евристичних міркувань, FLC пристосовується до динамічних змін у системі, демонструючи свою ефективність у посиленні як перехідних, так і стійких реакцій. **Практична цінність.** Перетворювач на основі LCL-фільтра на стороні мережі ретельно спроектований та ретельно змодельований за допомогою платформи MATLAB/Simulink. Включення до системи вдосконаленого FLC представило новий підхід до стратегій управління, що перевершує традиційний ПІ-регулятор. Завдяки всебічному порівняльному аналізу, результати моделювання продемонстрували чудову ефективність запропонованого рішення в ефективному пом'якшенні високочастотного резонансу TPSS. Цей результат підкреслює потенціал FLC як складного механізму управління підвищенням продуктивності систем в залізничних застосуваннях, демонструючи його перевагу над традиційними методами управління. Дослідження сприяє проливанню світла на інноваційні підходи до оптимізації управління та ефективності мережевих перетворювачів на основі LCL-фільтрів у системах високошвидкісних поїздів. Бібл. 31, табл. 2, рис. 16.

**Ключові слова:** мережевий перетворювач, LCL-фільтр, гармоніки, якість електроенергії, контролер нечіткої логіки, моделювання, високошвидкісна залізниця.

**1. Introduction** High-speed rail frequently employs AC-DC-AC traction converters featuring Pulse Width Modulation (PWM) within electric units. This is done so as to enhance the energy quality and dynamic performance of railway electric systems [1], nevertheless, the presence of high-order harmonics is a common occurrence in railway electric networks, resulting in the challenge of high-frequency resonances [2, 3]. These harmonics give rise to a range of issues, including increased errors and disturbances, torque surges, thereby affecting the overall performance of the traction network [4]. Two primary strategies are commonly explored to tackle the issue of high-frequency harmonics in high-speed trains: one involves addressing the matter within the traction electrical system, meanwhile, the other aspect concentrates on the drive unit of high-speed trains.

The predominant research emphasis has been on mitigating harmonics within the traction system, with many scholars opting for the use of passive filters to alter the impedance of harmonics in this system [5]. In order to

improve power quality, a grid-connected voltage source converter has incorporated an LCL-type filter, renowned for its superior high-frequency harmonic attenuation in comparison to conventional L-type filters. LCL filters find extensive use in grid-connected converters [6, 7] and front-active rectifiers [8, 9].

Comprehensive design procedures for a single-phase converter with an LCL filter were extensively discussed in [10, 11]. In addition, LCL filters often produce resonance peaks that endanger the stability of the grid-connected voltage link converter and impair the reliable operation of the traction power system.

Therefore, developing controllers suitable for LCL type single-phase converters faces huge challenges. Traditional PI linear controllers are usually used for grid-side converters of high-speed railways [12, 13]. However, the process of adjusting the PI parameters in the voltage or current control loop can be a problem, as incorrect settings

may result in undesired low-frequency oscillations in traction networks. In order to overcome this issue, various advanced nonlinear control techniques like model predictive control [14] and sliding mode control [15] were proposed in order to improve the dynamic behavior of systems. Nonetheless, implementing and adjusting parameters for these controllers in real-world scenarios can be difficult due to the presence of unknown parameters, complex structures and intricate mathematical models.

Fuzzy logic-based control has demonstrated effectiveness in various industrial applications [16, 17], owing to its heuristic nature, simplicity and efficiency for the utilization of fuzzy logic-based control has shown effectiveness in diverse industrial applications [16, 17], due to its simplicity, heuristic nature and efficiency for both linear and nonlinear systems. By utilizing linguistic variable knowledge, an intelligent fuzzy controller can be developed without the need for a complex mathematical model of the system. This not only reduces computation time but also improves the transient response characteristics of the system [18, 19]. However, designing an effective fuzzy controller in order to enhance the performance of a plant remains a challenging task, often requiring multiple trial-and-error procedures based on computer simulations.

As a solution, a proposed approach involves a simplified structure for the Fuzzy Logic Controller (FLC). Previous studies on line-side converters in high-speed railways have mainly focused on various aspects of controller design, including dynamic performance, stability analysis, and the mitigation of high-order harmonics [20-24].

Introducing a model predictive control for line-side traction rectifiers has demonstrated superior performance in suppressing high-order harmonics compared to traditional PI controllers. Another innovative method involves utilizing a nonlinear controller with active disturbance rejection control, aiming at optimizing the load characteristics of the train rectifier and reducing harmonics [25].

The application of the harmonic transfer function was employed to examine the stability of oscillating voltage fluctuation and controller performance [26]. Additionally, a combined predictive and extended state observer-based control system was proposed to mitigate voltage oscillations and reducing current distortions on both the train and network sides [27]. Some researchers have suggested a passivity-based control model for traction rectifiers so as to enhance both dynamic and static characteristics [28].

While these analytical methods have exhibited certain enhancements in controller performance, they heavily rely on precise mathematical models and a multitude of unknown parameters, often challenging to ascertain in practical applications. Despite the challenges associated with modern intelligent controller design, it is evident that existing control methods possess limitations. Specifically, they struggle to eradicate high-frequency harmonics, attain optimal system performance, and adjust control parameters. This limitation may impede the broader adoption of single-phase traction converters with LCL filters, consequently hindering advancements in railway electric systems. Notably, only a few endeavors have been made to explore the effectiveness of a fuzzy logic-based controller in electric drive applications [29, 30].

For high-speed railway line-side converters, the FLC emerges as a promising solution, eliminating the

necessity for a detailed mathematical model of the system. Furthermore, it introduces a transparent physical approach to the control base in the closed loop, deviating from the use of cumbersome rings by others, implying an improvement in computational efficiency.

**The goal of the paper** is to devise a precise controller utilizing fuzzy logic control for a single-phase traction converter equipped with an LCL filter, with the aim of enhancing energy quality and mitigating undesired harmonic distortions within the railway traction power supply system.

**2. System topology.** A standard configuration for a high-speed railway traction power supply system is visually depicted in Fig. 1, offering a clear representation of the system. In this diagram the three-phase 220 kV utility undergoes a step-down transformation within an electrical substation to become two single-phase 27.5 kV feeders. This transformation is crucial for providing power to the all-parallel autotransformer-fed network through a V/x structure traction transformer.

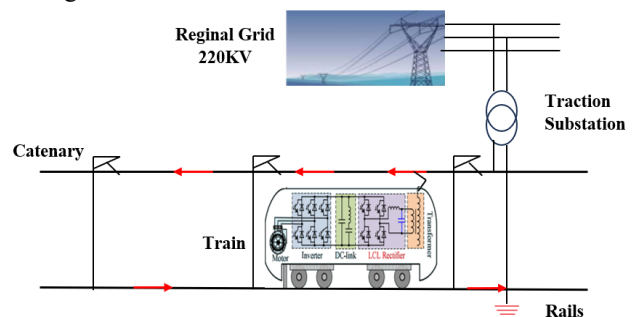


Fig. 1. Typical power-supply system for high-speed railway

Figure 2 illustrates a simplified diagram that showcases the positioning of the electrical train within the traction network system, in which:  $Z_{ss}$  is the feeder substation's equivalent impedance;  $i_T$  is the electric train's current;  $l_1$  is the separation or gap between the electric train and the substation;  $l_2$  is the distance between the electric train and endpoint of the feeder section.

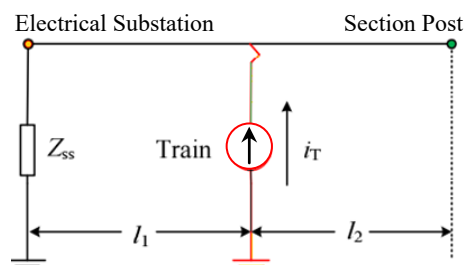


Fig. 2. The electrical train location diagram in the traction network system

This diagram incorporates various components such as communication wires, feeders, protection wires, rail and integrated grounding wires. The methodology used to create this diagram has been described in [31]. In this representation, the electrical train load is conceptually equated to a current source that contains harmonics.

Using the equivalent  $\pi$ -circuit model for multi-conductor transmission lines, Fig. 3 depicts the traction power network, in which:  $Z_{T1}$  and  $Y_{T1}$  are the impedance and admittance from the train to the substation;  $Z_{T2}$  and  $Y_{T2}$  are the impedance and admittance toward the supplying segment termination. The expressions for these values are:



$$\begin{cases} Z_{T'1} = \frac{Z_0(\cos \gamma l_1 - 1)}{\sin \gamma l_1}; & Y_{T'1} = \frac{\sin \gamma l_1}{Z_0}; \\ Z_{T'2} = \frac{Z_0(\cos \gamma l_2 - 1)}{\sin \gamma l_2}; & Y_{T'2} = \frac{\sin \gamma l_2}{Z_0}, \end{cases} \quad (1)$$

where  $\gamma$ ,  $Z_0$  are the unit-length propagation constant and characteristic impedance of the contact line, respectively. These parameters can be mathematically expressed as:

$$\begin{cases} Z_0 = \sqrt{Z'/Y'}; \\ \gamma = \sqrt{Z'Y'}, \end{cases} \quad (2)$$

where  $Z'$ ,  $Y'$  illustrate the impedance and admittance per unit length for the contact line, respectively.

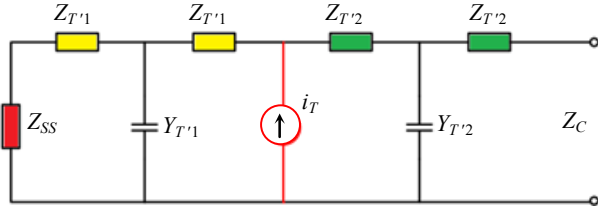


Fig. 3. Representation of equivalent traction network using topology of a  $\pi$ -circuit

When viewed from the train's electric system within the traction network, the parallel input impedance ( $Z_{pa}$ ) formulation for the traction network can be expressed as:

$$Z_{Pa} = \frac{Z_0 \cos \gamma(l - l_1)(Z_{SS} \cos \gamma l_1 + Z_0 \sin \gamma l_1)}{Z_{SS} \sin \gamma l + Z_0 \cos \gamma l}. \quad (3)$$

The overall extent of the contact line, denoted as  $l$  (sum of  $l_1$  and  $l_2$ ), influences the parallel resonance in the traction network. The system exhibits parallel resonance when the denominator in (3) becomes 0, leading to the maximum impedance ( $Z_{pa}$ ). The resonance condition is expressed as follows:

$$Z_{SS} \sin \gamma l + Z_0 \cos \gamma l = 0. \quad (4)$$

Given that  $\gamma l$  is significantly less than 1, it is valid to approximate  $\tanh(\gamma l)$  as  $\approx 1$ , leading to the simplification as:

$$j\omega L_{SS} = \frac{-1}{j\omega C_c l} = \frac{-1}{j\omega C}, \quad (5)$$

where  $L_{SS}$  is the internal equivalent inductance of the electrical supply substation ( $Z_{SS} = j\omega L_{SS}$ );  $C_c$  is the distributed capacitance per unit extent of the contact line;  $C$  is the overall capacitance along the contact line.

The frequency of parallel resonance  $f_{pr}$  is:

$$f_{pr} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{SS}C}}. \quad (6)$$

The resonance in the traction power network is a parallel resonance involving the equivalent inductor of the electric supply substation and the distributed capacitance across the multi-conductor transmission line. The resonance frequency is determined by the inherent properties of the traction network and remains unaffected by the electric train's location [32].

**3. The LCL-type converter analysis.** Figure 4 illustrates the unit equivalent to the traction drive for a high-speed locomotive, featuring a single-phase LCL-type converter topology on the grid side. In each power unit, line-side converters connect to the DC-link and incorporate an LCL-type passive filter. The traction transformer is idealized;  $L_g$  is the comparable leakage

inductance on the secondary side;  $C_d$  is the DC-link capacitor;  $V_{dc}$  is the voltage on DC-link;  $R_L$  is the load equivalent for the traction inverter-motor drive system.

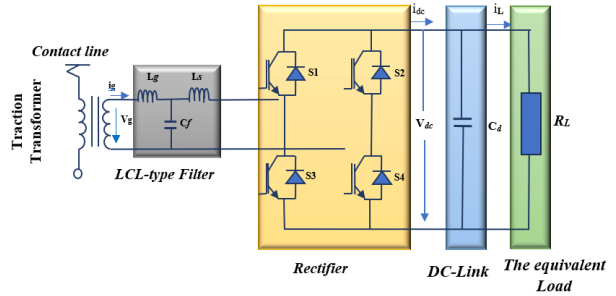


Fig. 4. Equivalent circuit of LCL-type rectifiers on the single-phase line side in every propulsion unit of a high-speed train

**3.1. Designing and modeling LCL filters and their parameters.** The inductance on the converter side  $L_s$  is usually determined based on the acceptable maximum converter current ripple ( $\Delta i_{max}$ ), typically ranging from 30-40 % of the rated current level. Therefore, the constraint condition for the inductance  $L_s$  can be expressed as:

$$L_s \geq \frac{u_{dc}}{8f_s \Delta i_{max}}, \quad (7)$$

where  $f_s$  is the switching frequency of the converter guides the selection of filter capacitance  $C_f$ .

Balancing high-frequency harmonics suppression and managing reactive power at the primary frequency is crucial [33]. To meet allowable reactive power, capacitance  $C_f$  can be calculated using (8), particularly at the primary frequency:

$$C_f \leq \beta \frac{P_n}{2\pi f_n U_s^2}, \quad (8)$$

where  $P_n$  is the specified power of the converter;  $\beta$  is the coefficient constrained to be under 5 %;  $f_n$  is the primary frequency of the grid voltage.

The design of the grid-side inductor  $L_g$  involves leveraging the proportion of high-order current on the converter side to that on the grid side. Due to unipolar PWM in a single-phase converter, emphasis is on high-order harmonics around double the switching frequency. Assuming no high-frequency components in the grid voltage, the LCL filter at double the switching frequency is addressed, as illustrated in Fig. 5.

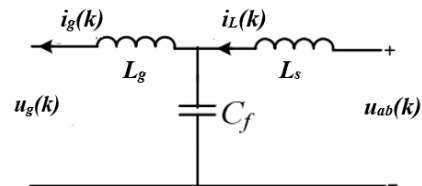


Fig. 5. Model of LCL filter

In Fig. 5 the transfer functions describing the relationship between  $u_{ab}$  and  $i_L$ , as well as  $i_g$ , can be articulated as:

$$\begin{cases} \frac{u_{ab}(k)}{i_L(k)} = \frac{j\omega_k L_s + j\omega_k L_g C_f - j\omega_k^3 L_f L_g C_f}{1 - j\omega_k^2 L_g C_f}; \\ \frac{u_{ab}(k)}{i_g(k)} = j\omega_k L_s - j\omega_k L_g - j\omega_k^3 L_s L_g C_f, \end{cases} \quad (9)$$

where  $\omega_k$  is the twice angular frequency of switching.

Consequently, the calculation of the ratio between harmonic components on the grid-side current and high-order harmonic current on the inverter side can be determined as:

$$\sigma = \frac{i_g(k)}{i_L(k)} = \frac{1}{|1 - \omega_k^2 L_g - C_f|}, \quad (10)$$

where the permissible ripple amplitude in the converter current set between 30 % to 40 % of the rated current, choosing  $\sigma$  at 15 % magnitude ensures a maximum fluctuation in grid-side current of around 5 %.

Consequently, the potential range for  $L_g$  can be inferred as:

$$L_g > \frac{23}{12\omega_k^2 C_f}. \quad (11)$$

In conclusion, the values of the inductor and capacitor need recalibration so as to align with the permissible design parameter range for the resonant frequency  $f_r$ . This study ensures that the resonant frequency  $f_r$  of the LCL filter is confined within the specified range:

$$5f_n < f_r < f_s. \quad (12)$$

The filter parameters specified in Table 1.

**4. Control block diagram.** Figures 6, 7 depict the control diagrams using a PI controller and a FLC, respectively. Table 1 presents the values for the single-phase traction converter with LCL filter parameters.

Table 1  
System parameters

Parameters	Value
Contact-line voltage $V_g$ , V	1550
Voltage across the DC-link $V_{dc-link}$ , V	3000
Capacitor of the DC-link $C_d$ , $\mu\text{F}$	3000
Frequency of switching $f_s$ , Hz	550
Primary frequency $f$ , Hz	50
LCL-type filter $L_g$ , mH	1.3
Inductance on the converter side $L_s$ , mH	1.6
Filter capacitance $C_f$ , $\mu\text{F}$	125
Load resistor $R_L$ , $\Omega$	20

**4.1. Control diagram with PI controller.** Figure 6 shows the control scheme of the LCL rectifier based on PI controller, in which  $V_{dc}$  is the output voltage across the DC-link, where the initial block denotes  $V_{ref}$ . The regulator calculates the discrepancy between the reference and actual voltages, forming the input for the PI control unit. The output current from the PI regulator, combined with  $\cos\omega t$  from the phase-locked loops (PLL) block, serves as the input for the 2nd block. The 3rd block represents the error from comparing the previous two values.

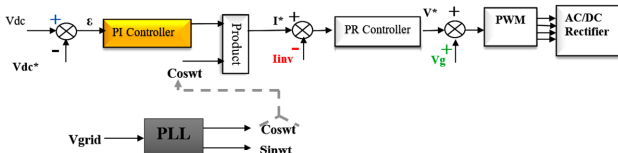


Fig. 6. Control scheme of the LCL rectifier based on PI controller

The output value (PR) from the proportional resonant controller (PR) unit becomes the voltage reference  $V_{ref}$ , added to  $V_{grid}$ . This resultant value is used in PWM generation for driver signals in the power electronic IGBT rectifier with a LCL filter, as shown in Fig. 6. The summarized mathematical equation for the system is:

$$I_{ref} = K_p(V_{dcref} - V_{dc}) + K_I \int (V_{dcref} - V_{dc}) dt. \quad (13)$$

**4.2. Control diagram with FLC.** Figure 7 shows the control scheme of the LCL rectifier based on FLC.

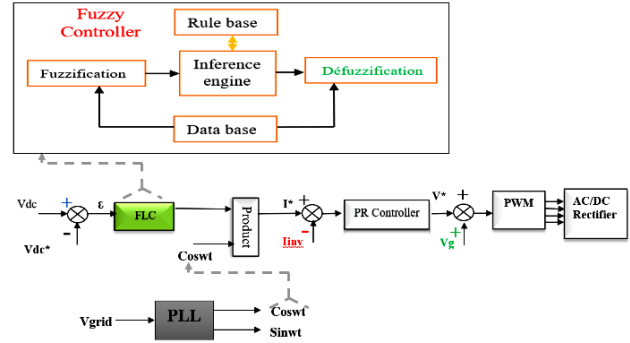


Fig. 7. Control scheme of the LCL rectifier based on FLC

A fuzzy control system leveraging fuzzy logic, evaluates input values in analog form using Boolean variables with continuous values ranging from 0 to 1. This contrasts with classical or digital logic, which operates on discrete values of either 1 or 0. The fuzzy controller consists of 3 stages: fuzzification, where inputs are converted into fuzzy representations using predefined membership functions; the rule-based inference system, which generates a fuzzy response based on linguistically defined rules; and defuzzification, converting the fuzzy response back into a crisp output. The design employs the Fuzzy Logic Toolbox in MATLAB/Simulink.

The inference engine in fuzzy logic, using Mamdani's method, connects membership functions to rules, generating fuzzy output. Defuzzification is the reverse process, transforming a fuzzy quantity into a precise value. In this application, the centroid method computed the result of the FLC, particularly the reference current in Table 2.

Table 2  
Rule base of FLC

$\downarrow \text{de} \rightarrow$	NB	NS	Z	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NS	Z
NS	NB	NB	NS	Z	PS
Z	NB	NS	Z	PS	PB
PS	NS	Z	PS	PB	PB
PB	Z	PS	PB	PB	PB

The inference engine is crucial in fuzzy logic, linking membership functions and fuzzy rules to generate the fuzzy output using Mamdani method. Defuzzification is the reverse process, transforming a fuzzy quantity into a precise value. In this application, the center of gravity method determined the output of the FLC, particularly the reference  $V$ , as shown in Fig. 8, illustrating the surface of fuzzy rules.

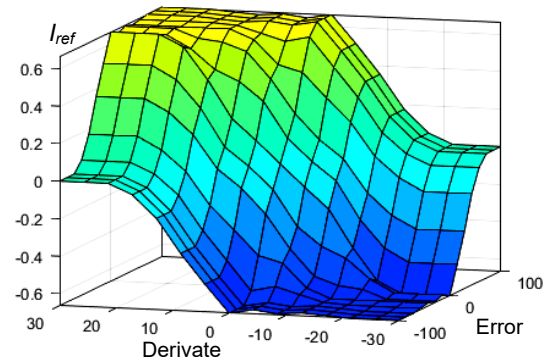


Fig. 8. Fuzzy rules surface

**5. Results and comparison.** Figures 9, 10 depict simulated waveforms of the DC-link voltages ( $V_{dc}$ ), utilizing both the PI controller and the FLC, respectively. The observation highlights that the FLC reduces ripples and distortions in the capacitor voltage to a certain extent, while reducing the stabilization time to a value of  $t = 0.1$  s compared to the PI controller, where the stabilization time is higher ( $t = 0.6$  s), hindering the system's performance.

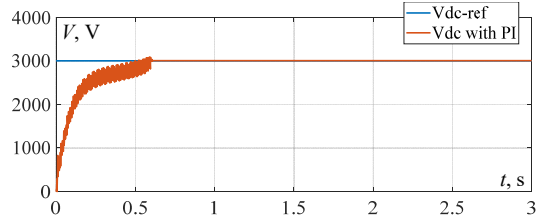


Fig. 9. The simulated waveforms of DC-link voltages based on PI controller

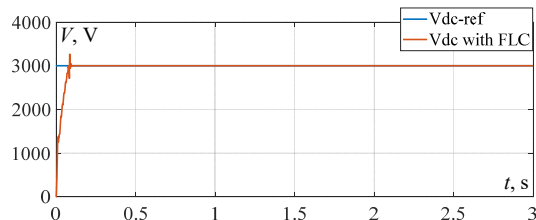


Fig. 10. The simulated waveforms of DC-link voltages based on FLC

This result indicates that the FLC brings a significant improvement in reducing fluctuations and distortions in the capacitor voltage, contributing to a faster and more stable system response. In comparison, the PI controller exhibits inferior performance with a longer stabilization time, which may compromise the overall system performance. These findings underscore the effectiveness of the FLC in enhancing dynamic response and the quality of the voltage across the DC-link in the considered converter.

Figures 11, 12 unveil the simulated voltage waveforms  $V_g$  of grid-side voltage during the functioning of a single-phase LCL rectifier using PI and FLCs, respectively. Examination of these figures reveals a significant disparity in the high-order harmonic components in the LCL rectifier with both controllers.

It is clearly evident that under the regulation by the PI controller, the voltage  $V_g$  exhibits more pronounced high-order harmonic components compared to those observed in the LCL rectifier operating with the FLC. This observation highlights the remarkable ability of the LCL converter topology with the FLC to significantly attenuate high-order harmonic resonance.

It is crucial to note that this enhanced harmonic attenuation capability offers substantial advantages in the context of power quality, thereby contributing to the stability of the traction power system. These results underscore the notable effectiveness of the FLC in reducing harmonics in comparison to the PI controller, suggesting that the adoption of the FLC could constitute a significant improvement in LCL rectifier applications, especially when it is crucial to effectively suppress high-order harmonic resonance.

Figures 13, 14 depict simulated waveforms of the grid-side current  $I_g$  of the LCL-type converter with PI and FLCs, respectively. The ability to eliminate high-frequency harmonics proves to be a crucial factor in the evaluation of

filters and control systems. Following the comparison between Fig. 13, 14 it is noticed that the grid-side current is distorted, especially during the period 0–0.2 s, with higher harmonics from the PI controller compared to the FLC.

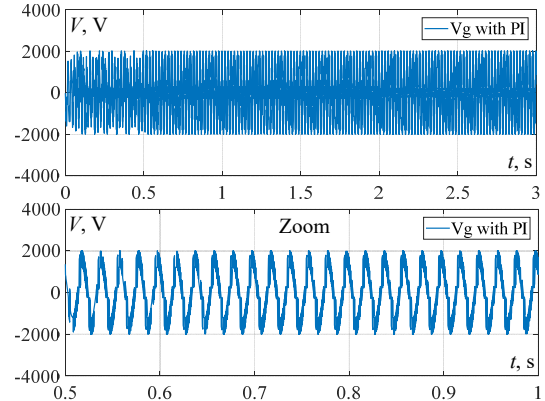


Fig. 11. The simulated waveforms of the grid-side voltage  $V_g$  using the PI controller

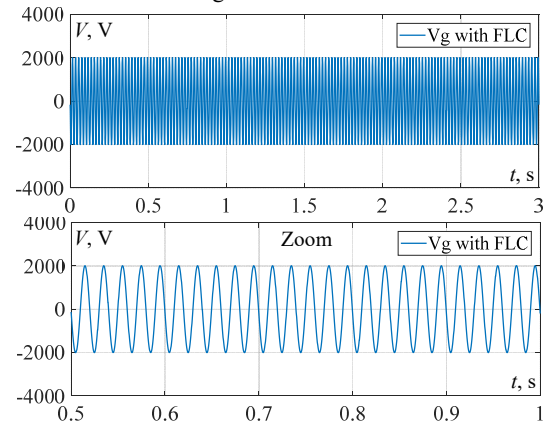


Fig. 12. The simulated waveforms of the grid-side voltage  $V_g$  using the FLC

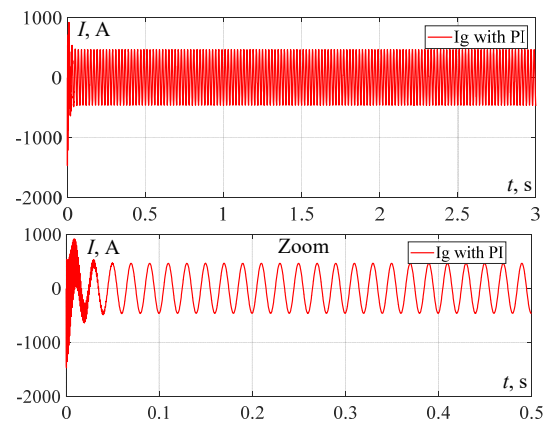


Fig. 13. The simulated waveforms of the grid-side current ( $I_g$ ) using the PI controller

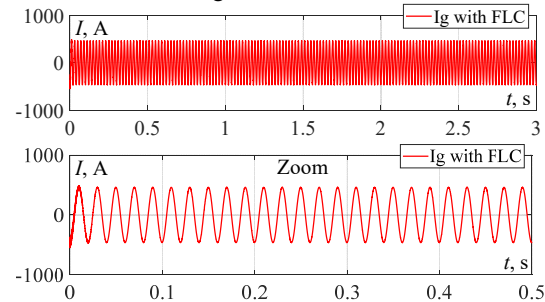


Fig. 14. The simulated waveforms of the grid-side current ( $I_g$ ) using the FLC



This observation suggests that the attenuation of low-order harmonics operates effectively for the FLC, and low-order harmonics exhibit no significant impact influencing the grid-side current. This conclusion is corroborated by the results obtained from Fast Fourier Transform (FFT) analysis.

An examination of the results highlights the superior performance of the FLC in terms of harmonic reduction and waveform maintenance of the grid-side current, particularly during the critical period 0–0.2 s. These observations indicate that the choice of the FLC could represent a significant improvement in LCL-type converter applications, demonstrating increased effectiveness in suppressing harmonic distortions.

FFT algorithm is employed to assess the harmonic order within the grid-side current and THD of said current in a single-phase LCL converter utilizing PI and FLCs. THD measurements are contrasted for the PI and FLCs, as illustrated in Fig. 15, 16.

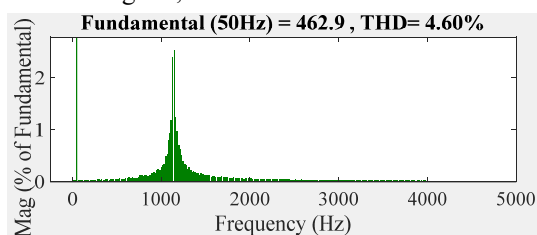


Fig. 15. The harmonic spectrum of the simulated grid-side current utilizing the PI controller

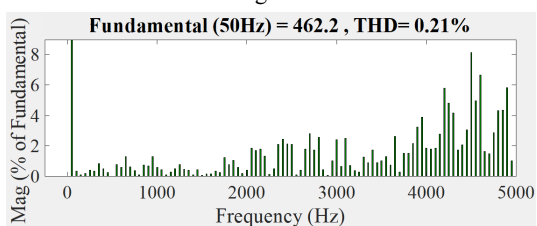


Fig. 16. The harmonic spectrum of the simulated grid-side current utilizing the FLC

Figure 15 displays the THD measurement results for the PI controller, yielding a value of 4.6 %. Conversely, Fig. 16 illustrates the corresponding results for the FLC, showing a notably reduced value of 0.21 %. These values fall well below the critical threshold of 5 %, aligning with harmonic standards.

This analysis demonstrates that the LCL filter ensures satisfactory compliance with harmonic standards, guaranteeing that the THD is below 5 %. Specifically, the results highlight the enhanced effectiveness of the FLC in harmonic suppression, particularly for high-frequency switching sub-harmonics. These findings underscore the notion that the implementation of the FLC represents a significant improvement for the LCL converter, notably ensuring a substantial reduction in THD.

**Conclusions.** A topological investigation and a mathematical model have been undertaken for the traction power supply system and the circuitry of single-phase line-side LCL-type rectifiers in each power unit of a high-speed train.

The control system aims at addressing high-order harmonic resonance in traction converter systems, particularly focusing on attenuating high-order harmonics in single-phase LCL PWM rectifiers. When guided by a

Fuzzy Logic Controller (FLC), these rectifiers efficiently eliminate high-order harmonics in train traction drive systems. This approach, unlike conventional control units with a PI controller, effectively avoids stimulating high-frequency resonance.

The proposed method exhibits notable characteristics such as heightened robustness and autonomy from intricate system parameters. The simplicity and efficiency of the FLC distinguish it, suitable for both linear and nonlinear systems. Its intelligent control implementation does not require an intricate system model, reducing computation time and enhancing response dynamics.

The study conducts a comprehensive comparative analysis of harmonic suppression performance in the LCL converter, comparing its performance with a traditional PI controller to the proposed FLC. Analytical scrutiny and a THD study emphasize the efficacy of the FLC-controlled transformer, affirming its role in ensuring high-quality dynamic performance in traction systems.

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

#### REFERENCES

- Liu Y., Xu J., Shuai Z., Li Y., Cui G., Hu S., Xie B. Passivity-based decoupling control strategy of single-phase LCL-type VSRs for harmonics suppression in railway power systems. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2020, vol. 117, art. no. 105698. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.105698>.
- 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>.
- Aissaoui M., Benidir M., Bouzeria H., Berroum F., Ras A.C., Mammeri I. Analysis of harmonic resonance in traction power supply system. *2022 2nd International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE)*, 2022, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/ICAEE53772.2022.9962039>.
- Lv X., Wang X., Che Y., Fu R. Eigenvalue-Based Harmonic Instability Analysis of Electrical Railway Vehicle-Network System. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2019, vol. 5, no. 3, pp. 727-744. doi: <https://doi.org/10.1109/TTE.2019.2929406>.
- Balakishan P., Chidambaram I.A., Manikandan M. Improvement of power quality in grid-connected hybrid system with power monitoring and control based on internet of things approach. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 4, pp. 44-50. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.06>.
- Han Y., Yang M., Li H., Yang P., Xu L., Coelho E.A.A., Guerrero J.M. Modeling and Stability Analysis of LCL-Type Grid-Connected Inverters: A Comprehensive Overview. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 114975-115001. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2935806>.
- Gurrola-Corral C., Segundo J., Esparza M., Cruz R. Optimal LCL-filter design method for grid-connected renewable energy sources. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2020, vol. 120, art. no. 105998. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2020.105998>.
- Jiang S., Liu Y., Liang W., Peng J., Jiang H. Active EMI Filter Design With a Modified LCL-LC Filter for Single-Phase Grid-Connected Inverter in Vehicle-to-Grid Application. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, vol. 68, no. 11, pp. 10639-10650. doi: <https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2944220>.
- Tang W., Ma K., Song Y. Critical Damping Ratio to Ensure Design Efficiency and Stability of LCL Filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, vol. 36, no. 1, pp. 315-325. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3000897>.

10. Rasekh N., Hosseinpour M. LCL filter design and robust converter side current feedback control for grid-connected Proton Exchange Membrane Fuel Cell system. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2020, vol. 45, no. 23, pp. 13055-13067. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2020.02.227>.
11. Milbradt D.M.C., Hollweg G.V., de Oliveira Ewald P.J.D., da Silveira W.B., Gründling H.A. A robust adaptive One Sample Ahead Preview controller for grid-injected currents of a grid-tied power converter with an LCL filter. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2022, vol. 142, art. no. 108286. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2022.108286>.
12. Al-Barashi M., Meng X., Liu Z., Saeed M.S.R., Tasiu I.A., Wu S. Enhancing power quality of high-speed railway traction converters by fully integrated T-LCL filter. *IET Power Electronics*, 2023, vol. 16, no. 5, pp. 699-714. doi: <https://doi.org/10.1049/pel2.12415>.
13. Dey P., Sumpavakup C., Kirawanich P. Optimal Control of Grid Connected Electric Railways to Mitigate Low Frequency Oscillations. *2022 Research, Invention, and Innovation Congress: Innovative Electricals and Electronics (RI2C)*, 2022, pp. 70-75. doi: <https://doi.org/10.1109/RI2C56397.2022.9910283>.
14. Xue J.-Z., Zhao T., Bu N., Chen X.-L., Zhang B. Speed tracking control of high-speed train based on adaptive control and linear active disturbance rejection control. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 2023, vol. 45, no. 10, pp. 1896-1909. doi: <https://doi.org/10.1177/01423312221146600>.
15. Tasiu I.A., Liu Z., Wu S., Yu W., Al-Barashi M., Ojo J.O. Review of Recent Control Strategies for the Traction Converters in High-Speed Train. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2022, vol. 8, no. 2, pp. 2311-2333. doi: <https://doi.org/10.1109/TTE.2022.3140470>.
16. Zhao L., Yin Z., Yu K., Tang X., Xu L., Guo Z., Nehra P. A Fuzzy Logic-Based Intelligent Multiattribute Routing Scheme for Two-Layered SDVNs. *IEEE Transactions on Network and Service Management*, 2022, vol. 19, no. 4, pp. 4189-4200. doi: <https://doi.org/10.1109/TNSM.2022.3202741>.
17. Woźniak M., Zielenka A., Sikora A. Driving support by type-2 fuzzy logic control model. *Expert Systems with Applications*, 2022, vol. 207, art. no. 117798. doi: <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2022.117798>.
18. Kambalimath S., Deka P.C. A basic review of fuzzy logic applications in hydrology and water resources. *Applied Water Science*, 2020, vol. 10, no. 8, art. no. 191. doi: <https://doi.org/10.1007/s13201-020-01276-2>.
19. Paranchuk Y.S., Shabatura Y.V., Kuznyetsov O.O. Electromechanical guidance system based on a fuzzy proportional-plus-differential position controller. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 3, pp. 25-31. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.3.04>.
20. Ali Moussa M., Derrouazin A., Latroch M., Aillerie M. A hybrid renewable energy production system using a smart controller based on fuzzy logic. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 46-50. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.07>.
21. Muthubalaji S., Devadasu G., Srinivasan S., Soundiraraj N. Development and validation of enhanced fuzzy logic controller and boost converter topologies for a single phase grid system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 60-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.10>.
22. Khatir A., Bouchama Z., Benaggoune S., Zerroug N. Indirect adaptive fuzzy finite time synergetic control for power systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 57-62. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.08>.
23. Gopal Reddy S., Ganapathy S., Manikandan M. Power quality improvement in distribution system based on dynamic voltage restorer using PI tuned fuzzy logic controller. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 1, pp. 44-50. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.1.06>.
24. Ikhe A., Pahariya Y. Voltage regulation using three phase electric spring by fuzzy logic controller. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 14-18. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.02>.
25. Goyal D.K., Birla D. A comprehensive control strategy for power quality enhancement in railway power system. *International Journal of Advanced Technology and Engineering Exploration*, 2023, vol. 10, no. 106, pp. 1123-1137. doi: <https://doi.org/10.19101/IJATEE.2023.10101018>.
26. Liu Y., Yang Z., Wu X., Lan L., Lin F., Su H., Huang J. Adaptive Threshold Adjustment Strategy Based on Fuzzy Logic Control for Ground Energy Storage System in Urban Rail Transit. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, vol. 70, no. 10, pp. 9945-9956. doi: <https://doi.org/10.1109/TVT.2021.3109747>.
27. Alekhyia G.B.S., Shashikanth K., Prasad M.A. Risk assessment of cost overrun using fuzzy logic model. *Materials Today: Proceedings*, 2022, vol. 62, pp. 1803-1810. doi: <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2021.12.415>.
28. Moaveni B., Rashidi Fathabadi F., Molavi A. Fuzzy control system design for wheel slip prevention and tracking of desired speed profile in electric trains. *Asian Journal of Control*, 2022, vol. 24, no. 1, pp. 388-400. doi: <https://doi.org/10.1002/asjc.2472>.
29. Pradhan R.K., Sahu C.K. Single-input Fuzzy PI Controller for Traction Line-Side Converter of High Speed Railway. *2021 12th International Conference on Computing Communication and Networking Technologies (ICCCNT)*, 2021, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICCCNT51525.2021.9579548>.
30. Al-Faris M., Chiverton J., Ndzi D., Ahmed A.I. Vision Based Dynamic Thermal Comfort Control Using Fuzzy Logic and Deep Learning. *Applied Sciences*, 2021, vol. 11, no. 10, art. no. 4626. doi: <https://doi.org/10.3390/app11104626>.
31. Liu Y., Xu J., Shuai Z., Li Y., Peng Y., Liang C., Cui G., Hu S., Zhang M., Xie B. A Novel Harmonic Suppression Traction Transformer with Integrated Filtering Inductors for Railway Systems. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 2, art. no. 473. doi: <https://doi.org/10.3390/en13020473>.
32. Song W., Jiao S., Li Y.W., Wang J., Huang J. High-Frequency Harmonic Resonance Suppression in High-Speed Railway Through Single-Phase Traction Converter With LCL Filter. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2016, vol. 2, no. 3, pp. 347-356. doi: <https://doi.org/10.1109/TTE.2016.2584921>.
33. Gervasio F.A., Bueno E., Mastromauro R.A., Liserre M., Stasi S. Voltage control of microgrid systems based on 3lnpc inverters with LCL-filter in islanding operation. *2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2015, pp. 827-832. doi: <https://doi.org/10.1109/ICRERA.2015.7418527>.

Received 22.09.2023

Accepted 03.11.2023

Published 02.03.2024

M. Aissaoui<sup>1</sup>, PhD Student,  
H. Bouzeria<sup>1</sup>, Doctor, Associate Professor,  
M. Benidir<sup>1</sup>, Professor,  
M.A. Labeled<sup>2</sup>, PhD Student,

<sup>1</sup> LITE Laboratory, Transportation Engineering Department, University of Constantine 1, Algeria,  
e-mail: meryem.aissaoui@umc.edu.dz (Corresponding Author);  
bouzeria.hamza@umc.edu.dz; mohamed.benidir@umc.edu.dz  
<sup>2</sup> LGEC Research Laboratory, Department of Electrical Engineering, University of Constantine 1, Algeria,  
e-mail: mohamedamir.labeled@student.umc.edu.dz

#### How to cite this article:

Aissaoui M., Bouzeria H., Benidir M., Labeled M.A. Harmonics suppression in high-speed railway via single-phase traction converter with an LCL filter using fuzzy logic control strategy. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 16-22. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.03>

A. Chaib Ras, R. Bouzerara, H. Bouzeria

## An adaptive controller for power quality control in high speed railway with electric locomotives with asynchronous traction motors

**Introduction.** Power quality in an electric railway system pertains to the dependability, consistency, and purity of the electrical power provided to different components and systems within the railway infrastructure. Assessing power quality offers considerable opportunities to improve the efficiency of railway systems. **Problem.** Managing the flow of active and reactive power effectively, decreasing harmonic currents, and addressing the negative sequence component are all critical parts of improving power quality for electrified rail systems. As a result, flexible AC transmission systems are the major means of minimizing or decreasing these difficulties. **Purpose.** This study describes a half-bridge reactive power railway power conditioner (HB-RPC) with a novel Ynev balancing transformer. HB-RPC is made up of four switching devices and two DC capacitors and the compensator's stability is determined by the operating voltage of the DC-link. Any variations or imbalances in the DC voltage might cause the compensator to operate in an unstable manner. **Novelty.** Of a novel balanced transformer with HB-RPC in a high-speed railway system with two scenarios. **Methods.** The study utilized MATLAB/Simulink software for simulation purposes. The system integrates a fuzzy logic controller (FLC) and a PI controller to optimize DC voltage, ensuring its constancy and balance, with the objective of improving the overall stability of the system. **Results.** The simulation outcomes illustrate the efficacy of the control approach. Through a comparison of results between scenarios (two and four trains) with the PI-based-HB-RPC and the FLC-based-HB-RPC, the system exhibits enhanced stability for the proposed railway system when employing the FLC-based-HB-RPC, compared to a controller based on PI. **Practical value.** The proposed configuration elucidates its role in enhancing both the dynamic performance of the system and the power quality of the three-phase rail traction chain. References 21, table 6, figures 21.

**Key words:** railway power conditioner, Ynev transformer, fuzzy logic controller, PI controller, asynchronous motor, power quality, electric railway system.

**Вступ.** Якість електроенергії в системі електричних залізниць відноситься до надійності, сталості та чистоти електроенергії, що подається різним компонентам та системам залізничної інфраструктури. Оцінка якості електроенергії відкриває значні можливості підвищення ефективності залізничних систем. **Проблема.** Ефективне керування потоками активної та реактивної потужності, зниження гармонійних струмів та усунення компонента зворотної послідовності – це важливі частини покращення якості електроенергії для електрифікованих залізничних систем. В результаті гнучкі системи передачі змінного струму є основним засобом мінімізації чи зменшення цих труднощів. **Мета.** У цьому дослідженні описується напівмостовий стабілізатор реактивної потужності залізниці (HB-RPC) з новим балансуєчим трансформатором Ynev. HB-RPC складається з чотирьох перемикаючих пристроїв та двох конденсаторів постійного струму, а стабільність компенсатора визначається робочою напругою ланки постійного струму. Будь-які зміни або дисбаланс напруги постійного струму можуть призвести до нестабільної роботи компенсатора. **Новизна.** Стосується нового балансного трансформатора з HB-RPC у системі високовольтних залізниць із двома сценаріями. **Методи.** У дослідженні використовувалося програмне забезпечення MATLAB/Simulink з метою моделювання. Система поєднує контролер нечіткої логіки (FLC) та ПІ-регулятор для оптимізації напруги постійного струму, забезпечення його сталості та балансу з метою покращення загальної стабільності системи. **Результати.** Результати моделювання ілюструють ефективність підходу до управління. За допомогою порівняння результатів сценаріїв (два та чотири поїзди) з HB-RPC на основі ПІ та HB-RPC на основі FLC система демонструє підвищену стабільність для запропонованої залізничної системи при використанні HB на основі FLC-RPC, у порівнянні з контролером з застосуванням ПІ. **Практична цінність.** Запропонована конфігурація пояснює її роль у підвищенні як динамічних характеристик системи, так і якості електроенергії трифазного залізничного тягового кола. Бібл. 21, табл. 6, рис. 21.

**Ключові слова:** залізничний стабілізатор напруги, Ynev трансформатор, контролер нечіткої логіки, ПІ-регулятор, асинхронний двигун, якість електроенергії, електрична залізнична система.

**Introduction.** The configuration and utilization of electrified railways are well-established [1]. With the surge in rail traffic and widespread adoption of modern traction vehicles equipped with sinusoidal current absorption rectifiers, electric transport systems have become substantial single-phase loads for the traction supply system. Additionally, they function as nonlinear loads, consuming reactive power and giving rise to power factor and stability issues. Consequently, electric trains contribute to imperfections in the railway supply, including negative sequence current (NSC), reactive power and harmonics [1].

Enhancing energy efficiency and ensuring high-quality performance have become imperative across various technical domains today. The prevalent power quality issues typically fall into two main categories: voltage irregularities and harmonic distortion [2]. The traction power system can be segmented into four components, namely the upstream power system (three-phase power system), the traction power substation, the

overhead contact line system, and the electric train, as illustrated in Fig. 1 [1].

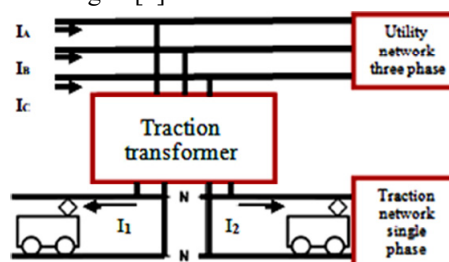


Fig. 1. Synoptic of traction chain system

The high-voltage network faces challenges due to the uncertainty, non-linearity, and asymmetry introduced by traction loads, resulting in the presence of NSC and harmonics. The asymmetry and non-linearity within the traction power supply system contribute to more significant issues for the power grid, including imbalances and harmonic disturbances. The characteristics of locomotives,



utilizing power electronics techniques to adjust speed, make them non-linear loads. In this scenario, these loads act as sources of harmonics while also operating as single-phase loads. This is the reason why the traction system can extract two single-phase electric powers from a three-phase power supply [3, 4], introducing a lot of power quality challenges to the three-phase power system, ultimately impacting the operation of electrical equipment and the network.

Various methods have been used to improve the power quality of three-phase power systems in order to maintain the dependability and balance of electrical railway power systems. This entails reducing the impacts of nonlinear traction loads on three-phase power systems [5] through the use of Flexible AC Transmission Systems (FACTS) [6]. In particular, the use of balance transformers (such as Scott, YNvd, Leblanc, and others) has been a prominent technique to addressing this difficulty [7, 8]. Balancing transformers possess the capability to transform a three-phase system into a two-phase system, thereby reducing NSC on the secondary side under equal load conditions [9].

However, it is important to note that employing balancing transformers alone is insufficient to enhance power quality in the railway traction system. Consequently, the integration of a compensator into the traction system has become essential.

Enhancing the efficiency and rapid control features of these technologies has spurred research into various FACTS devices [10-12]. The selection of specific FACTS devices depends on the intended purpose, leading to their connection in configurations such as shunt, series, series-series and series-shunt [13, 14]. The compensator's overall performance is fundamentally shaped by the configuration of the controller being manipulated.

**The aim of this study** is to implement a control method for the suggested half-bridge reactive power railway power conditioner (HB-RPC) with Ynev. Consequently, a fuzzy logic controller (FLC) with 49 rules based on HB-RPC is developed to govern the outputs of two power switching legs, thereby enhancing the overall performance of the power system. Subsequently, the achieved outcomes are contrasted with those obtained using a PI controller. This comparison aims to elucidate which controller exerts a more significant influence on the dynamic stability of the traction system under different loads. The paper provides a detailed description of the traction power substation, the transformer connections, and the structure of the HB-RPC.

The system operation and the control method for the compensator under Ynev are described. Trains (asynchronous motors) are used as loads to validate the performance of the system. The most important power quality issues in electrified railways have been investigated here. Results and discussion are analyzed and concluded in this study.

**Modeling of proposed system.** For studying the performance of our system, an electrified railway system as illustrated in Fig. 2 is proposed.

**The Ynev transformer principles.** The traction loads operate as single-phase loads within a three-phase system. Consequently, balanced transformers are employed in the power supply system to generate two-phase output from the three-phase system, effectively

addressing power quality issues such as the elimination of zero sequence current and reduction of NSC. In [7, 8], various connection configurations are illustrated, each transformer possessing distinct advantages and disadvantages. The selection of a specific configuration is contingent on three key factors: Transformer Utilization Factor (TUF), Line Utilization Factor (LUF), and the current unbalance ratio  $\varepsilon$ .

$$TUF \equiv SR/ST; \quad (1)$$

$$LUF \equiv SR/SL; \quad (2)$$

$$\varepsilon \equiv \left| \frac{I^-}{I^+} \right|, \quad (3)$$

where  $SR$ ,  $ST$ ,  $SL$  are the maximum utilization capacities for the system, transformer and line, respectively;  $I^-$ ,  $I^+$  are the negative and positive sequence currents.

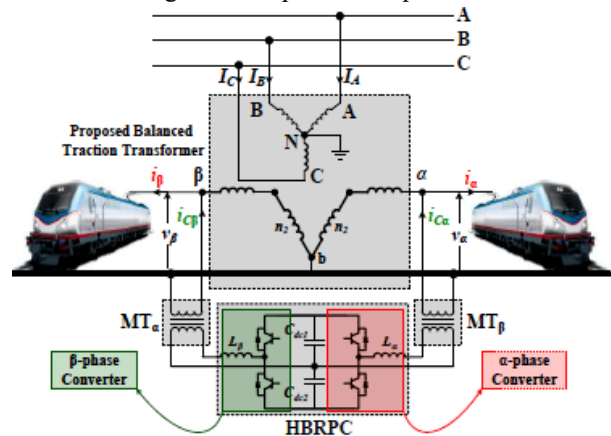


Fig. 2. The proposed electrified railway system

This study involves the transformation of a three-phase system into a single-phase system using a Ynev two-phase balanced transformer (Fig. 3), wherein the primary three-phase winding is interconnected in a star configuration with a grounded neutral point.

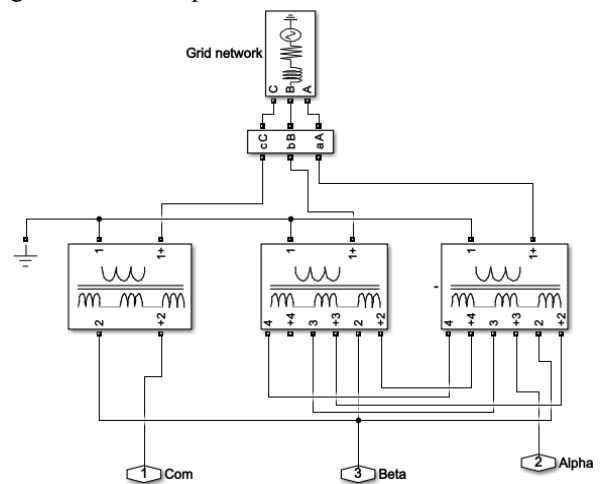


Fig. 3. Ynev transformer wiring diagram

This transformation not only enhances system protection but also involves a secondary winding connected in an open delta configuration [9-15]. The magnitudes of the mathematical voltage expressions on the secondary side are:

$$|v_\alpha| = \sqrt{3}V \left( N_2^2 + N_3^2 + N_2N_3 \right)^{1/3}; \quad (4)$$

$$|v_\beta| = \sqrt{3}V \left( N_2^2 + N_3^2 + N_2N_3 \right)^{1/3}, \quad (5)$$

where  $N_2, N_3$  are the turn ratios associated with the windings of the transformer.

The current relationships can be expressed as:

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} (N_2 + N_3) & -N_3 \\ -N_3 & (N_2 + N_3) \\ -N_2 & -N_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}, \quad (6)$$

where  $I_A, I_B, I_C$  are the primary side's phase currents;  $I_\alpha, I_\beta$  are the secondary side's two-phase currents.

The components of three-phase currents zero sequence  $I^0$ , positive sequence  $I^+$ , and negative sequence  $I^-$  currents are:

$$\begin{bmatrix} I^0 \\ I^+ \\ I^- \end{bmatrix} \equiv \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 \\ N_2(1-\alpha^2) + N_3(1-\alpha) & N_2(\alpha-\alpha^2) + N_3(\alpha-1) \\ N_2(1-\alpha) + N_3(1-\alpha^2) & N_2(\alpha^2-\alpha) + N_3(\alpha^2-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}. \quad (7)$$

**Load model.** In this paper, we model an electric locomotive train, illustrated in Fig. 4, each asynchronous motor driven by two inverters controlled through pulse width modulation. The system incorporates static power converters to transform the physical characteristics, specifically voltage, prior to reaching the traction motor.

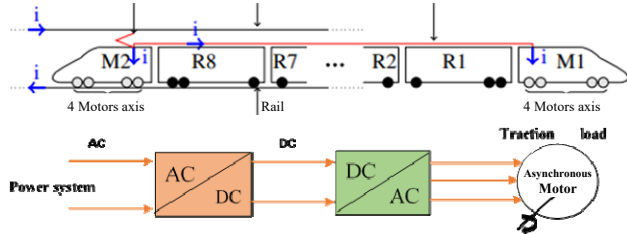


Fig. 4. High speed train's traction circuit schematic diagram

**HB-RPC configuration.** HB-RPC is one of the FACTS devices that have been specifically designed for railway traction power supply [11]. As illustrated in Fig. 5, HB-RPC is made up of four switching devices and two DC capacitors, which reduces the number of switches compared to a normal railway power conditioner (RPC). As a result, this structure is employed to lower the cost and complexity of the control. It is utilized to manage active and reactive power flow, as well as harmonics suppression.

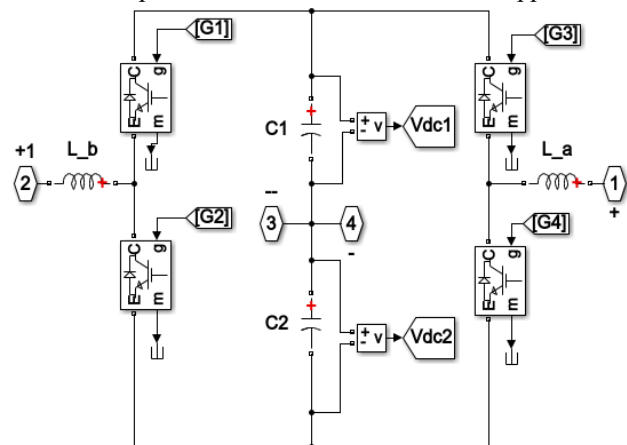


Fig. 5. HB-RPC topology proposed in MATLAB

The Ynev transformer's secondary side is linked to the half-bridge converters through a pair of step-down transformers and inductors. This setup is designed to mitigate the transmission of harmonics and reactive power through the transformer. In this arrangement, each

side of the traction power substation accommodates two electric trains (in the 1st case) and four trains (in the 2nd case), with  $i_\alpha$  and  $i_\beta$  representing the currents of sections  $\alpha$  and  $\beta$ , and denoting the compensating currents.

To address symmetrical and sinusoidal waveforms in the secondary side currents ( $i_\alpha, i_\beta$ ), the HB-RPC introduces compensatory currents ( $i_{c\alpha}, i_{c\beta}$ ) into the system through interface inductances ( $L_\alpha, L_\beta$ ) and step-down transformers.

The load currents can be written as [9-16]:

$$\begin{cases} I_{L\alpha}(t) \equiv \sqrt{2}I_{LP\alpha} \cos(\omega t + \theta_1) + \sum_{h=2} \sqrt{2}I_{h\alpha} \cos(\omega t + \theta_{h\alpha}); \\ I_{L\beta}(t) \equiv -\sqrt{2}I_{LP\beta} \cos(\omega t + \theta_2) + \sum_{h=2} \sqrt{2}I_{h\beta} \cos(\omega t + \theta_{h\beta}), \end{cases} \quad (8)$$

where  $I_{h\alpha}, I_{h\beta}$  are the  $h^{\text{th}}$  order harmonic currents of the  $\alpha$  and  $\beta$  phases, respectively;  $\theta_{h\alpha}, \theta_{h\beta}$  are the phases degree of  $h^{\text{th}}$  order harmonic currents of the  $\alpha$  and  $\beta$  phases;  $\theta_1, \theta_2$  are the phase difference between  $\alpha$  and  $\beta$  phases;  $I_{LP\alpha}, I_{LP\beta}$  are the active components.

The compensation currents ( $I_{c\alpha}, I_{c\beta}$ ) for the two half-bridge converters can be expressed as:

$$\begin{cases} I_{c\alpha} = I_\alpha(t) - I_{ref\alpha}(t); \\ I_{c\beta} = I_\beta(t) - I_{ref\beta}(t), \end{cases} \quad (9)$$

where  $I_\alpha, I_\beta$  are the secondary side currents;  $I_{ref\alpha}, I_{ref\beta}$  are the reference currents.

The connection between the compensation currents and the reference currents can be established as:

$$\begin{cases} I_{ref\alpha}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{mp} \cos \omega t; \\ I_{ref\beta}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{mp} \left( \cos \omega t - \frac{2\pi}{3} \right), \end{cases} \quad (10)$$

where  $I_{mp}$  is the DC component:

$$I_{mp} = \frac{1}{2} I_{LP\alpha} + I_{LP\beta}, \quad (11)$$

where  $I_{LP\alpha}, I_{LP\beta}$  are the active components of two loads currents of traction power arms.

### Operation and control method of the system.

**A. Operation of the HB-RPC** involves the dynamic exchange of power between sides, achieving the transfer and equilibrium of active power, and compensating reactive power to meet the load requirements. This is accomplished by charging or discharging capacitors  $C1, C2$  as illustrated in Fig. 6, 7, representing the primary goal of the HB-RPC [16-18]. The operations modes of HB-RPC are next:

- when the supply current  $i > 0$ : the charging mode of the DC-link capacitor, diode  $D1$  is conducted and the discharging mode of the DC-link capacitor, power switch  $S2$  is conducted (Fig. 6);
- when the supply current  $i < 0$ :  $S1$  is conducted, the capacitor  $C1$  is discharging, and  $|i|$  starts to increase, when  $D2$  is conducted, the capacitor  $C2$  is charging, and  $|i|$  starts to decrease (Fig. 7).

**B. DC-link voltage control.** The utilization of two capacitors gives rise to a voltage balance issue. To address this and attain dynamic energy equilibrium, two FLC and PI controllers are suggested. These controllers generate the reference current signals for phases  $A, B, C$  along with a compensator to maintain the DC-link voltage stability and minimize power losses.

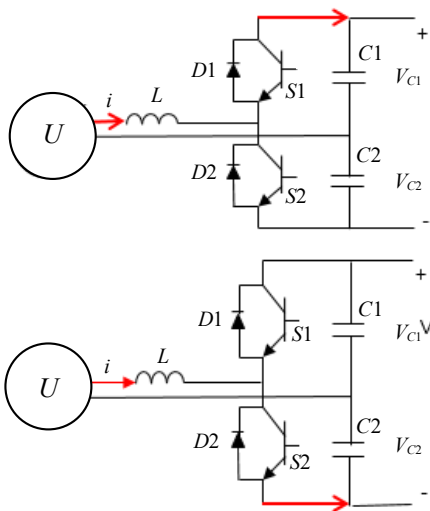


Fig. 6. Charging (above) and discharging (below) mode of HB-RPC for the supply current  $i > 0$

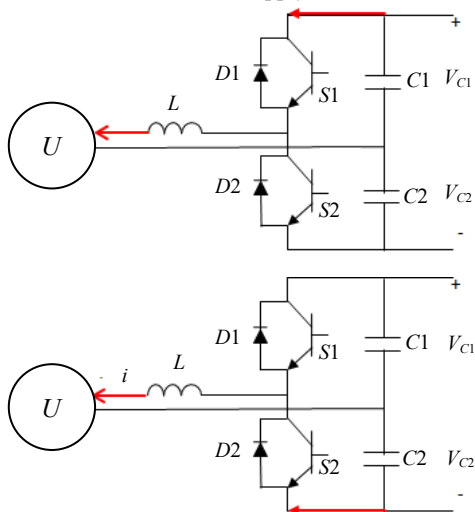


Fig. 7. Charging (above) and discharging (below) mode of HB-RPC for the supply current  $i < 0$

**Approach utilizing a FLC.** It is a mathematical framework designed to assess analog input values in the context of logical variables with continuous values ranging from 0 to 1 [14-19]. FLCs are particularly well-suited for addressing uncertain control problems. The FLC is structured into 3 components: fuzzification, fuzzy inference, and defuzzification (Fig. 8) [20, 21].

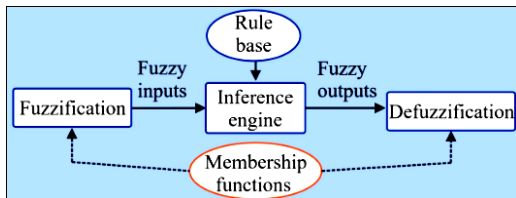


Fig. 8. Architecture of FLC

Fuzzification is the process of transforming crisp inputs values into language values represented by membership functions. FLC's inputs are designated as the error ( $e$ ) in DC-link voltage and derivate error ( $de$ ) at simple times  $t$  [15]:

$$\begin{cases} e(t) = V_{dc_{ref}}(t) - V_{dc}(t); \\ de(t) = e(t) - e(t-1). \end{cases} \quad (12)$$

Common types of input membership functions include triangular, trapezoidal, or exponential shapes.

In our study, we used triangle membership (Fig. 9). Seven linguistic variables for both inputs and output were selected as results there are 49 rules for FLC.

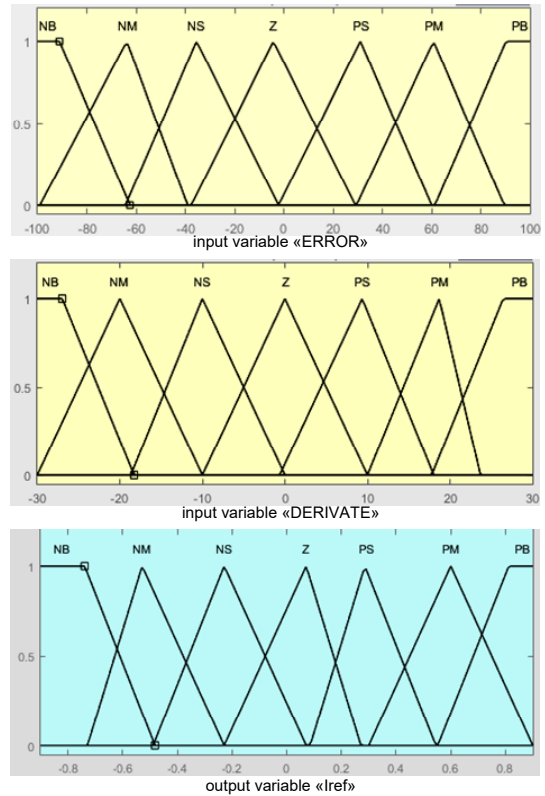


Fig. 9. Membership functions of fuzzy system

The inference engine plays a crucial role in fuzzy logic operations by linking membership functions with fuzzy rules to produce a fuzzy output. Memdani method is employed to execute this process. On the other hand, defuzzification is the opposite of fuzzification, involving the conversion of fuzzy quantities into precise values. In our case, the center of gravity is employed to calculate the output of the FLC, specifically the reference current as outlined in Table 1.

Table 1  
Rule base of FLC

de/e	NB	NM	NS	Z	PS	NM	PB
NB	NB	NB	NB	NM	NM	NS	Z
NM	NB	NB	NM	NM	NS	Z	PS
NS	NB	NM	NM	NS	Z	PS	PM
Z	NM	NM	NS	Z	PS	PM	PM
PS	NM	NS	Z	PS	PM	PM	PB
PM	NS	Z	PS	PM	PM	PB	PB
PB	Z	PS	PM	PM	PB	PB	PB

Figure 9 illustrates the membership functions of the input and output variables in the fuzzy system, while Fig. 10 displays the surface of fuzzy rules.

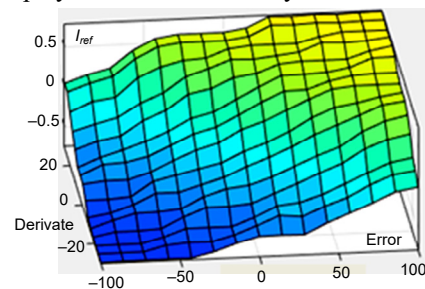


Fig. 10. Fuzzy rules surface



The configuration block of the compensator control system for HB-PRC is shown in Fig. 11.

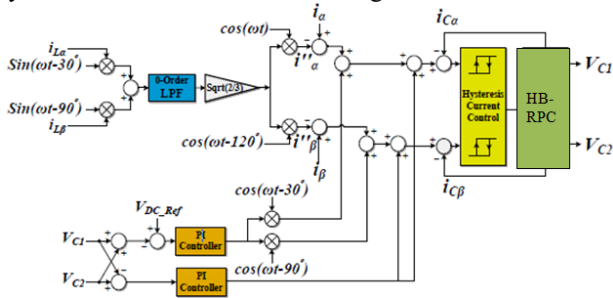


Fig. 11. HB-PRC control system with FLC

**PI controller approach.** The PI controller's efficiency in limiting steady-state error, as well as its ease of implementation, are the grounds for its extensive application. Figure 12 shows the PI controller principle and the configuration block of the compensator control system for HB-PRC.

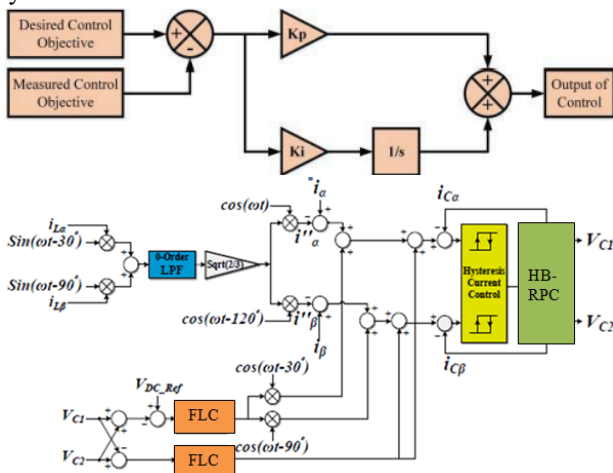


Fig. 12. HB-PRC control system with PI

**Results and discussion.** The aforementioned test system was created in MATLAB/Simulink. This section is further divided into two scenarios:

- case (1) has HB-RPC in high-speed railway system with 2 trains;
- case (2) has the HB-RPC with 4 trains.

A comparison of the DC-link voltages and simulation results for scenario (1) and (2) is performed, taking into account both scenarios with and without a compensator and controller. The simulations were utilized to verify the effectiveness of the proposed compensator and control method, as well as to evaluate the new transformer's ability to alleviate NSC.

A standard electrical traction system was selected to facilitate an authentic comparative case study between FLC and PI controllers with two scenarios with varying load conditions are examined to analyze the influence of the proposed topology. The assumed values for the public electrical grid voltage are 230 kV, and its secondary side provides a 27.5 kV supply to the traction loads. In the analysis of our electric railway system, electric locomotives are modeled as asynchronous motors, which representing nonlinear loads and providing a suitable basis for result evaluation.

The compensator is linked in parallel with the three-phase power system. The specific parameters of the chosen traction system are outlined in Table 2.

Table 2

Simulation parameters

Transformer (class TPS) ratio	230 kV / 27.5 kV
Ynev transformer ratio	27.5 / 1
Interface inductance, mH	4
DC-link capacitors, mF	40
Nominal power, MW	10
Voltage of DC capacitor $V_{dc\_ref}$ , V	2000

The controller is used to correct the error between the reference value of the DC-link voltage  $V_{dc\_ref}$  and the instantaneous actual value  $V_{dc}$ . The HB-RPC's controller should issue instructions for the compensation currents and symmetrical currents on the three-phase electrical grid side without the NSC and to transfer active and reactive energy from one segment to another.

The DC-link voltage is displayed in Fig. 13, at  $t = 0.5$  s, the HB-RPC is activated the  $V_{dc}$  voltage following to the reference signal  $V_{dc\_ref}$ . It is clearly observed that the DC-link voltage stable and regulated (reducing the voltage fluctuation) better with the FLC compared to the PI. Fuzzy control demonstrates robustness by efficiently managing variables with distinct fuzzy logic and facilitating the enhancement of fuzzy rules. The utilization of fuzzy control for refining compensation contributes to improved performance in achieving better compensation outcomes.

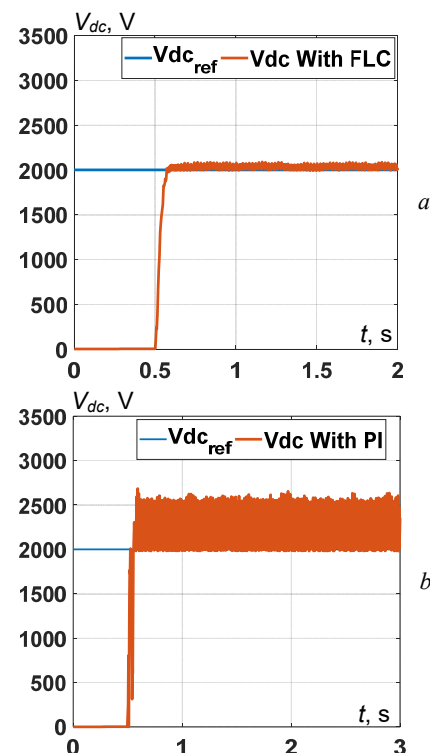


Fig. 13. DC-link voltage with FLC (a) and with PI (b)

**Case I with two trains.** The currents of the primary side and the secondary side are shown in Fig. 14;  $I_A$ ,  $I_B$  and  $I_C$  are unbalanced and unequal, when the compensator turned off, which contain NSC but after the HB-RPC is turned on at 0.5 s, the currents are more stable (balanced, equal, phase difference 120°). It is clear appeared that the time response of the compensator with the FLC is less than the PI.

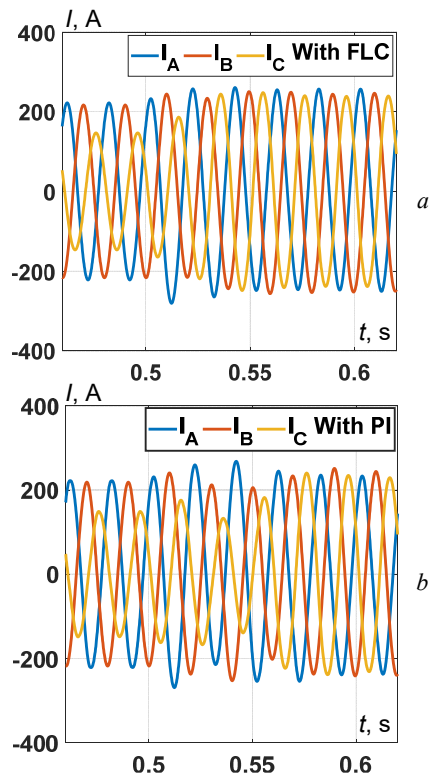


Fig. 14. Three-phase currents before and after compensation with FLC (a) and with PI (b) for Case I

In Fig. 15, as we can see the secondary current of the transformer  $I_\alpha$ ,  $I_\beta$  are balanced even before turned on the HB-RPC, which confirms the transformer's ability to reduce the imbalance.

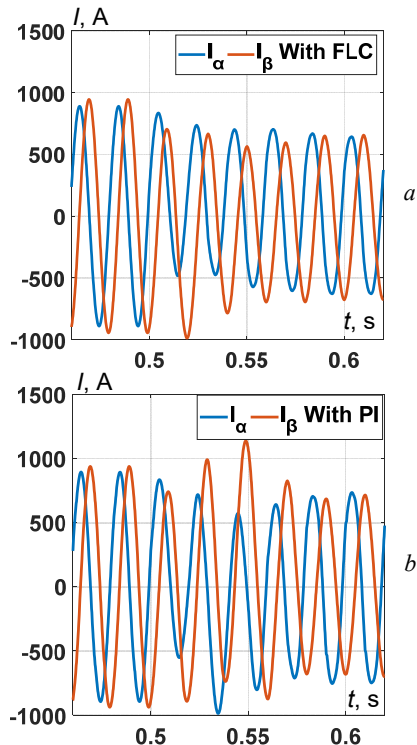


Fig. 15. The secondary side current of the traction transformer with FLC (a) and with PI (b) for Case I

Figure 16 presents the compensation current  $I_{C\alpha}$ ,  $I_{C\beta}$ . After 0.5 s the present current is sinusoidal which shows that it includes most effective active current without harmonics, which can induced balanced three-phase currents on the power grid.

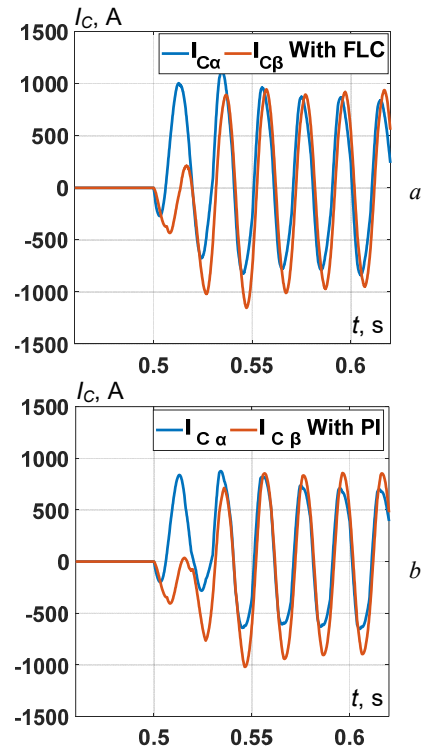


Fig. 16. Compensation current with FLC (a) and with PI (b) for Case I

According to Fig. 17, which shows the NSC which is reduced to almost zero and explain the symmetrical three-phase current. We called the relationship between the NSC and PSC the current unbalance ratio. Table 3 represents the ratio index before and after the HB-RPC start working.

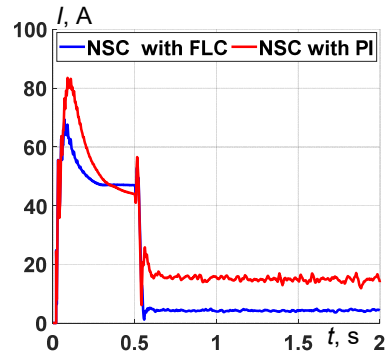


Fig. 17. Negative sequence currents with FLC and PI for Case I

Table 3  
NSC ratio in the public electrical grid current with PI and FLC

HB-RPC integrate	Before	After
Time, s	0 – 0.4	0.5 – 2
PI, %	25	2.08
FLC, %		1.17

Table 4 shows the FFT analysis results before and after the compensation of the currents at the phases A, B and C; it is observed that the performance of the HB-RPC and Ynev transformer with the FLC is superior to the PI controller for harmonic elimination.

Table 4

THD compensation results

Cases 2 trains	$I_A$	$I_B$	$I_C$
Without compensation, %	7.88	8.94	13.68
Compensation / FLC, %	1.18	0.92	1.51
Compensation / PI, %	3.16	1.69	2.74

**Case II with four trains.** The loading situation, which was created by delivering a step load to the system, was simulated in order to stress the system with a high-power variation for a stability test.

Figures 18, 19 illustrate the simulation outcomes corresponding to case II. In this scenario, the absence of a compensator (no HB-RPC) interval is associated with elevated levels of nonlinear signal components and harmonics, necessitating compensation.

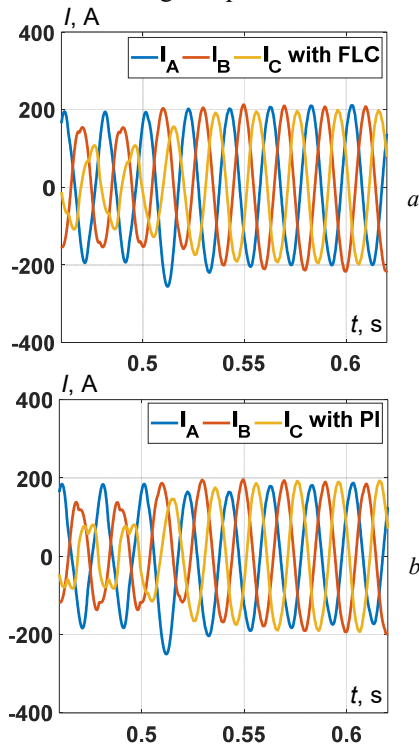


Fig. 18. Three-phase currents before and after compensation with FLC (a) and with PI (b) for Case II

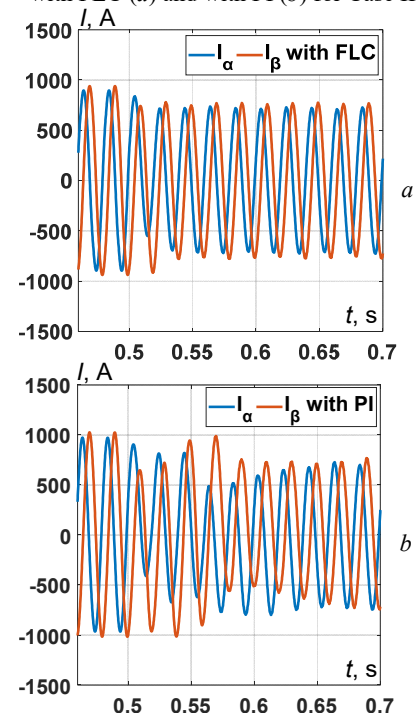


Fig. 19. Two-phase currents before and after compensation with FLC (a) and with PI (b) for Case II

Figures 18, 19 illustrate the three-phase and two-phase current waveform under HB-RPC-based FLC and PI control

in response to variations in traction load. The three-phase side currents maintain stability amid changes in traction load.

Figure 20 shows the compensatory currents of the converter in FLC/HB-RPC and PI/HB-RPC, respectively. Following  $t = 0.5$  s, the HB-RPC is activated. As depicted in Fig. 20, all power quality indices show enhancement and comply with the specifications outlined in the IEEE 1159 Standard. Therefore, drawing from the findings of the two cases, the suggested system has effectively mitigated grid-side nonlinear signal component, and current THDs.

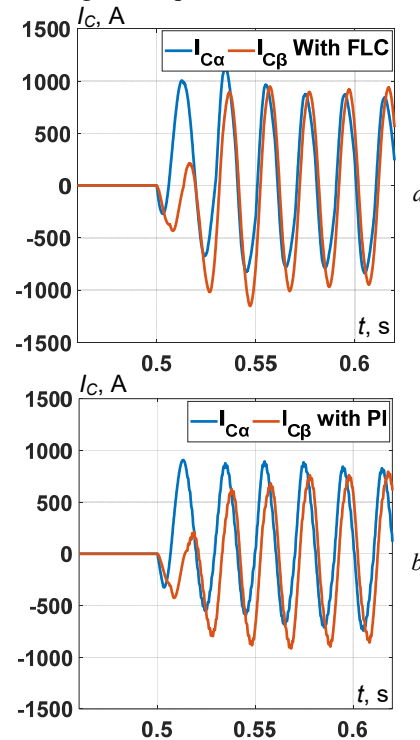


Fig. 20. Compensation current with FLC (a) and with PI (b) for Case II

NSC values for the FLC/HB-RPC are significantly lower compared to those of the PI/HB-RPC as illustrated in Fig. 21 and Table 5.

Table 6 displays the results of FFT analysis conducted both before and after current compensation for phases A, B, C. The data indicates that the HB-RPC and Ynev transformer, in conjunction with the FLC, outperform the PI controller in terms of harmonic elimination.

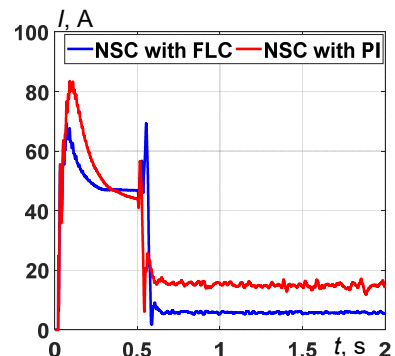


Fig. 21. Negative sequence currents with FLC and PI for Case II

Table 5  
NSC ratio in the public electrical grid current with PI and FLC

HB-RPC integrate	Before	After
Time, s	0 – 0.4	0.5 – 2
PI, %	47.4	2.1
FLC, %		1.2



Table 6  
THD compensation results

Cases 4 trains	$I_A$	$I_B$	$I_C$
Without compensation, %	25.37	16.05	39.55
Compensation / FLC, %	2.21	1.12	2.81
Compensation / PI, %	5.42	1.88	3.89

**Conclusions.** Addressing power quality issues in the traction power supply system of a high-speed railway equipped with Ynev wiring transformer. Ynev transformer is characterized by the capability to provide symmetrical two-phase current for traction loads and balanced three-phase current in railway system.

This study introduces a novel power quality control approach centered around half-bridge reactive power railway power conditioner (HB-RPC). The paper initially examines the mathematical model and control strategy of HB-RPC to improve the power quality in high-speed railway system. The use of adaptive fuzzy logic control is demonstrated to offer enhanced stability compared to PI control.

Through an analysis of two traction load scenarios, it is determined that HB-RPC, under adaptive fuzzy logic control, exhibits superior stability. Beyond improved stability, the response times are faster when compared to PI control, both during HB-RPC activation and changes in traction load. The use of fuzzy logic control ensures a combination of swift response and stability, thereby guaranteeing the reliable and efficient operation of HB-RPC. Both scenarios demonstrate that proposed system has superior stability and dynamic performance.

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

#### REFERENCES

- Bharule S., Kidokoro T., Seta F. Evolution of High-Speed Rail and its Development Effects: Stylized Facts and Review of Relationships. *ADB Working Paper Series*, 2019, no. 1040, 28 p. doi: <https://doi.org/10.2139/ssrn.3554834>.
- Brenna M., Kaleybar H.J., Foadelli F., Zaninelli D. Modern Power Quality Improvement Devices Applied to Electric Railway Systems. *2022 20th International Conference on Harmonics & Quality of Power (ICHQP)*, 2022, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICHQP53011.2022.9808635>.
- Zare M., Varjani A.Y., Mohammad Dehghan S., Kavehei S. Power Quality Compensation and Power Flow Control in AC Railway Traction Power Systems. *2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2019, pp. 426-432. doi: <https://doi.org/10.1109/PEDSTC.2019.8697653>.
- Wu S., Wu M., Wang Y. A Novel Co-Phase Power-Supply System Based on Modular Multilevel Converter for High-Speed Railway AT Traction Power-Supply System. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 1, art. no. 253. doi: <https://doi.org/10.3390/en14010253>.
- Barros L., Tanta M., Martins A., Afonso J., Pinto J. Evaluation of Static Synchronous Compensator and Rail Power Conditioner in Electrified Railway Systems Using V/V and Scott Power Transformers. *EAI Endorsed Transactions on Energy Web*, 2021, vol. 8, no. 34, art. no. 169164. doi: <https://doi.org/10.4108/eai.29-3-2021.169164>.
- Tanta M., Pinto J.G., Monteiro V., Martins A.P., Carvalho A.S., Afonso J.L. Topologies and Operation Modes of Rail Power Conditioners in AC Traction Grids: Review and Comprehensive Comparison. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 9, art. no. 2151. doi: <https://doi.org/10.3390/en13092151>.
- Kryukov A., Cherepanov A., Avdienko I. Simulation of traction electricity supply systems equipped with unbalance-to-balance transformers. *AIP Conference Proceedings*, 2023, vol. 2700, no. 1, art. no. 040009. doi: <https://doi.org/10.1063/5.0124856>.
- Boonlert T., Hongesombut K. Comparison of Voltage Distortion Impacts from High-Speed Railway Systems Connected to Electrical Grid Under Different Special Transformers. *2018 International*

*How to cite this article:*

Chaib Ras A., Bouzerara R., Bouzeria H. An adaptive controller for power quality control in high speed railway with electric locomotives with asynchronous traction motors. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 23-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.04>

*Electrical Engineering Congress (IEECON)*, 2018, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/IEECON.2018.8712124>.

- Roudsari H.M., Jalilian A., Jamali S. Half-Bridge Power Quality Conditioner for Railway Traction Distribution System Based on a New Balancing Transformer. *2018 Electrical Power Distribution Conference (EPDC)*, 2018, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/EPDC.2018.8536270>.
- Reddy C.V.K., Das G.T.R., Krishna Veni K. Analysis of AC Transmission System Using Fuzzy Logic Controller for Damping of Low Frequency Oscillations with Interline Power Flow Controller. *International Journal of Applied Engineering Research*, 2019, vol. 14, no. 9, pp. 2148-2155.
- Lao K.W., Wong M.C., Santoso S. Recent Advances of FACTS Devices for Power Quality Compensation in Railway Traction Power Supply. *2018 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D)*, 2018, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/TDC.2018.8440270>.
- Afonso J.L., Tanta M., Pinto J.G.O., Monteiro L.F.C., Machado L., Sousa T.J.C., Monteiro V. A Review on Power Electronics Technologies for Power Quality Improvement. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 24, art. no. 8585. doi: <https://doi.org/10.3390/en14248585>.
- Mohamed S.A. Enhancement of power quality for load compensation using three different FACTS devices based on optimized technique. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2020, vol. 30, no. 3, art. no. e12196. doi: <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12196>.
- Tasiu I.A., Liu Z., Wu S., Yu W., Al-Barashi M., Ojo J.O. Review of Recent Control Strategies for the Traction Converters in High-Speed Train. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2022, vol. 8, no. 2, pp. 2311-2333. doi: <https://doi.org/10.1109/TTE.2022.3140470>.
- Sujatha M.S., Sreelakshmi S., Parimalasundar E., Suresh K. Mitigation of harmonics for five level multilevel inverter with fuzzy logic controller. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 52-56. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.08>.
- Chaib Ras A., Bouzerara R., Bouzeria H., Aissaoui M., Mammeri I. An Efficient Strategy for Power Quality Conditioner with Half-Bridge for High-Speed Railway. *Lecture Notes in Networks and Systems*, 2021, vol. 174, pp. 894-901. doi: [https://doi.org/10.1007/978-3-030-63846-7\\_87](https://doi.org/10.1007/978-3-030-63846-7_87).
- Cui G., Luo L., Liang C., Hu S., Li Y., Cao Y., Xie B., Xu J., Zhang Z., Liu Y., Wang T. Supercapacitor Integrated Railway Static Power Conditioner for Regenerative Braking Energy Recycling and Power Quality Improvement of High-Speed Railway System. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2019, vol. 5, no. 3, pp. 702-714. doi: <https://doi.org/10.1109/TTE.2019.2936686>.
- Zhao S., Huang X., Fang Y., Zhang H. DC-Link-Fluctuation-Resistant Predictive Torque Control for Railway Traction Permanent Magnet Synchronous Motor in the Six-Step Operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 35, no. 10, pp. 10982-10993. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2975497>.
- Dai X. Negative Sequence Compensation Method for High-Speed Railway With Integrated Photovoltaic Generation System. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 2022, vol. 7, no. 2, pp. 130-138. doi: <https://doi.org/10.24295/CPSSPEA.2022.00012>.
- Ikhe A., Pahariya Y. Voltage regulation using three phase electric spring by fuzzy logic controller. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 14-18. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.02>.
- Gopal Reddy S., Ganapathy S., Manikandan M. Power quality improvement in distribution system based on dynamic voltage restorer using PI tuned fuzzy logic controller. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 1, pp. 44-50. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.1.06>.

Received 11.08.2023

Accepted 13.11.2023

Published 02.03.2024

A. Chaib Ras<sup>1</sup>, PhD,  
R. Bouzerara<sup>1</sup>, Professor,  
H. Bouzeria<sup>1</sup>, Doctor, Associate Professor,

<sup>1</sup>Transportation Engineering Department,  
University of Constantine 1,  
Route d'Ain ElBey, 25000, Constantine, Algeria,  
e-mail: amira.chaibras@student.umc.edu.dz (Corresponding Author);  
bouzerara.ramdane@umc.edu.dz; bouzeria.hamza@umc.edu.dz

## Method for design of two-level system of active shielding of power frequency magnetic field based on a quasi-static model

**Aim.** Development of method for design a two-level active shielding system for an industrial frequency magnetic field based on a quasi-static model of a magnetic field generated by power line wires and compensating windings of an active shielding system, including coarse open and precise closed control. **Methodology.** At the first level rough control of the magnetic field in open-loop form is carried out based on a quasi-static model of a magnetic field generated by power line wires and compensating windings of an active shielding system. This design calculated based on the finite element calculations system COMSOL Multiphysics. At the second level, a stabilizing accurate control of the magnetic field is implemented in the form of a dynamic closed system containing, in addition plant, also power amplifiers and measuring devices of the system. This design calculated based on the calculations system MATLAB. **Results.** The results of theoretical and experimental studies of optimal two-level active shielding system of magnetic field in residential building from power transmission line with a «Barrel» type arrangement of wires by means of active canceling with single compensating winding are presented. **Originality.** For the first time, the method for design a two-level active shielding system for an power frequency magnetic field based on a quasi-static model of a magnetic field generated by power line wires and compensating windings of an active shielding system, including coarse open and precise closed control is developed. **Practical value.** It is shown the possibility to reduce the level of magnetic field induction in residential building from power transmission line with a «Barrel» type arrangement of wires by means of active canceling with single compensating winding with initial induction of  $3.5 \mu\text{T}$  to a safe level for the population adopted in Europe with an induction of  $0.5 \mu\text{T}$ . References 53, figures 9.

**Key words:** overhead power line, magnetic field, quasi-static model, system of active shielding, computer simulation, experimental research.

**Мета.** Розробка методу проектування дворівневої системи активного екранування для магнітного поля промислової частоти на основі квазістатичної моделі магнітного поля, яке створюється проводами лінії електропередач і компенсаційними обмотками системи активного екранування, включаючи грубе розімкнуте і точне замкнуте управління. **Методологія.** На першому рівні програмне керування магнітним полем в розімкнутій формі здійснюється на основі квазістатичної моделі магнітного поля, яке створюється проводами лінії електропередач і компенсаційними обмотками системи активного екранування. Це проектування виконується на основі розрахункової системи скінчених елементів COMSOL Multiphysics. На другому рівні реалізовано стабілізуюче управління магнітним полем в формі динамічної замкнутої системи, що містить, крім об'єкту управління, також підсилювачі потужності та вимірювальні пристрої. Це проектування виконується в розрахунковій системі MATLAB. **Результати.** Наведено результати теоретичних та експериментальних досліджень оптимальної дворівневої системи активного екранування магнітного поля з однією компенсуючою обмоткою для житлового будинку від дії магнітного поля лінії електропередачі з розташуванням проводів типу «бочка». **Оригінальність.** Вперше запропоновано метод проектування дворівневої системи активного екранування магнітного поля промислової частоти на основі квазістатичної моделі магнітного поля, яке створюється проводами лінії електропередач і компенсаційними обмотками системи активного екранування, в вигляді грубого розімкненого і точного закритої управління. **Практична цінність.** Показано можливість зниження рівня індукції магнітного поля в житловому будинку від магнітного поля лінії електропередач з розташуванням проводів типу «бочка» за допомогою однієї компенсуючої обмотки, з початкової індукції в  $3,5 \text{ мкТл}$  до безпечного рівня для населення, який прийнятий в Європі, з індукцією в  $0,5 \text{ мкТл}$ . Бібл. 53, рис. 9.

**Ключові слова:** повітряна лінія електропередачі, магнітне поле, квазістатична модель, система активного екранування, комп'ютерне моделювання, експериментальні дослідження.

**Introduction.** The constantly accelerating technological progress in energy and communications means that our environment is becoming more and more saturated with electromagnetic waves of various spectra, which can threaten human health. The main cause for concern is the possibility that chronic exposure to low-level non-ionizing radiation can lead to long-term effects such as cancer or degenerative diseases of the immune and nervous systems [1-3].

Therefore in recent years, the terms «electromagnetic ecology», «electromagnetic pollution of the environment» have become firmly established in the topics of scientific publications, scientific conferences, and public hearings and in the controversy of social networks. These terms reflect the awareness of the fact that such presence poses a threat to human health. Such risks of prolonged exposure to an electromagnetic field on the human body are assessed by the World Health Organization and the International Agency for Research on Cancer [1-3].

The most negative impact on the residential environment is provided by overhead power lines that cover

large residential and populated areas. They are densely distributed in the modern environment of long-term human stay in residential, industrial and public buildings and in the residential area. Overhead power lines generate industrial frequency magnetic field (MF) inside residential buildings located near power lines, the level of which is often 3-5 times higher than the norms for safe living in the level of the magnetic field adopted in Europe [4-6].

Prolonged exposure of the population to even weak levels of the industrial frequency magnetic field leads to an increased level of cancer in the population living in residential buildings near power lines. The creation of methods and means of normalizing the level of the electromagnetic field in existing residential areas near power lines without evicting the population or decommissioning existing electrical networks determines the economic significance of such studies. Therefore, all over the world, methods are being intensively developed to reduce the level of the magnetic field in existing residential buildings located near power lines to a safe level for the population to live in it [7-23].

The magnetic field active shielding system is an automatic control system, with the help of which a compensating magnetic field is automatically formed, directed against the original magnetic field, which needs to be compensated [24-28]. All fundamental results of the theory of automatic control systems are obtained on the basis of mathematical models of controlled processes in the form of systems of ordinary differential equations [29-33]. Analysis and synthesis of control systems for objects, given in the form of systems of differential equations, is a purely mathematical problem based on the structure of solving differential equations in an analytical form, or on numerical integration methods [34-38].

The cornerstone of the theory of automatic control is to obtain the time dependences of the parameters that determine the state of the control object. In the most general case, mathematical models of control objects can consist of a composition of subsystems of ordinary differential equations and partial differential equations [39-43].

Mathematical modeling of an electromagnetic field reduced to solving a boundary value problem for the system of Maxwell's equations [6]. Maxwell's equations are a system of partial differential equations. When modeling the electromagnetic field of power frequency, a quasi-stationary magnetic field is used, which at each moment of time is completely determined by the distribution of electric currents at the same moment of time and can be found from this distribution in the same way as it is done in magnetostatics.

The task of synthesizing a magnetic field control system is usually complicated by significant uncertainties in the mathematical model of the control object [34-37]. Due to objective circumstances, such as the inaccuracy of the first level model, unmeasured external and internal disturbances, the actual values of the output coordinates will differ from the calculated ones [44-47]. In this regard, we will consider design of two-level magnetic field control system.

At the first level, rough control of the magnetic field is carried out on the basis of a mathematical model of the first approximation. At the second level, a stabilizing accurate of the magnetic field is implemented, which aims to eliminate errors in the output coordinates due to the inaccuracy of the mathematical model of the first level.

In this regard, we will consider a two-level system of active shielding of the industrial frequency magnetic field based on a quasi-static model of the industrial frequency magnetic field generated by power line wires and compensating windings of the active shielding system.

**The aim of the work** is to develop a method for design a two-level active shielding system for an power frequency magnetic field based on a quasi-static model of a magnetic field generated by power line wires and compensating windings of an active shielding system, and including rough open-loop and accurate closed-loop control.

**Quasi-static model of a magnetic field.** Mathematical modeling of an electromagnetic field in general terms can be reduced to solving a boundary value problem for Maxwell partial differential equations system [6]

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{j} + \partial_t \mathbf{D} + \mathbf{j}_{ex}; \quad (1)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\partial_t \mathbf{B}, \quad (2)$$

where  $\mathbf{E}$  is the electric field strength,  $\mathbf{H}$  is the magnetic field strength,  $\mathbf{D}$  and  $\mathbf{B}$  are the electric and magnetic induction vectors,  $\mathbf{j}$  – conduction current density,  $\mathbf{j}_{ex}$  – density of extraneous currents created by sources outside the area under consideration.

The first equation expresses the generalized Ampere law, which states that the total current density is a vortex of magnetic field strength. The second equation contains a differential formulation of Faraday law that the change in time of magnetic induction generates a vortex electric field.

In particular, the magnetic field induction in the immediate vicinity of the wires depends on two spatial variables and changes harmoniously with time and therefore satisfies the second-order elliptic equation

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial y} \right) - (\mathbf{j} \omega \sigma - \omega^2 \varepsilon) \mathbf{B} = 0, \quad (3)$$

where  $\mu$  – relative magnetic permeability,  $\omega$  – circular frequency of the electromagnetic field,  $\sigma$  – electrical conductivity,  $\varepsilon$  – relative dielectric constant.

An intermediate position between a constant field and a rapidly changing field is occupied by the so-called quasi-stationary field, which is of particular importance in technical applications. A quasi-stationary field is such an electromagnetic field, in the study of which displacement currents can be neglected in comparison with conduction currents. Maxwell equations for a quasi-stationary field are

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{j} + \mathbf{j}_{ex}; \quad (4)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\partial_t \mathbf{B}. \quad (5)$$

It follows from the first equation of this approximation that the quasi-stationary magnetic field at each given moment of time is completely determined by the distribution of electric currents at the same moment of time and can be found from this distribution in exactly the same way as it is done in magnetostatics.

To assess the impact of the magnetic field of power lines on the environment, most calculations were performed [33-41] based on the Biot-Savart-Laplace's law for elementary current

$$d\mathbf{H}(t) = \frac{I(t)}{4\pi R^3} (d\mathbf{l} \times \mathbf{R}), \quad (6)$$

where the vector  $\mathbf{R}$  is directed from an elementary segment  $d\mathbf{l}$  with a total current  $I(t)$  to the observation point  $P(x, y, z)$ . Then the total field strength vector is equal to:

$$\mathbf{H}(P, t) = \frac{I(t)}{4\pi} \int_L \frac{(d\mathbf{l} \times \mathbf{R})}{R^3}. \quad (7)$$

This formula is widely used to calculate the magnetic field of air power transmission lines instead of Maxwell equations system.

Thus, the dependence of the magnitude of the MF intensity on the current is static and is described by (7).

In conclusion, we give one more form of writing a quasi-stationary model of an electromagnetic field those changes in time according to a sinusoidal law. The basic equations and methods for their solution can be significantly simplified by excluding from consideration one of the independent variables – time [6]. When analyzing such fields, a symbolic method is used and harmonically changing quantities are written in complex form



$$I(x, t) = A(x)e^{j\omega t}, \quad (8)$$

where  $A(x)$  is the field amplitude.

**First level control system synthesis.** The block diagram of a two-level control system is shown in Fig. 1.

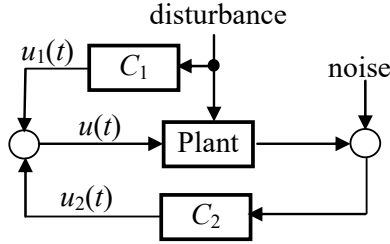


Fig. 1. The block diagram of a two-level control system

At the first level, program controller  $C_1$  in the form of an open loop rough control  $u_1$  is carried out on the basis of a quasi-static mathematical model of the first approximation. At the second level, a stabilizing accurate controller  $C_2$  is implemented in the form of a closed loop control  $u_2$  based on the equations of the dynamics of a closed system, taking into account models of actuating and measuring devices, disturbances and measurement noise, and aimed at eliminating errors in the output coordinates due to the inaccuracy of the mathematical model of the first level.

The magnetic field generated by the power line must be reduced to a safe level. With active shielding with help compensation windings, it is necessary to generate a magnetic field directed against the original MF generated by the power transmission line. The task of the active shielding system design is to calculate the coordinates of the spatial arrangement of the compensating windings, as well as the magnitudes of currents and their phases in the compensating windings.

We set the currents amplitude  $A_i$  and phases  $\varphi_i$  of power frequency  $\omega$ , wires currents power lines. Then we set wires currents in power lines in a complex form

$$I_i(t) = A_i \exp j(\omega t + \varphi_i). \quad (9)$$

The magnitude of the currents of power lines do not remain constant and have daily, weekly, seasonal and annual fluctuations. Moreover, the magnetic field generated by multi-circuit transmission lines and groups of transmission lines, when changing currents, changes not only the intensity, but also the spatio-temporal characteristic. Therefore, we introduce the vector  $\delta$  of uncertainties of the mathematical model of the magnetic field. Then, for given currents (9) of the wires of a power transmission line or a group of power lines the vector  $B_L(Q_i, \delta, t)$  of the magnetic field generated by all power lines wires  $B_{Li}(Q_i, \delta, t)$  in point  $Q_i$  of the shielding space calculated based on Biot-Savart's law (8)

$$B_L(Q_i, \delta, t) = \sum B_{Li}(Q_i, \delta, t). \quad (10)$$

Let's set the vector  $X_1$  of initial geometric values of the dimensions of the compensating windings of active shielding, as well as the currents amplitude  $A_{ai}$  and phases  $\varphi_{ai}$  in the compensating windings. We set the currents in the compensating windings wires in a complex form

$$I_{ai}(t) = A_{ai} \exp j(\omega t + \varphi_{wi}). \quad (11)$$

Then the vector  $B_1(Q_i, X_1, t)$  of the magnetic field generated by all compensating windings wires of active

shielding  $B_{1i}(Q_i, X_1, t)$  in point  $Q_i$  of the shielding space can also calculated based Biot-Savart's law

$$B_1(Q_i, X_1, t) = \sum B_{1i}(Q_i, X_1, t). \quad (12)$$

Then the vector  $B_{R1}(Q_i, X_1, \delta, t)$  of the resulting magnetic field generated by power lines and only windings of the first level active shielding system calculated as sum

$$B_{R1}(Q_i, X_1, \delta, t) = B_L(Q_i, \delta, t) + B_1(Q_i, X_1, t). \quad (13)$$

Sanitary norms usually limit the value  $B_{R1}(Q_i, X_1, \delta)$  of the effective value of the magnetic field induction, which determined by the vector of the instantaneous value  $B_{R1}(Q_i, X_1, \delta, t)$  of the magnetic field induction

$$B_{R1}(Q_i, X_1, \delta) = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T |B_{R1}(Q_i, X_1, \delta, t)|^2 dt}. \quad (14)$$

Often they also limit the semi-major axis of the ellipsoid of rotation of the magnetic field induction vector

$$B_{R1}(Q_i, X_1, \delta) = \frac{\sqrt{2}}{2} \max_{0 \leq t \leq T} |B_{R1}(Q_i, X_1, \delta, t)|. \quad (15)$$

Then the problem of designing a first level control system is reduced to computing the solution of the vector game

$$B_{R1}(X_1, \delta) = \langle B_{R1}(Q_i, X_1, \delta) \rangle \quad (16)$$

The components of the game payoff vector  $B_{R1}(X_1, \delta)$  are the effective values  $B_{R1}(Q_i, X_1, \delta)$  of the induction of the resulting magnetic field at all considered points  $Q_i$  in the shielding space.

In this vector game it is necessary to find the minimum of the game payoff vector (16) by the vector  $X_1$ , but the maximum of the same game payoff vector (16) by the vector  $\delta$ .

At the same time, naturally, it is necessary to take into account constraints on the vector  $X$  desired parameters of a combined shield in the form of vector inequality and, possibly, vector equality

$$G(X_1) \leq G_{\max}, \quad H(X_1) = 0. \quad (17)$$

Note that the components of the vector game (16) and vector constraints (17) are the nonlinear functions of the vector of the required parameters [5, 6] and calculated based on the finite element calculations system COMSOL Multiphysics.

**Second level control system synthesis.** Consider the structure of the second level active shielding system in the form of a dynamic closed system containing, in addition plant, also power amplifiers and measuring devices of the system. In the zone of active shielding of the magnetic field,  $m$  sources of the magnetic field – magnetic executive bodies – are installed. Let's introduce a  $n$  – dimensional control vector  $u_p(t)$ , the  $m$  components of which are the currents  $I_w(t)$  in the control windings. Let's introduce an  $n$  – dimensional state vector  $x_p(t)$  whose components include currents  $I_w(t)$  in the windings of magnetic field sources. Then the state equation of such magnetic field sources can be written in the standard form

$$x_p(t+1) = A_p x_p(t) + B_p u_p(t), \quad (18)$$

$$I_w(t) = C_p x_p(t), \quad (19)$$

in which the state  $A_p$ , control  $B_p$  and output  $C_p$  matrices of magnetic field sources as plant.

This differential equation describes the dynamics of only the actual windings and their power sources as plant.

Let's write down the differential equation of state of discrete PID controllers, the input of which is the  $\mathbf{u}_S(t)$  of measured magnetic field induction components, and the output  $\mathbf{u}_P(t)$  is the vector of closed-loop control of magnetic executive bodies in the following form

$$\mathbf{x}_C(t+1) = A_C \mathbf{x}_C(t) + B_C \mathbf{u}_S(t); \quad (20)$$

$$\mathbf{u}_P(t) = C_C \mathbf{x}_C(t), \quad (21)$$

in which the state  $A_C$ , control  $B_C$  and output  $C_C$  matrices of PID controllers.

To design second level active shielding system, it is necessary to have magnetic field measuring devices – magnetometers installed at certain points in space to measure the magnetic field  $\mathbf{H}_S(t)$  created both by the output transmission line and by the executive windings of the active shielding system. Let's form a vector  $\mathbf{u}_S(t)$  of measured components at the moment of time  $t$  at the points  $P_j$  of installation of magnetometers in the following form

$$\mathbf{x}_S(t+1) = A_S \mathbf{x}_S(t) + B_S \mathbf{H}_S(t); \quad (22)$$

$$\mathbf{u}_S(t) = C_S \mathbf{x}_S(t) + \mathbf{w}(t), \quad (23)$$

in which the state  $A_S$ , control  $B_S$  and output  $C_S$  matrices of magnetometers.

Let's introduce the vector  $\mathbf{X}_2 = \{A_C, B_C, C_C\}$  of sought parameters, the components of which are the sought elements of the state  $A_C$ , control  $B_C$  and output  $C_C$  matrices of PID controllers of second level active shielding system.

Then for the current  $I_w(t)$  calculated by (19) in the windings the vector  $\mathbf{B}_2(Q_i, \mathbf{X}_2, t)$  of the magnetic field generated by all compensating windings wires of second level active shielding  $\mathbf{B}_{2i}(Q_i, \mathbf{X}_2, t)$  in point  $Q_i$  of the shielding space can also be calculated based Biot-Savart's law

$$\mathbf{B}_2(Q_i, \mathbf{X}_2, t) = \sum \mathbf{B}_{2i}(Q_i, \mathbf{X}_2, t). \quad (24)$$

Then the vector  $\mathbf{B}_R(Q_i, \mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \delta, t)$  of the resulting magnetic field generated by power lines and windings of both first and second level active shielding system calculated as sum

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_R(Q_i, \mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \delta, t) &= \mathbf{B}_L(Q_i, \delta, t) + \dots \\ &\dots + \mathbf{B}_1(Q_i, \mathbf{X}_1, t) + \mathbf{B}_2(Q_i, \mathbf{X}_2, t). \end{aligned} \quad (25)$$

Note that equations (18) – (25) describe the dynamics of a closed second level active shielding system.

Then the problem of designing a second level control system is reduced to computing the solution of the vector game

$$\mathbf{B}_R(\mathbf{X}_2, \delta) = \langle \mathbf{B}_R(Q_i, \mathbf{X}_1^*, \mathbf{X}_2, \delta) \rangle. \quad (26)$$

The components of the game payoff vector  $\mathbf{B}_R(\mathbf{X}_2, \delta, t)$  are the effective values  $\mathbf{B}_R(Q_i, \mathbf{X}_1^*, \mathbf{X}_2, \delta)$  of the induction of the resulting magnetic field at all considered points  $Q_i$  in the shielding space calculated for the optimal value of the vector  $\mathbf{X}_1^*$  of parameters of first level active shielding system.

Then the synthesis of the two level system of active shielding of the magnetic field, which includes open and closed control circuits, is reduced to finding the  $\mathbf{X}_1$  and the  $\mathbf{X}_2$  of the parameters of the controllers.

**Problem solving algorithm.** A feature of the solution of the considered multi-criteria problem is inconsistency of local criteria to each other, which prevents the simultaneous optimization in general by all criteria at the same time [44]. This is due to the fact that minimizing the induction at one point, for example, located in the center of the screening space, leads to an increase in the induction at the points located closer to the power line due to overcompensation of the original magnetic field, and at the same time leads to an increase in the induction of the resulting magnetic field at points located farther than the power line due to undercompensation of the original magnetic field.

This means that one goal cannot be optimized at the expense of another goal. To solve the problems of multicriteria optimization, various strategies have been developed and each approach has its own pros and cons, and there is no single best option for solutions to multi-criteria optimization in the general case. The simplest method for solving the problem of multi-objective optimization is to form a composite objective function as a weighted sum of goals, where the weight for goals is proportional to the preference for this local criterion. Scalarization of the target vector into one component objective function transforms the multiobjective optimization problem into a single optimization goal.

Usually, the maximum values of partial criteria are known, which makes it possible to perform normalization. In this case, the normalized partial criteria are in the range  $0 \leq \mathbf{B}_{RN}(Q_i, \mathbf{X}) \leq 1$ . Approximation of the normalized value of the  $i$ -th particular criterion to unity corresponds to a tense situation. If the value of the normalized value of the particular criterion approaches zero, then this corresponds to a calm situation. To solve this problem of multicriteria optimization, the simplest non-linear trade-off scheme is used, in which the original multi-criteria problem is reduced to a single-criteria

$$\bar{\mathbf{X}}^* = \arg \min_{\bar{\mathbf{X}}} \sum_{i=1}^J \alpha_i [1 - \mathbf{B}_{RN}(Q_i, \mathbf{X})]^{-1}, \quad (27)$$

where  $\alpha_i$  are weight coefficients that characterize the importance of particular criteria and determine the preference for individual criteria by the decision maker. Naturally, such a formalization of the solution of the problem of multi-criteria optimization by reducing to a single-criteria problem allows one to reasonably choose one single point from the area of compromises – the Pareto area. However, this «single» point can be further tested in order to further improve the trade-off scheme from the point of view of the decision maker.

Note, that such a nonlinear scheme of trade-offs actually corresponds to the penalty function method with an internal point, since when the criterion  $\mathbf{B}(Q_i, \mathbf{X})$  approaches unity, i.e. in a tense situation, scalar optimization is actually performed only according to this tense particular criterion, and the remaining criteria with a calm situation are practically not taken into account during optimization.

Such a non-linear trade-off scheme allows you to choose criteria in accordance with the intensity of the situation. If any criterion comes close to its limit value, then its normalized value approaches one. Then this non-

linear compromise scheme, in fact, with the help of a scalar criterion, reduces the problem of minimizing the sum of criteria to minimizing this one criterion, according to which there is a tense situation. If, according to other criteria, the situation is calm and their relative values are far from unity, then such a non-linear compromise scheme operates similarly to a simple linear compromise scheme.

Thus, with the help of this non-linear scheme of compromises, in fact, the tension of the situation according to individual criteria is a priori introduced into the scalar criterion. It can be shown that this non-linear compromise scheme satisfies the Pareto-optimality condition, i.e. using this scheme, it is possible to determine a point from the region of unimprovable solutions. When such a composite objective function optimized, in most cases you can get one concrete compromise solution. This processing procedure multiobjective optimization problems are simple, but relatively subjective. This procedure is based on preferences multipurpose optimization.

The second approach is to define the entire set solutions that are not dominated with respect to each another. This set is known as the Pareto optimal set. By moving from one Pareto solution to another, always a certain number of victims in one or more goals to achieve a certain gain in other(s). Pareto-optimal solution sets are often preferred over single solutions because they can be practical when consideration of real life problems. Pareto set size usually increases with an increase in the number goals. The result obtained preference-based strategy largely depends on the relative a preference vector used in the formation of a composite function. Changing this preference vector leads to another compromise solution. On the other hand, the ideal multipurpose the optimization procedure is less subjective. The main task in this approach is to find as many different compromises as possible solutions as far as possible.

Let's consider the method of solving the formulated problem. In order to correctly solve the problem of multi-criteria optimization, in addition to the vector optimization criterion and constraints, it is also necessary to have information about the binary relations of preference of local solutions to each other. The basis of this formal approach is the construction of areas of Pareto-optimal solutions. This approach makes it possible to significantly narrow the range of possible optimal solutions to the initial multi-criteria optimization problem and, therefore, to reduce the labor intensity of the person making the decision regarding the selection of a single variant of the optimal solution.

The task of finding a local minimum at one point of the considered space is, as a rule, multi-extreme, containing local minima and maxima, therefore, it is advisable to use stochastic multi-agent optimization algorithms for its solution. Consider the algorithm for finding the set of Pareto-optimal solutions of multi-criteria nonlinear programming problems based on stochastic multi-agent optimization.

To date, a large number of Particle Swarm Optimization (PSO) algorithms have been developed – PSO algorithms based on the idea of the collective intelligence of a particle swarm, such as the gbest PSO and lbest PSO algorithms [48-50]. The application of

stochastic multi-agent optimization methods for solving multi-criteria problems today causes certain difficulties and this direction continues to develop intensively.

To solve the original multi-criteria problem of nonlinear programming with constraints, we will build a stochastic multi-agent optimization algorithm based on a set of particle swarms, the number of which is equal to the number of components of the vector optimization criterion. In the standard particle swarm optimization algorithm, particle velocities change according to linear laws. In order to increase the speed of finding a global solution, special nonlinear algorithms of stochastic multi-agent optimization have recently become widespread, in which the movement of particle  $i$  swarm  $j$  is described by the following expressions

$$v_{ij}(t+1) = w_j v_{ij}(t) + c_1 r_{1j}(t) H(p_{1j} - \varepsilon_{1j}(t)) \times \dots \dots \times [y_{ij}(t) - x_{ij}(t)] + c_2 r_{2j}(t) H(p_{2j} - \varepsilon_{2j}(t)) \times \dots \dots \times [y_j^*(t) - x_{ij}(t)]; \quad (28)$$

$$x_{ij}(t+1) = x_{ij}(t) + v_{ij}(t+1), \quad (29)$$

where, are the position  $x_{ij}(t)$  and speed  $v_{ij}(t)$  of the particle  $i$  of the swarm  $j$ ;  $c_1$  and  $c_2$  – 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 velocity component. Here,  $y_{ij}(t)$  and  $y_j^*$  – the best local-best and global-gbest positions of that particle  $i$  are found, respectively, only by one particle  $i$  and by all particles  $i$  of that swarm  $j$ . The use of the inertia coefficient  $w_j$  allows to improve the quality of the optimization process.

The Heavyside function  $H$  is used as a function of switching the movement of the time-stick in accordance with 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; random numbers  $\varepsilon_{1j}(t)$  and  $\varepsilon_{2j}(t)$  determine the parameters of switching the movement of the particle 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  $i$  swarm  $j$  does not change at the step  $t$  and the particle moves in the same direction as in the previous optimization step.

With the help of individual swarms  $j$ , optimization problems of scalar criteria  $B(X, P_j)$ , which are components of vector optimization criteria, are solved. To find a global solution to the original multi-criteria problem, individual swarms exchange information among themselves during the search for optimal solutions of local criteria. At the same time, information about the global optimum obtained by the particles of another swarm is used to calculate the speed of movement of the particles of one swarm, which allows all potential Pareto-optimal solutions to be identified [51-53].

For this purpose, at each step  $t$  of the movement of particle  $i$  swarm  $j$ , the functions of advantages of local solutions obtained by all swarms are used. The solution  $X_j^*(t)$  obtained during the optimization of the



objective function  $B(X(t), P_k)$  using the swarm  $k$  is  $X_j^*(t) > X_k^*(t)$  better in relation to the solution obtained during the optimization of the objective function using the swarm  $j$ , i.e., if the condition is fulfilled

$$\max_{i=1,m} B(P_i, X_j^*(t)) < \max_{i=1,m} B(P_i, X_k^*(t)). \quad (30)$$

At the same time, the global solution  $X_k^*(t)$  obtained by the swarm  $k$  is used as the global optimal solution  $X_j^*(t)$  of the swarm  $j$ , which is better than the global solution  $X_k^*(t)$  of the swarm  $k$  on the basis of the weight ratio.

In fact, this approach implements the basic idea of the method of successive narrowing of the area of rade-offs – from the initial set of possible solutions, based on information about the relative importance of local solutions, all Pareto-optimal solutions that cannot be chosen according to the available information about the attitude of superiority. The deletion is carried out until a globally optimal solution is obtained. As a result of applying such an approach, no potentially optimal solution will be removed at each narrowing step.

**Simulation results.** Let us consider the results of the design of a two-level system of active shielding of the magnetic field generated by a double-circuit power line in a residential building, as shown in Fig. 2.



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

Figure 3 shows the scheme of the two-level active shielding system design.

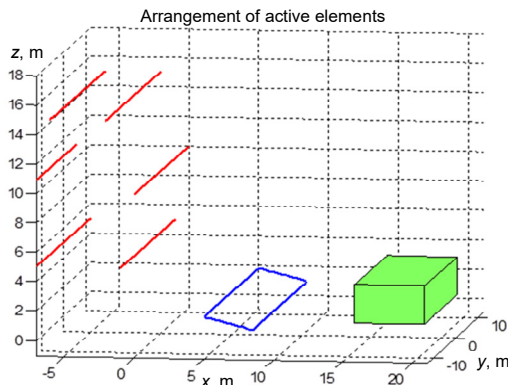


Fig. 3. Scheme of the two-level active shielding system design

Figure 4 shows the dependences of the initial and resulting magnetic field. With the help of the system, the

level of the magnetic field does not exceed the level of  $0.5 \mu\text{T}$ , which is accepted as a safe level of the magnetic field in Europe.

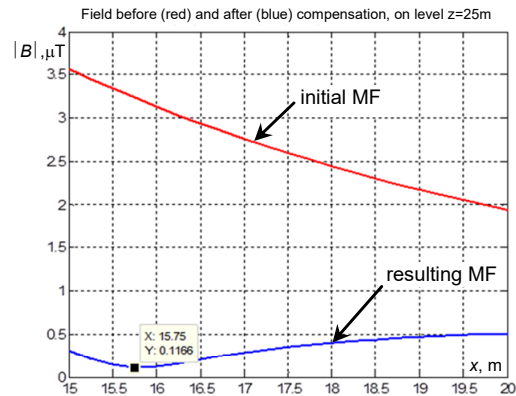


Fig. 4. Dependences of the initial and resulting magnetic field

Figure 5 shows the dependences of the spatio-temporal characteristic of the initial and resulting magnetic field and the magnetic field generated only by the compensation winding.

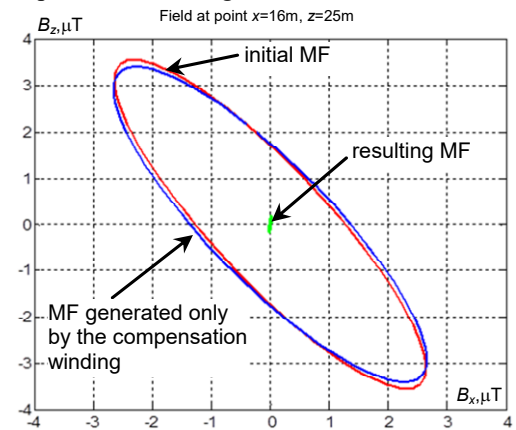


Fig. 5. Dependences of the spatio-temporal characteristic of the initial and resulting magnetic field and the magnetic field generated only by the compensation winding

**Results of experimental studies.** Let us now consider the results of experimental studies of the system. On Fig. 6 shows the compensation winding of the experimental setup.



Fig. 6. Compensation winding of the experimental setup

On Fig. 7 shows the control system of the experimental setup.

On Fig. 8 shows the experimental spatio-temporal characteristic of the initial magnetic field.

On Fig. 9 shows the experimental spatio-temporal characteristic of the resulting magnetic field. On the basis of experimental studies of the experimental installation of

a two-level active shielding system, it was found that the shielding factor is more than 7 units.



Fig. 7. Active shielding system of the experimental setup

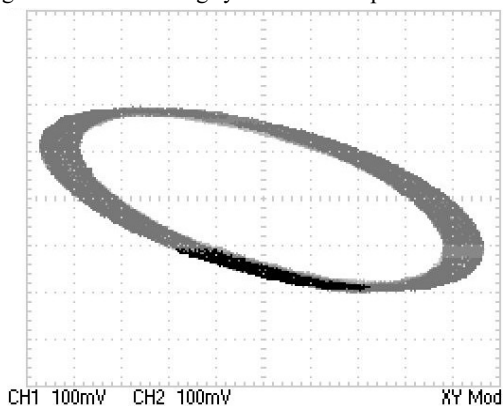


Fig. 8. Experimental spatio-temporal characteristic of the initial magnetic field

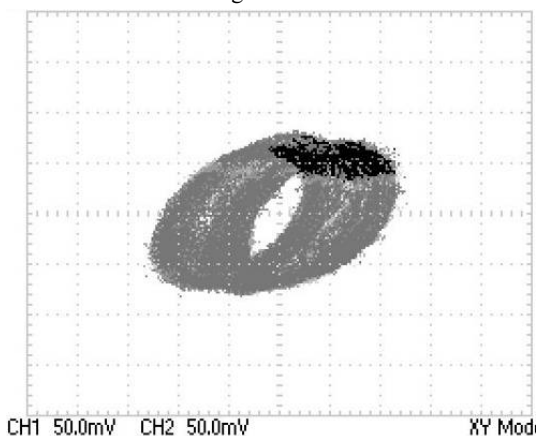


Fig. 9. Experimental spatio-temporal characteristic of the resulting magnetic field

If it is possible to measure the current of the current line of three-phase power lines or to directly measure the induction of the magnetic field near the current line, then an open system of active shielding can be built on the basis of these measurements.

### Conclusions.

1. At the first level rough control of the magnetic field in open-loop form is carried out based on a quasi-static model of a magnetic field generated by power line wires and compensating windings of an active shielding system. This design calculated based on the finite element calculations system COMSOL Multiphysics.

2. At the second level, a stabilizing accurate control of the magnetic field is implemented in the form of a dynamic closed system containing, in addition plant, also power

amplifiers and measuring devices of the system. This design calculated based on the calculations system MATLAB.

3. Design both first and second level control according to the developed method reduced to computing the solution of vector multi-criteria two-player zero-sum antagonistic game based on binary preference relations. The payoff game vector and constraints calculation based on quasi-static model of a magnetic field. These solutions calculated from set of Pareto-optimal solutions based on binary preferences based on stochastic nonlinear Archimedes algorithms.

4. Two-level control system under consideration is a system with two degrees of freedom, which combines both open-loop and closed-loop control. However, in contrast to the classical synthesis of robust control of a system with two degrees of freedom, in the developed method, the synthesis of open-loop rough control is performed on the basis of a quasi-static model of the magnetic field. The synthesis of a closed-loop accurate control is carried out on the basis of the equations of the dynamics of a closed system, taking into account models of actuating and measuring devices, disturbances and measurement noise.

5. Using calculated optimal two-level active shielding system made it possible to reduce the level of magnetic field in residential building from power transmission line with a «Barrel» type arrangement of wires by means of active canceling with single compensating winding with initial induction of  $3.5 \mu\text{T}$  to a safe level for the population adopted in Europe with an induction of  $0.5 \mu\text{T}$ .

**Acknowledgments.** The authors express their gratitude to the engineers A.V. Sokol and A.P. Shevchenko of the Department of Magnetism of Technical Objects of Anatolii Pidhornyi Institute of Mechanical Engineering Problems of the National Academy of Sciences of Ukraine for the creative approach and courage shown during the creation under fire, under martial law, of an experimental installation and successful testing of a laboratory model of the system of active silencing.

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

### REFERENCES

1. Sung H., Ferlay J., Siegel R.L., Laversanne M., Soerjomataram I., Jemal A., Bray, F. Global Cancer Statistics 2020: GLOBOCAN Estimates of Incidence and Mortality Worldwide for 36 Cancers in 185 Countries. *CA: A Cancer Journal for Clinicians*, 2021, vol. 71, no. 3, pp. 209-249. doi: <https://doi.org/10.3322/caac.21660>.
2. Directive 2013/35/EU of the European Parliament and of the Council of 26 June 2013 on the minimum health and safety requirements regarding the exposure of workers to the risks arising from physical agents (electromagnetic fields). Available at: <http://data.europa.eu/eli/dir/2013/35/oj> (Accessed 25.07.2022).
3. *The International EMF Project. Radiation & Environmental Health Protection of the Human Environment* World Health Organization. Geneva, Switzerland, 1996. 2 p. Available at: <https://www.who.int/initiatives/the-international-emf-project> (Accessed 25.07.2022).
4. Rozov V.Y., Pelevin D.Y., Levina S.V. Experimental research into indoor static geomagnetic field weakening phenomenon. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2013, no. 6, pp. 72-76. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2013.6.13>.
5. Rozov V.Y., Kvytsynskyi A.A., Dobrodeyev P.N., Grinchenko V.S., Erisov A.V., Tkachenko A.O. Study of the magnetic field of three phase lines of single core power cables with two-end bonding of their shields. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015,



- no. 4, pp. 56-61. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.4.11>.
6. 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>.
  7. Rozov V.Y., Pelevin D.Y., Kundius K.D. Simulation of the magnetic field in residential buildings with built-in substations based on a two-phase multi-dipole model of a three-phase current conductor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 87-93. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.13>.
  8. Salceanu A., Paulet M., Alistar B.D., Asimnicesei O. Upon the contribution of image currents on the magnetic fields generated by overhead power lines. *2019 International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN)*. 2019. doi: <https://doi.org/10.1109/sielmen.2019.8905880>.
  9. Del Pino Lopez J.C., Romero P.C. Influence of different types of magnetic shields on the thermal behavior and ampacity of underground power cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Oct. 2011, vol. 26, no. 4, pp. 2659-2667. doi: <https://doi.org/10.1109/tpwrd.2011.2158593>.
  10. Hasan G.T., Mutlaq A.H., Ali K.J. The Influence of the Mixed Electric Line Poles on the Distribution of Magnetic Field. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics (IJEI)*, 2022, vol. 10, no. 2, pp. 292-301. doi: <https://doi.org/10.52549/ijeiv10i2.3572>.
  11. Victoria Mary S., Pugazhendhi Sugumaran C. Investigation on magneto-thermal-structural coupled field effect of nano coated 230 kV busbar. *Physica Scripta*, 2020, vol. 95, no. 4, art. no. 045703. doi: <https://doi.org/10.1088/1402-4896/ab6524>.
  12. Ippolito L., Siano P. Using multi-objective optimal power flow for reducing magnetic fields from power lines. *Electric Power Systems Research*, 2004, vol. 68, no. 2, pp. 93-101. doi: [https://doi.org/10.1016/S0378-7796\(03\)00151-2](https://doi.org/10.1016/S0378-7796(03)00151-2).
  13. Barsali S., Giglioli R., Poli D. Active shielding of overhead line magnetic field: Design and applications. *Electric Power Systems Research*, May 2014, vol. 110, pp. 55-63. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2014.01.005>.
  14. Bavastro D., Canova A., Freschi F., Giaccone L., Manca M. Magnetic field mitigation at power frequency: design principles and case studies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, May 2015, vol. 51, no. 3, pp. 2009-2016. doi: <https://doi.org/10.1109/tia.2014.2369813>.
  15. Beltran H., Fuster V., Garcia M. Magnetic field reduction screening system for a magnetic field source used in industrial applications. *9 Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica (9 CHLIE)*, Marbella (Málaga, Spain), 2005, pp. 84-99. Available at: [https://www.researchgate.net/publication/229020921\\_Magnetic\\_field\\_reduction\\_screening\\_system\\_for\\_a\\_magnetic\\_field\\_source\\_used\\_in\\_industrial\\_applications](https://www.researchgate.net/publication/229020921_Magnetic_field_reduction_screening_system_for_a_magnetic_field_source_used_in_industrial_applications) (Accessed 22.06.2021).
  16. Bravo-Rodríguez J., Del-Pino-López J., Cruz-Romero P. A Survey on Optimization Techniques Applied to Magnetic Field Mitigation in Power Systems. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 7, p. 1332. doi: <https://doi.org/10.3390/en12071332>.
  17. Canova A., del-Pino-López J.C., Giaccone L., Manca M. Active Shielding System for ELF Magnetic Fields. *IEEE Transactions on Magnetics*, March 2015, vol. 51, no. 3, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/tmag.2014.2354515>.
  18. Canova A., Giaccone L. Real-time optimization of active loops for the magnetic field minimization. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, Feb. 2018, vol. 56, pp. 97-106. doi: <https://doi.org/10.3233/jae-172286>.
  19. Canova A., Giaccone L., Cirimele V. Active and passive shield for aerial power lines. *Proc. of the 25th International Conference on Electricity Distribution (CIRED 2019)*, 3-6 June 2019, Madrid, Spain. Paper no. 1096. Available at: <https://www.cired-repository.org/handle/20.500.12455/290> (Accessed 28 May 2021).
  20. Canova A., Giaccone L. High-performance magnetic shielding solution for extremely low frequency (ELF) sources. *CIRED - Open Access Proceedings Journal*, Oct. 2017, vol. 2017, no. 1, pp. 686-690. doi: <https://doi.org/10.1049/oap-cired.2017.1029>.
  21. Celozzi S. Active compensation and partial shields for the power-frequency magnetic field reduction. *2002 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Minneapolis, MN, USA, 2002, vol. 1, pp. 222-226. doi: <https://doi.org/10.1109/isemc.2002.1032478>.
  22. Celozzi S., Garzia F. Active shielding for power-frequency magnetic field reduction using genetic algorithms optimization. *IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology*, 2004, vol. 151, no. 1, pp. 2-7. doi: <https://doi.org/10.1049/ip-smt:20040002>.
  23. Celozzi S., Garzia F. Magnetic field reduction by means of active shielding techniques. *WIT Transactions on Biomedicine and Health*, 2003, vol. 7, pp. 79-89. doi: <https://doi.org/10.2495/ehr030091>.
  24. Martynenko G. Analytical Method of the Analysis of Electromagnetic Circuits of Active Magnetic Bearings for Searching Energy and Forces Taking into Account Control Law. *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2020, pp. 86-91. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250138>.
  25. 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>.
  26. Buriakovskiy S.G., Maslii A.S., Pasko O.V., Smirnov V.V. Mathematical modelling of transients in the electric drive of the switch – the main executive element of railway automation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 17-23. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.03>.
  27. Ostroverkhov M., Chumack V., Monakhov E., Ponomarev A. Hybrid Excited Synchronous Generator for Microhydropower Unit. *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 219-222. doi: <https://doi.org/10.1109/ess.2019.8764202>.
  28. Ostroverkhov M., Chumack V., Monakhov E. Output Voltage Stabilization Process Simulation in Generator with Hybrid Excitation at Variable Drive Speed. *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 310-313. doi: <https://doi.org/10.1109/ukrcon.2019.8879781>.
  29. Tytiuk V., Chorny O., Baranovskaya M., Serhienko S., Zachepa I., Tsvirkun L., Kuznetsov V., Tryputen N. Synthesis of a fractional-order PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup>-controller for a closed system of switched reluctance motor control. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2019, no. 2 (98), pp. 35-42. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.160946>.
  30. Zagirnyak M., Chorny O., Zachepa I. The autonomous sources of energy supply for the liquidation of technogenic accidents. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2019, no. 5, pp. 47-50. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2019.05.12>.
  31. Chorny O., Serhienko S. A virtual complex with the parametric adjustment to electromechanical system parameters. *Technical Electrodynamics*, 2019, pp. 38-41. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2019.01.038>.
  32. Shchur I., Kasha L., Bukavyn M. Efficiency Evaluation of Single and Modular Cascade Machines Operation in Electric Vehicle. *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 156-161. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235413>.
  33. Shchur I., Turkovskiy V. Comparative Study of Brushless DC Motor Drives with Different Configurations of Modular Multilevel Cascaded Converters. *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 447-451. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235473>.
  34. 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](https://doi.org/10.1007/978-981-19-2211-4_6).
  35. 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.202220.246878>.
36. 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](https://doi.org/10.1007/978-981-19-2211-4_26).
37. Shmatko O., Volosyuk V., Zhyla S., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Ostroumov I., Kuzmenko N., Dergachov K., Sushchenko O., Averyanova Y., Zaliskyi M., Solomentsev O., Havrylenko O., Kuznetsov B., Nikitina T. Synthesis of the optimal algorithm and structure of contactless optical device for estimating the parameters of statistically uneven surfaces. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2021, no. 4, pp. 199-213. doi: <https://doi.org/10.32620/reks.2021.4.16>.
38. Volosyuk V., Zhyla S., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Dergachov K., Havrylenko O., Ostroumov I., Kuzmenko N., Sushchenko O., Averyanova Yu., Zaliskyi M., Solomentsev O., Kuznetsov B., Nikitina T. Optimal Method for Polarization Selection of Stationary Objects Against the Background of the Earth's Surface. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, 2022, vol. 68, no. 1, pp. 83-89. doi: <https://doi.org/10.24425/ijet.2022.139852>.
39. Halchenko V., Trembovetska R., Tychkov V., Storchak A. Nonlinear surrogate synthesis of the surface circular eddy current probes. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2019, vol. 95, no. 9, pp. 76-82. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2019.09.15>.
40. Halchenko V.Ya., Storchak A.V., Trembovetska R.V., Tychkov V.V. The creation of a surrogate model for restoring surface profiles of the electrophysical characteristics of cylindrical objects. *Ukrainian Metrological Journal*, 2020, no. 3, pp. 27-35. doi: <https://doi.org/10.24027/2306-7039.3.2020.216824>.
41. 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](https://doi.org/10.1007/978-3-031-10522-7_15).
42. Chystiakov P., Chorni O., Zhautikov B., Sivyakova G. Remote control of electromechanical systems based on computer simulators. *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 2017, pp. 364-367. doi: <https://doi.org/10.1109/mees.2017.8248934>.
43. Zagirnyak M., Bisikalo O., Chorna O., Chorni O. A Model of the Assessment of an Induction Motor Condition and Operation Life, Based on the Measurement of the External Magnetic Field. *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kharkiv, 2018, pp. 316-321. doi: <https://doi.org/10.1109/ieps.2018.8559564>.
44. Maksymenko-Sheiko K.V., Sheiko T.I., Lisin D.O., Petrenko N.D. Mathematical and Computer Modeling of the Forms of Multi-Zone Fuel Elements with Plates. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 4, pp. 32-38. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.04.032>.
45. 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>.
46. Kostikov A.O., Zevin L.I., Krol H.H., Vorontsova A.L. The Optimal Correcting the Power Value of a Nuclear Power Plant Power Unit Reactor in the Event of Equipment Failures. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 3, pp. 40-45. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.03.040>.
47. Rusanov A.V., Subotin V.H., Khoryev O.M., Bykov Y.A., Korotaiev P.O., Ahibalov Y.S. Effect of 3D Shape of Pump-Turbine Runner Blade on Flow Characteristics in Turbine Mode. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 4, pp. 6-14. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.04.006>.
48. Ummels M. *Stochastic Multiplayer Games Theory and Algorithms*. Amsterdam University Press, 2010. 174 p.
49. Ray T., Liew K.M. A Swarm Metaphor for Multiobjective Design Optimization. *Engineering Optimization*, 2002, vol. 34, no. 2, pp. 141-153. doi: <https://doi.org/10.1080/03052150210915>.
50. Xiaohui Hu, Eberhart R.C., Yuhui Shi. Particle swarm with extended memory for multiobjective optimization. *Proceedings of the 2003 IEEE Swarm Intelligence Symposium. SIS'03 (Cat. No.03EX706)*, Indianapolis, IN, USA, 2003, pp. 193-197. doi: <https://doi.org/10.1109/sis.2003.1202267>.
51. 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>.
52. Zhyla S., Volosyuk V., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Havrylenko O., Kuzmenko N., Dergachov K., Averyanova Y., Sushchenko O., Zaliskyi M., Solomentsev O., Ostroumov I., Kuznetsov B., Nikitina T. Statistical synthesis of aerospace radars structure with optimal spatio-temporal signal processing, extended observation area and high spatial resolution. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2022, no. 1, pp. 178-194. doi: <https://doi.org/10.32620/reks.2022.1.14>.
53. Hashim F.A., Hussain K., Houssein E.H., Mabrouk M.S., Al-Atabany W. Archimedes optimization algorithm: a new metaheuristic algorithm for solving optimization problems. *Applied Intelligence*, 2021, vol. 51, no. 3, pp. 1531-1551. doi: <https://doi.org/10.1007/s10489-020-01893-z>.

Received 18.08.2023  
Accepted 09.11.2023  
Published 02.03.2024

B.I. Kuznetsov<sup>1</sup>, Doctor of Technical Science, Professor,  
A.S. Kutsenko<sup>1</sup>, Doctor of Technical Science, Professor,  
T.B. Nikitina<sup>2</sup>, Doctor of Technical Science, Professor,  
I.V. Bovdui<sup>1</sup>, PhD, Senior Research Scientist,  
V.V. Kolomiets<sup>2</sup>, PhD, Assistant Professor,  
B.B. Kobylianskyi<sup>2</sup>, PhD, Associate Professor,  
<sup>1</sup>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)  
<sup>2</sup>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., Kutsenko A.S., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Kolomiets V.V., Kobylianskyi B.B. Method for design of two-level system of active shielding of power frequency magnetic field based on a quasi-static model. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 31-39. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.05>

H.K.E. Zine, K. Abed

## Smart current control of the wind energy conversion system based permanent magnet synchronous generator using predictive and hysteresis model

**Introduction.** Given the increasing demand for performance and efficiency of converters and power drives, the development of new control systems must take into account the real nature of these types of systems. Converters and dimmers power are nonlinear systems of a hybrid nature, including elements linear and nonlinear and a finite number of switching devices. Signals input for power converters are discrete signals that control the 'opening and closing' transitions of each component. **Problem.** In the multilevel inverters connected to grid, the switching frequency is the principal cause of harmonics and switching losses, which by nature, reduces the inverter's efficiency. **Purpose.** For guarantee the satisfying quality of power transmitted to the electrical grid, while ensuring reduction of current ripples and output voltage harmonics. **Novelty.** This work proposes a new smart control, based on a predictive current control of the three level neutral point clamped inverter, used in Wind Energy Conversion System (WECS) connected to grid, based permanent magnet synchronous generator, powered by a hysteresis current control for the rectifier. This new formula guarantees handling with the influence of harmonics disturbances (similar current total harmonic distortion), voltage stress, switching losses, rise time, over or undershoot and settling time in WECS. **Methods.** The basic idea of this control is to choose the best switching state, of the power switches, which ameliorates the quality function, selected from order predictive current control of WECS. **Results. Practical value.** Several advantages in this intelligent method, such as the fast dynamic answer, the easy implementation of nonlinearities and it requires fewer calculations to choose the best switching state. In addition, an innovative algorithm is proposed to adjust the current ripples and output voltage harmonics of the WECS. The performances of the system were analyzed by simulation using MATLAB/Simulink. References 33, table 3, figures 11.

**Key words:** hysteresis current control, permanent magnet synchronous generator, predictive current control, wind energy conversion system, three level neutral point clamped inverter.

**Вступ.** Зважаючи на зростаючі вимоги до продуктивності та ефективності перетворювачів та силових приводів, при розробці нових систем керування необхідно враховувати реальну природу систем такого типу. Перетворювачі та регулятори потужності являють собою нелінійні системи гібридної природи, що включають лінійні та нелінійні елементи та кінцеве число комутаційних пристроїв. Вхідні сигнали для силових перетворювачів є дискретними сигналами, які керують переходами «відкриття та закриття» кожного компонента. **Проблема.** У багаторівневих інверторах, підключених до мережі, частота перемикання є основною причиною гармонік та втрат перемикання, що за своєю природою знижує ефективність інвертора. **Мета.** Гарантувати задовільну якість електроенергії, що передається в електричну мережу, при одночасному зниженні пульсацій струму та гармонік вихідної напруги. **Новизна.** У цій роботі пропонується новий інтелектуальний контроль, заснований на прогнозуючому керуванні струмом трирівневого інвертора з фіксованою нейтральною точкою, що використовується в системі перетворення енергії вітру (WECS), підключеної до мережі, на основі синхронного генератора з постійними магнітами, що живиться від керування струмом. Ця нова формула гарантує обробку з урахуванням впливу гармонічних перешок (аналогічні загальні гармонічні спотворення струму), перенапруги, втрат перемикання, часу наростання, пере- чи недорегулювання, а також часу стабілізації WECS. **Методи.** Основна ідея цього управління полягає у виборі найкращого стану перемикання силових перемикачів, що покращує функцію якості, обрану з порядку прогнозуючого керування струмом WECS. **Результати. Практична цінність.** Цей інтелектуальний метод має кілька переваг, таких як швидка динамічна відповідь, простота реалізації нелінійностей і необхідність меншої кількості обчислень для вибору найкращого стану перемикання. Крім того, запропоновано інноваційний алгоритм регулювання пульсацій струму та гармонік вихідної напруги WECS. Характеристики системи проаналізовано шляхом моделювання з використанням MATLAB/Simulink. Бібл. 33, табл. 3, рис. 11.

**Ключові слова:** управління струмом з гістерезисом, синхронний генератор з постійними магнітами, прогностичне управління струмом, система перетворення енергії вітру, інвертор з трирівневим фіксуванням нейтральної точки.

**Introduction.** The increasing use in the industrial sector of powered systems electronically and controllable, motivated by the improvement of their performance, has led to a proliferation of static converters. Among these most common structures and the most attractive are the Pulse Width Modulation (PWM) voltage rectifier [1].

Participation in system services must be on an alternative grid three-phase. It is then necessary to use an electronic converter for the DC-AC and/or AC-DC conversion in the conversion chain wind energy [1, 2].

The advent of power electronics has a major impact on the world of industry in recent decades. This advent occurred through the arrival on the market for power electronic components such as thyristors, triacs, GTO, IGBT or high-power transistors.

The constant growth of energy consumption in all its forms and the associated polluting effects, mainly caused by the combustion of fossil fuels, are at the heart of the issue of sustainable development and care of the environment in a discussion for the future of the planet.

Wind energy is clean and renewable energy, unlike conventional energy which presents the constraints of distance from the electricity network and the constraints of fuel transport, as well as the periodic maintenance of the installations [3].

In recent literatures, authors have investigated the potential technical impacts in voltage regulation, active and reactive power variations, transformers loading, current and voltage harmonics causes with renewable energy integration [4-6].

In the resolution of harmonics disturbances problems, many researchers used the sinusoidal PWM approach and implement it in Wind Energy Conversion System (WECS) to ameliorate the harmonic content on the output voltage waveform [7]. Space vector modulation technique possesses remarkable performance in 3-level PWM topologies [8]. Other techniques involving modulation methods at a low switching frequency that have attained more demand in a broader field of function are staircase

© H.K.E. Zine, K. Abed

modulation, space vector control [9, 10], selective harmonic elimination [10, 11] and sliding mode control for Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) [12].

**System for application generator.** In the studied system, we are interested in the wound rotor PMSG and its use for the production of electrical energy from wind power. The variable speed configuration is represented in Fig. 1.

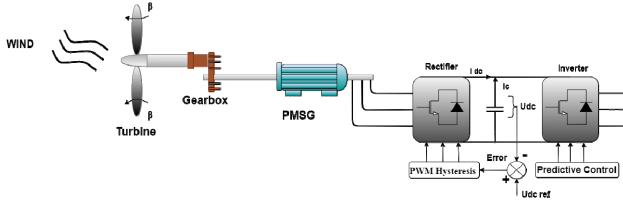


Fig. 1. PMSG-based WECS

The rotor is connected to a rectifier (rotor side converter). A predictive control applied to Three Level Neutral Point Clamped (3L-NPC) inverter (grid side converter), which is placed in the output of the rectifier controlled by PWM hysteresis.

**1. The modeling of the turbine.** The turbine rotate speed is depending on wind speed; this makes it possible to know the wind torque applied to the wind turbine. This modeling is based on bibliographic cross-checking or additional information from brochures from different manufacturers [13]:

$$P_{aer} = \frac{1}{2} c_p(\lambda, \beta) \rho S V_v^3 = \frac{1}{2} \rho \pi R_t^2 V_v^3, \quad (1)$$

where

$$\lambda = \frac{\Omega_t R_t}{V_v}, \quad (2)$$

where  $P_{aer}$  is the aerodynamic power;  $c_p$  indicates the performance coefficient of the wind generator;  $\lambda$  is the speed ratio (rad);  $\beta$  is the inclination angle of the blade, which depicts the orientation angle of the blades;  $\Omega_t$  is the turbine rotation speed;  $R_t$  is the blade radius;  $V_v$  is the wind speed;  $\rho$  is the air density (1.22 kg/m<sup>3</sup> at atmospheric pressure at 15 °C); the Betz limit is that the coefficient  $c_p(\lambda, \beta)$  does not exceed the value 16/17=0.59 [13, 14].

**2. Modeling of the multiplier.** The multiplier adapts the turbine rotation speed to the PMSG rotation speed. For this we grant a multiplier between the turbine and the PMSG, the latter is mathematically modelled by the following equations:

$$C_g = C_t / G \quad (3) \quad \text{and} \quad \Omega_t = \Omega_{mech} / G. \quad (4)$$

The mechanical equations:

$$\frac{C_t}{G} - C_g = \left( \frac{J_t}{G^2} + J_g \right) \frac{d\Omega_{mech}}{dt} + \left( \frac{f_t}{G^2} + f_g \right) \Omega_{mech}; \quad (5)$$

$$\frac{J_t}{G^2} + J_g = J \quad (6) \quad \text{and} \quad \frac{f_t}{G^2} + f_g = f. \quad (7)$$

So, the mechanical equations are:

$$C_{mech} = J \frac{d\Omega_{mech}}{dt}; \quad (8)$$

$$C_{mech} = C_g - C_{em} - C_{vis}; \quad (9)$$

$$C_{vis} = f \Omega_{mech}, \quad (10)$$

where  $C_{mech}$ ,  $C_t$ ,  $C_g$ ,  $C_{vis}$  are the mechanical, wind, electromagnetic and viscous torques, respectively;  $J$ ,  $J_t$ ,  $J_g$

are the total, turbine and generator inertias;  $f$ ,  $f_t$ ,  $f_g$  are the coefficient of total friction, viscous friction of the turbine and of the generator;  $G$  is the ratio of the speed multiplier;  $\Omega_{mech}$  is the generator rotation speed (fast axis).

**3. PMSG modeling.** By choosing a  $d$ - $q$  reference frame synchronized with the stator flux [3, 14, 15] are next.

The equations of tensions:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq}; \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} - \omega_s \varphi_{sd}; \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq}; \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rd}; \\ J \frac{d\Omega_t}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega_r, \end{cases} \quad (11)$$

The equations of the flux:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd}; \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq}; \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd}; \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq}, \end{cases} \quad (12)$$

$$C_{em} = \frac{M}{L_r} p (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}). \quad (13)$$

The electromagnetic torque becomes:

$$C_{em} = \frac{3M}{2L_s} p (\varphi_{qs} I_{dr} - \varphi_{ds} I_{qr}). \quad (14)$$

The stator and rotor active and reactive powers are expressed by:

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} (V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq}); \\ Q_s = \frac{3}{2} (V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq}); \\ P_r = \frac{3}{2} (V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq}); \\ Q_r = \frac{3}{2} (V_{rq} I_{rd} - V_{rd} I_{rq}), \end{cases} \quad (15)$$

where  $R_s$ ,  $R_r$  are the stator and rotor resistances;  $L_s$ ,  $L_r$ ,  $M$  are the stator, rotor, mutual inductances, respectively;  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$ ,  $I_{rd}$ ,  $I_{rq}$  are the stator and rotor currents in the  $d$ - $q$  frame;  $\varphi_{sd}$ ,  $\varphi_{sq}$ ,  $\varphi_{rd}$ ,  $\varphi_{rq}$  are the stator and rotor flux in the  $d$ - $q$  frame;  $p$  is the number of pairs of poles;  $P_s$ ,  $Q_s$ ,  $P_r$ ,  $Q_r$  are the stator and rotor active and reactive powers;  $V_{sd}$ ,  $V_{sq}$ ,  $V_{rd}$ ,  $V_{rq}$  are the stator and rotor voltage components in the  $d$ - $q$  frame;  $\omega_s$  is the speed of stator magnetic field;  $\omega_r = \omega_s - \omega$  is the angular speed of rotor;  $\omega$  is the mechanical angular speed.

PMSG and turbine parameters are shown in Table 1.

Table 1

PMSG and turbine parameters		
PMSG parameters	Turbine parameters	
$P_n = 1680$ W	$L_l = 0.6$ mH	$R = 1.8$ m
$V_s = 110$ V	$L_s = 5.25$ mH	$J = 0.07$ kg·m <sup>2</sup>
$f = 50$ Hz	$\omega_r = 0.1827$ rad/s	$G = 1$
$R_s = 0.9585$ $\Omega$	$C = 8$ N·m	$\rho = 1.25$ kg/m <sup>3</sup>
$R_l = 0.5$ $\Omega$	$p = 4$	

## Hysteresis current control.

**1. Modeling of the rectifier.** The rectifier bridge consists of three arms with six bipolar transistors antiparallel with diodes. These switches are controlled by closing and opening (pulse time closing «0» and opening «1»). And in the same arm the switches operate in a complementary way ( $K_a = \overline{K'_a}$ ) to avoid the short circuit [16]. The model of bridge rectifier is depicted in Fig. 2.

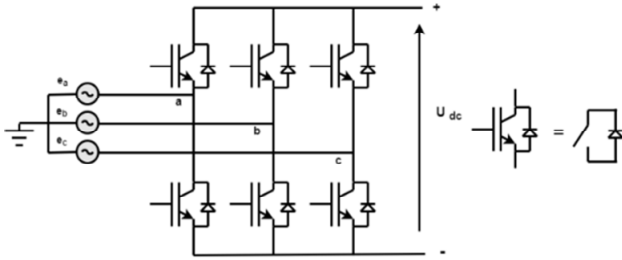


Fig. 2. Bridge rectifier

The different switching and combination states of the PWM rectifier switches are shown in Table 2.

Table 2

8 possible states of the switches

$K$	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ac}$
0	1	0	0	$U_{dc}$	0	$-U_{dc}$
1	1	1	0	0	$U_{dc}$	$-U_{dc}$
2	0	1	1	$-U_{dc}$	$U_{dc}$	0
3	0	1	0	$-U_{dc}$	0	$U_{dc}$
4	0	0	1	0	$-U_{dc}$	$U_{dc}$
5	1	0	1	$U_{dc}$	$-U_{dc}$	0
6	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0

From Table 1 we can represent the rectifier input voltages in general as follows [17-19]:

$$V_{ab} = (S_a - S_b)U_{dc}; \quad (16)$$

$$V_{bc} = (S_b - S_c)U_{dc}; \quad (17)$$

$$V_{ca} = (S_c - S_a)U_{dc}. \quad (18)$$

So we can deduce the phase-to-neutral voltages:

$$V_b = f_b U_{dc}; \quad (19)$$

$$V_c = f_c U_{dc}, \quad (20)$$

where:

$$f_a = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3}; \quad (21)$$

$$f_b = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3}; \quad (22)$$

$$f_c = \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3}. \quad (23)$$

8 possible states of the input voltage  $V$  in a complex plane  $\alpha$ - $\beta$  [20]:

$$V_{k+1} = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{dc} e^{j\frac{k\pi}{3}} & \text{for } k = 0 \dots 5; \\ V_7 = V_0 = 0. \end{cases} \quad (24)$$

8 voltage vectors noted as  $V_0(0\ 0\ 0) - V_7(1\ 1\ 1)$  are presented in Fig. 3, where  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$  are the complex voltages;  $f_a$ ,  $f_b$ ,  $f_c$  are the rectifier switching function;  $U_{dc}$  is the rectified voltage;  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  are the switching states of the rectifier;  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  are the simple voltages.

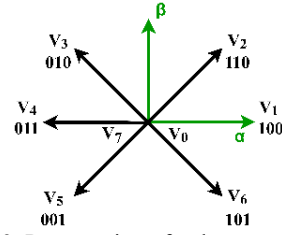


Fig. 3. Presentation of voltage vector  $V_k$

**2. Functional representation of the PWM rectifier in the three-phase reference.** The voltage equations for the balanced three-phase system without neutral can be written as (Fig. 3):

$$\bar{e} = \bar{V}_1 + \bar{V}; \quad (25)$$

$$\bar{e} = R\bar{i} + L\frac{d\bar{i}}{dt} + \bar{V}; \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; \quad (27)$$

The rectifier input voltage can be written as:

$$V_n = U_{dc} \left( S_n \cdot \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^c S_n \right), \quad (28)$$

where  $S_n = 0$  or  $1$  are the state of the switches, where ( $n = a, b, c$ ). In addition, we can write the DC bus current as:

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_c. \quad (29)$$

The current in the capacitor can also write:

$$i_c = i_{dc} - i_{ch}; \quad (30)$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{dc}. \quad (31)$$

Also, the current  $i_c$  is the sum of the currents of each phase by the state of its switch [16]:

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch}. \quad (32)$$

So, the AC side of the rectifier:

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - U_{dc} \left( S_a - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^c S_n \right) = \quad (33)$$

$$= e_a - U_{dc} \left( S_a - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right);$$

$$L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = e_b - U_{dc} \left( S_b - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^c S_n \right) = \quad (34)$$

$$= e_b - U_{dc} \left( S_b - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right);$$

$$L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = e_c - U_{dc} \left( S_c - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^c S_n \right) = \quad (35)$$

$$= e_c - U_{dc} \left( S_c - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right),$$

where the network voltages are expressed by:

$$e_a = E_m \sin(\omega t); \quad (36)$$

$$e_b = E_m \sin(\omega t - 2\pi/3); \quad (37)$$

$$e_c = E_m \sin(\omega t + 2\pi/3). \quad (38)$$

The above equation can be summarized as:



$$L \frac{di_n}{dt} + Ri_n = e_n - U_{dc} \left( S_n - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^c S_n \right); \quad (39)$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \sum_{n=a}^c i_n S_n - i_{ch}, \quad (40)$$

where  $e_a, e_b, e_c$  are the network voltages;  $V_n$  are the instantaneous phase voltages;  $S_n$  are the switching states;  $i_c$  is the capacitor current;  $i_{dc}$  is the rectifier output current;  $i_{ch}$  is the load current;  $E_m$  is the maximum phase voltage.

**3. PWM to hysteresis band.** The purpose of hysteresis controller is to force the actual current to follow the predefined reference current. In conventional hysteresis controller, the comparators switch between the fixed bandwidths, this technique only requires a hysteresis comparator per phase [21, 22].

The principle of hysteresis used in this system is expressed in Fig. 4. The switch opens if the error becomes less than  $-H/2$ , it closes if the latter is greater than  $+H/2$ , where  $H$  is the range (or width) of hysteresis. If the error is now between  $-H/2$ , and  $+H/2$ , (it varies within the hysteresis range), the switch does not switch [21, 23].

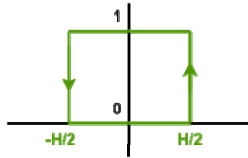


Fig. 4. Diagram of proposed hysteresis controller

The topology of hysteresis current control PWM technique using in this configuration is shown in Fig. 5.

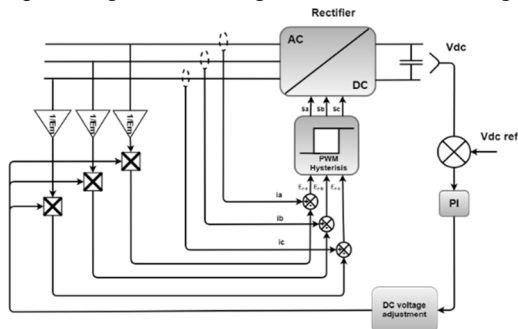


Fig. 5. Control diagram of the hysteresis current control rectifier connected to the inverter

**Implementation predictive current control 3L-NPC inverter.**

**1. Modeling inverter 3L-NPC.** The power and control circuit of a 3L-NPC inverter connected to grid is shown in Fig. 6, each phase of three-phase 3L-NPC inverter consists of 3 arms constituted of 4 switches (S1, S2, S3, S4) connected in series and 2 median diodes (D1 and D2). The midpoints of switches (S2 and S3) of each phase are connected to the load and the midpoints of diodes (D1 and D2) are connected to the neutral point [24, 25].

In the same arm the switches operate in a complementary way connection functions of the arm switches  $k$  (a complementary way) will be given by:

$$\begin{cases} S_{a1} = \overline{S_{a2}} \\ S_{a3} = \overline{S_{a4}} \end{cases} \begin{cases} S_{b1} = \overline{S_{b3}} \\ S_{a2} = \overline{S_{a4}} \end{cases} \begin{cases} S_{c1} = \overline{S_{c4}} \\ S_{a2} = \overline{S_{a3}} \end{cases}. \quad (41)$$

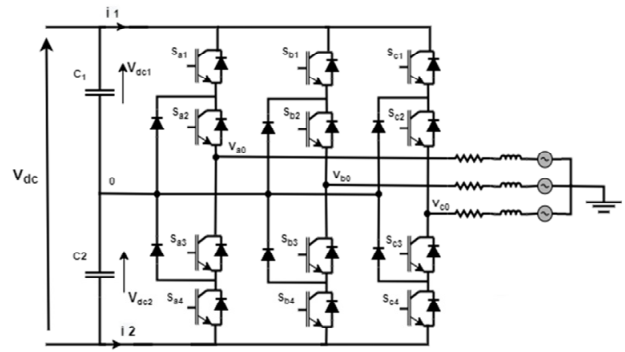


Fig. 6. The power circuit model of a 3L-NPC inverter connected to the grid

The switching function on  $A, B$ , and  $C$  phase can be defined as follows:

$$\begin{cases} S_{k1} = \overline{S_{k3}} \\ S_{k2} = \overline{S_{k4}} \end{cases} \begin{cases} S_{k1} = 1 - S_{k3} \\ S_{k2} = 1 - S_{k4} \end{cases}. \quad (42)$$

The equations of voltages  $(a), (b), (c)$  of the three-level inverter, with respect to the midpoint «0» of the input voltage source is expressed as [26, 27]:

$$\begin{cases} V_{a0} = (S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4})V_{dc}; \\ V_{b0} = (S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4})V_{dc}; \\ V_{c0} = (S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4})V_{dc}. \end{cases} \quad (43)$$

The compound voltages in matrix form are:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{a0} - v_{b0} \\ v_{b0} - v_{c0} \\ v_{a0} - v_{c0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4} \\ S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4} \\ S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} \cdot V_{dc}. \quad (44)$$

We can define the simple voltages  $(v_a, v_b, v_c)$  with respect to the neutral point  $n$ :

$$\begin{cases} v_a = v_{an} = v_{a0} - v_{n0}; \\ v_b = v_{bn} = v_{b0} - v_{n0}; \\ v_c = v_{cn} = v_{c0} - v_{n0}. \end{cases} \quad (45)$$

The voltage equation between the midpoint of the DC power supply of the inverter and the point load neutral which is written as follows:

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}). \quad (46)$$

Finally, the system in the matrix form is:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4} \\ S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4} \\ S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} V_{dc}, \quad (47)$$

where  $S_{k1}, S_{k2}, S_{k3}, S_{k4}$  are the switching states of the inverter power switches;  $v_{a0}, v_{b0}, v_{c0}$  are the phase-to-neutral voltages at the output of the inverter between the phases of the load and the midpoint «0»;  $v_{n0}$  is the voltage between the midpoint of the inverter DC supply and the neutral point of the load;  $v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$  are the phase-to-neutral voltages with respect to the neutral point  $n$ .

Depending on the states of the inverter, this vector can take several positions in; these positions are

designated on the vector diagram or switch hexagon shown in Fig. 7 [24, 26].

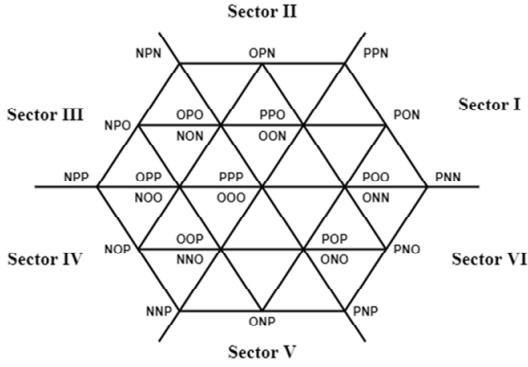


Fig. 7. Space vector diagram of a 3-L NPC inverter

**2. Implementation predictive current control.** The proposed predictive control strategy is based on the fact that only a finite number of possible switching states can be generated by a power converter static and that models of the system can be used to predict behavior variables for each switching state. For switching selection appropriate to apply, a selection criterion must be defined. This selection criterion is expressed as a quality function that will be evaluated for the predicted values variables to control. The prediction of the future value of these variables is calculated for each possible switching state. The switching state that minimizes the quality function is selected [28, 29]. This approximation is considered in Fig. 8.

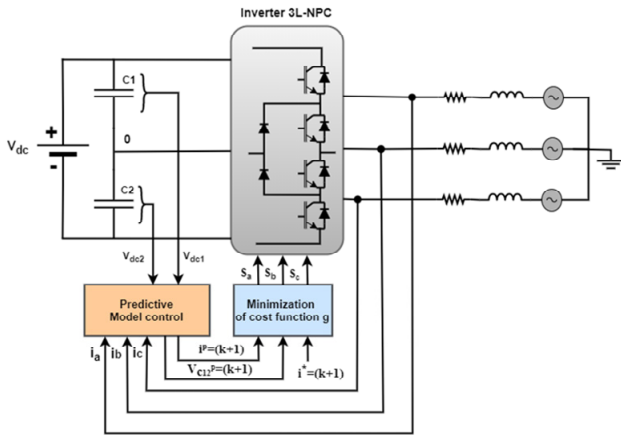


Fig. 8. Block diagram of predictive current control for a 3L-NPC inverter connected to grid

The system model equations are given as follows:

$$\begin{cases} v_{an} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} - e_a; \\ v_{bn} = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} - e_b; \\ v_{cn} = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} - e_c. \end{cases} \quad (48)$$

After the Clarke transformation and with the use of Euler's method to obtain a discrete-time model of the current, the current equations are expressed as follows:

$$\frac{di}{dt} = \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s}, \quad (49)$$

where  $T_s$  is the sampling period and  $k$  shows sampling time.

$$\begin{cases} i_{\alpha}^p(k+1) = \left(1 - T_s \frac{R}{L}\right) i_{\alpha}(k) + \frac{T_s}{L} (v_{\alpha} - e_{\alpha}(k)); \\ i_{\beta}^p(k+1) = \left(1 - T_s \frac{R}{L}\right) i_{\beta}(k) + \frac{T_s}{L} (v_{\beta} - e_{\beta}(k)). \end{cases} \quad (50)$$

The currents  $i_{c1}$ ,  $i_{c2}$  supplied by each capacitor  $C_1$ ,  $C_2$  are represented by the following equations:

$$\begin{cases} i_{c1}(k) = i_{dc}(k) - H_{1a}i_a(k) - H_{1b}i_b(k) - H_{1c}i_c(k); \\ i_{c2}(k) = i_{dc}(k) - H_{2a}i_a(k) - H_{2b}i_b(k) - H_{2c}i_c(k). \end{cases} \quad (51)$$

The switch states function of the 3L-NPC calculates the variables ( $H_{1x}$ ,  $H_{2x}$ ) and is given by:

$$\begin{cases} H_{1x} = \begin{cases} 1 & \text{if } S_x = '+'; \\ 0 & \text{other}; \end{cases} \\ H_{2x} = \begin{cases} 1 & \text{if } S_x = '-'; \\ 0 & \text{other}. \end{cases} \end{cases} \quad (52)$$

We use the Euler method to obtain the equations in discrete time which allows the prediction of DC bus voltages as follows:

$$\begin{cases} v_{c1}^p(k+1) = v_{c1}(k) + \frac{1}{C} i_{c1}(k) T_s; \\ v_{c2}^p(k+1) = v_{c2}(k) + \frac{1}{C} i_{c2}(k) T_s, \end{cases} \quad (53)$$

where  $i(k)$  is  $i_{\alpha}^p$ ,  $i_{\beta}^p$  and represents the current vector in stationary frame  $\alpha$ - $\beta$ ;  $i_{c1}$ ,  $i_{c2}$  are the currents flowing respectively through the capacitors  $C_1$ ,  $C_2$ ; variables  $H_{1x}$ ,  $H_{2x}$  depend on the switching states;  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$  are the voltages across DC-link capacitors  $C_1$ ,  $C_2$ .

**3. Cost function.** The objective of the current control scheme is to minimize the error between the currents measured and reference values. This requirement can be written as a cost function. The cost function is expressed in orthogonal coordinates and measures the error between the references and the predicted currents:

$$g = \left| i_{\alpha}^* - i_{\alpha}^p \right| + \left| i_{\beta}^* - i_{\beta}^p \right| + \lambda_{dc} \left| v_{c1}^p - v_{c2}^p \right|, \quad (54)$$

where  $g$  is the cost function;  $\lambda_{dc}$  is the weighting factor.

The evaluation of the precomputed results and the determination of future optimal control actions are made by the cost function [30-33].

**4. Diagram smart current control.** Predictive model algorithm applied to control the centralized 3L-NPC inverter in WECS is shown in Fig. 9. To make the necessary calculation of the equations of the predictive command Fig. 9 presents the algorithm of the deferent step of this smart control [28, 29].

**Results.** This section is to validate the results obtained from the model smart predictive current control of 3L-NPC inverter algorithm of WECS through eigenvalues analysis and also the comparative studies between the proposed model and the exist solution already used for PMSG connected to grid. In the first part, the results obtained after rotor side converter are illustrated in Fig. 8.

Figures 10,a,d show the applied variable change of wind profile for the studied system. Figure 10,c presents the form of the DC link voltage. The DC link voltage reference is set to 540 V, the measured voltage perfectly follows the reference signal.

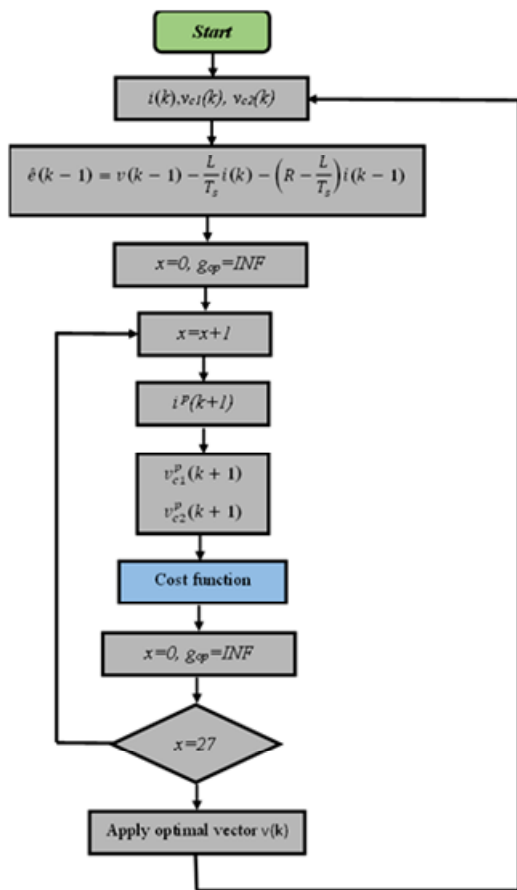


Fig. 9. Smart current control algorithm

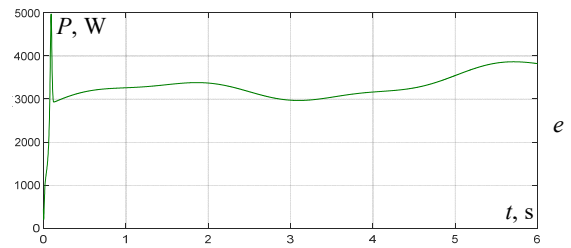
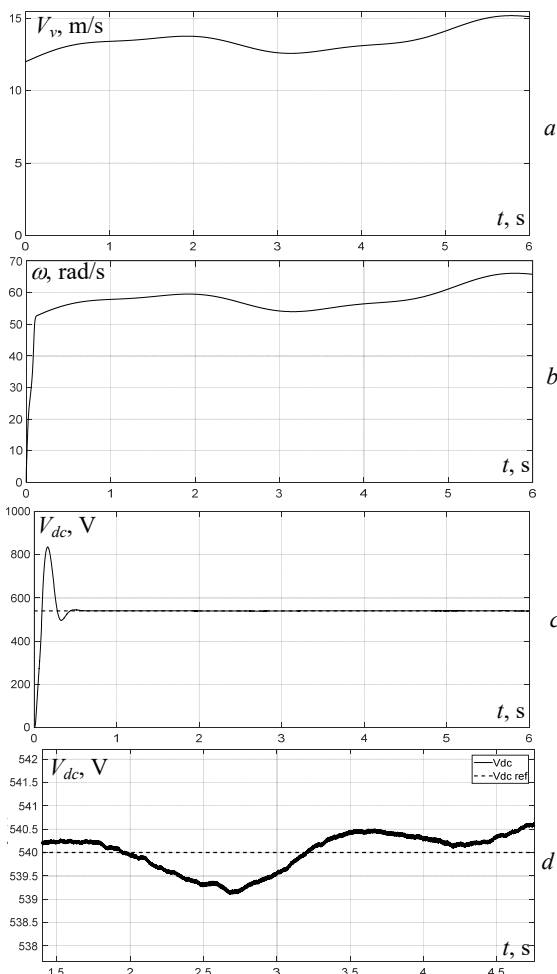


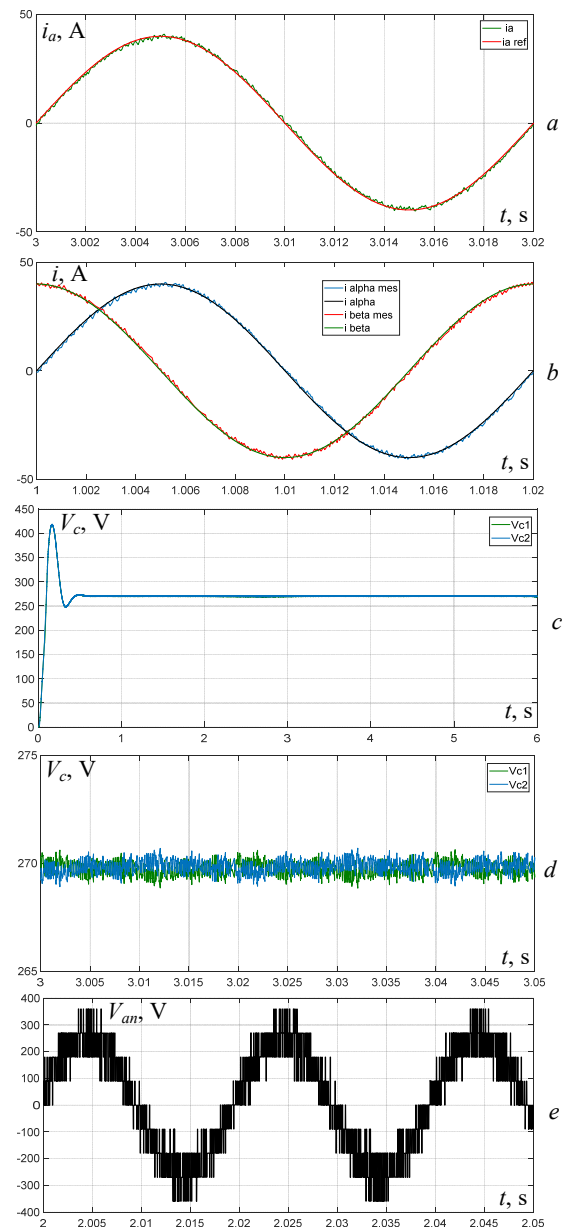
Fig. 10. Simulation results of the rotor side converter: a – wind speed; b – mechanical speed; c – DC-link voltage; d – zoom DC-link voltage; e – PMSG power

The second part shows the results after grid side converter and is illustrated in Fig. 11.

Figure 11,a clearly shows the proper tracking of the converter reference currents with small currents ripples.

It can be seen in Fig. 9,b waveform of the controlled currents  $i_{\alpha}$  and  $i_{\beta}$  is smooth and stable.

Figure 11,c illustrates the DC voltage ripples are low enough. The spectral analysis of the modulated voltage signal is presented in Fig. 11,g, where we noticed a drop in Total Harmonic Distortion (THD).



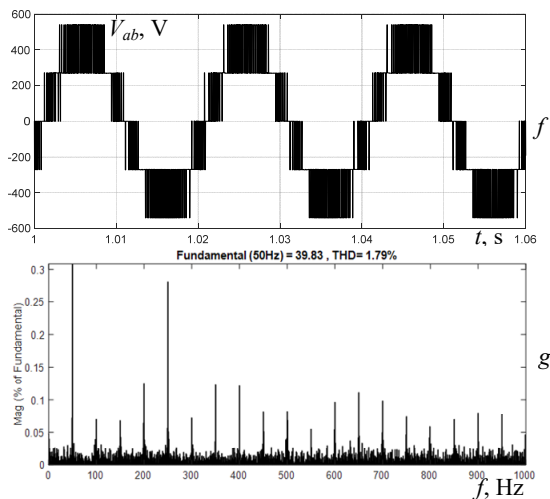


Fig. 11. Simulation results of the grid side converter:

- a – output current  $i_a$ ; b – controlled currents  $i_\alpha, i_\beta$  and their references;
- c – DC voltages across the two capacitors  $V_{dc1}, V_{dc2}$ ;
- d – zoom of the DC voltages across the two capacitors  $V_{dc1}, V_{dc2}$ ;
- e – simple voltage at inverter output  $V_{an}$ ; f – output line-to-line voltage  $V_{ab}$ ; g – spectrum of current  $i_a$

**Comparison to state-of-the-art.** The purpose of this part a comparative study between the smart current control of the WECS and exist solution using in [11]. Table 3 summarizes the principal differences between exist solution and the new smart current control of the WECS.

These results and comparison showed high stability, fast response, low disturbance, eases of implementation and strong the robustness of this smart current control.

Table 3  
Comparison of smart current control and exist solution

Parameter	Exist solution [11]	Smart current control
Answer dynamic	Stable	Stable
The behavior of current in regime const THD, %	5.3	1.38
Frequency of switching, Hz	2500	2500
Response time, ms	>40	40
Robustness, %	45	80
Complexity of implantation, %	35	10

### Conclusions.

1. In this paper, a new design and intelligent control has been proposed and implemented for wind energy conversion system based PMSG.

2. All presented results have validated the capability and effectiveness of the proposed intelligent control strategy and showed a high performance and dynamic behavior even at high power. Also, the measured DC voltage follows the reference voltage closely (transitory response 30 ms) and this proves its robustness. The control of three level neutral point clamped inverter is guaranteed by smart advanced current control, which gives good results regarding THD (1.38 %) in the both of simulation and experimentation results.

3. Optimizing using metaheuristic algorithms are more precise for THD optimization and switching loss mitigation.

4. Experimental validation is the focus of future work: using DC machine for creating mechanical speed of the turbine, multiplier, PMSG, PWM rectifier, board Dspace1104, current sensors, voltage sensors, DC voltage

stabilizer, control interface, three level neutral point clamped inverter, MATLAB/Simulink and control desk.

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

### REFERENCES

1. Sathish C., Chidambaram I.A., Manikandan M. Intelligent cascaded adaptive neuro fuzzy interface system controller fed KY converter for hybrid energy based microgrid applications. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 63-70. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.09>.
2. Chen R., Ke D., Sun Y., Chung Y.C., Wu H., Liao S., Xu J., Wei C. Hierarchical Frequency-dependent Chance Constrained Unit Commitment for Bulk AC/DC Hybrid Power Systems with Wind Power Generation. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 2023, vol. 11, no. 4, pp. 1053-1064. doi: <https://doi.org/10.35833/MPCE.2022.000138>.
3. Kamel Eddine Z.H., Dib R., Abed K. New Intelligent Power Adjustment of the Wind Energy Conversion System Extended Virtual Flux based Direct Power Control Using New Fuzzy-PI Controller. *Proceedings of the 9th International Workshop on Simulation for Energy, Sustainable Development & Environment (SESDE 2021)*, 2021, pp. 27-37. doi: <https://doi.org/10.46354/i3m.2021.sesde.004>.
4. Bhattacharjee H., Mukherjee D., Chakraborty C. Three-level Vienna Rectifier with a Brushless and Permanent Magnetless Generator for Wind Energy Conversion Systems. *Power Electronics and Drives*, 2022, vol. 7, no. 1, pp. 84-102. doi: <https://doi.org/10.2478/pead-2022-0007>.
5. Choudhury S., Bajaj M., Dash T., Kamel S., Jurado F. Multilevel Inverter: A Survey on Classical and Advanced Topologies, Control Schemes, Applications to Power System and Future Prospects. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 18, art. no. 5773. doi: <https://doi.org/10.3390/en14185773>.
6. Devineni G.K., Ganesh A. Problem Formulations, Solving Strategies, Implementation Methods & Applications of Selective Harmonic Elimination for Multilevel Converters. *Journal Européen Des Systèmes Automatisés*, 2020, vol. 53, no. 6, pp. 939-952. doi: <https://doi.org/10.18280/jesa.530620>.
7. Eroglu H., Cuce E., Mert Cuce P., Gul F., Iskenderoglu A. Harmonic problems in renewable and sustainable energy systems: A comprehensive review. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 2021, vol. 48, art. no. 101566. doi: <https://doi.org/10.1016/j.seta.2021.101566>.
8. Sarker R., Datta A., Debnath S. FPGA-Based High-Definition SPWM Generation With Harmonic Mitigation Property for Voltage Source Inverter Applications. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2021, vol. 17, no. 2, pp. 1352-1362. doi: <https://doi.org/10.1109/TII.2020.2983844>.
9. Jayakumar V., Chokkalingam B., Munda J.L. A Comprehensive Review on Space Vector Modulation Techniques for Neutral Point Clamped Multi-Level Inverters. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 112104-112144. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3100346>.
10. Wu M., Li Y.W., Konstantinou G. A Comprehensive Review of Capacitor Voltage Balancing Strategies for Multilevel Converters Under Selective Harmonic Elimination PWM. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, vol. 36, no. 3, pp. 2748-2767. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3012915>.
11. Alakkad M.A.M., Rasin Z., Rasheed M., Abd Halim W., Omar R. Real-time switching thirteen-level modified CHB-Multilevel inverter using artificial neural network technique based on selective harmonic elimination. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 2020, vol. 20, no. 3, pp. 1642-1652. doi: <https://doi.org/10.11591/ijeecs.v20.i3.pp1642-1652>.
12. Sami I., Ullah S., Ali Z., Ullah N., Ro J.-S. A Super Twisting Fractional Order Terminal Sliding Mode Control for DFIG-Based Wind Energy Conversion System. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 9, art. no. 2158. doi: <https://doi.org/10.3390/en13092158>.



13. Boukadoum A., Bouguerue A., Bahi T. Direct power control using space vector modulation strategy control for wind energy conversion system using three-phase matrix converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 40-46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.06>.
14. Bouraghda S., Sebaa K., Bechouat M., Sedraoui M. An improved sliding mode control for reduction of harmonic currents in grid system connected with a wind turbine equipped by a doubly-fed induction generator. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 47-55. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.08>.
15. Cheikh R., Boualem B., Belmili H. Improved Fuzzy Logic MPPT Controller of Stand-alone WECS-based PMSG under Stochastic Wind Environment. *Journal of Renewable Energies*, 2023, vol. 1, no. 1, pp. 31-42. doi: <https://doi.org/10.54966/jreen.v1i1.1096>.
16. Ghanem S., Fandi G., Kyncl J., Müller Z. A novel scheme for control by active and reactive power utilized in gearless variable speed wind turbine system with PMSG connected to the grid. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 56-68. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.09>.
17. Babu A., Shivaleelavathi B.G., Yatnalli V. Efficiency Analysis and Design Considerations of a Hysteretic Current Controlled Parallel Hybrid Envelope Tracking Power Supply. *Engineering, Technology & Applied Science Research*, 2023, vol. 13, no. 1, pp. 9812-9818. doi: <https://doi.org/10.48084/etasr.5414>.
18. Sakri D., Laib H., Farhi S.E., Golea N. Sliding mode approach for control and observation of a three phase AC-DC pulse-width modulation rectifier. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 2, pp. 49-56. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.2.08>.
19. Malinowski M. *Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers*. Ph.D. Thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, Warsaw University of Technology, 2001. 128 p.
20. Deng Q., Gou B., Ge X., Lin C., Xie D., Feng X. A High-Accuracy-Light-AI Data-Driven Diagnosis Method for Open-Circuit Faults in Single-Phase PWM Rectifiers. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023, vol. 9, no. 3, pp. 4352-4365. doi: <https://doi.org/10.1109/TTE.2023.3238009>.
21. Zhou Z., Song J., Yu Y., Xu Q., Zhou X. Research on High-Quality Control Technology for Three-Phase PWM Rectifier. *Electronics*, 2023, vol. 12, no. 11, art. no. 2417. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics12112417>.
22. Kendouli F., Nabti K., Labed K., Benalla H. Modélisation, simulation et contrôle d'une turbine éolienne à vitesse variable basée sur la génératrice asynchrone à double alimentation. *Journal of Renewable Energies*, 2023, vol. 14, no. 1, pp. 109-120. (Fra). doi: <https://doi.org/10.54966/jreen.v14i1.245>.
23. Adjie A.P., Hamid M.I. Harmonics Analysis of Input Current of 3-Phase PWM Rectifier. *Andalus Journal of Electrical and Electronic Engineering Technology*, 2021, vol. 1, no. 1, pp. 31-40. doi: <https://doi.org/10.25077/ajeet.v1i1.6>.
24. Yaramasu V. *Predictive control of multilevel converters for megawatt wind energy conversion systems*. PhD Thesis, Ryerson University, Toronto, ON, Canada, 2014. 259 p. doi: <https://doi.org/10.32920/ryerson.14655330.v1>.
25. Abid M., Laribi S., Larbi M., Allaoui T. Diagnosis and localization of fault for a neutral point clamped inverter in wind energy conversion system using artificial neural network technique. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 55-59. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.09>.
26. Guo F., Ma Z., Diao F., Zhao Y., Wheeler P. Hybrid Virtual Coordinate-Driven CBPWM Strategy of Three-Level T-Type NPC Converters for Electric Aircraft Propulsion Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, vol. 71, no. 3, pp. 2309-2319. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2023.3266552>.
27. Lyu J., Yan H., Ding J., Wu Q., Lyu X., Sun Z. Optimal switching sequence model predictive control for three-level NPC grid-connected inverters. *IET Power Electronics*, 2021, vol. 14, no. 3, pp. 626-639. doi: <https://doi.org/10.1049/pel2.12050>.
28. Gu X., Xu W., Zhang G., Chen W., Jin X. Three-Level Inverter-PMSM Model Predictive Current Control Based on the Extended Control Set. *Electronics*, 2023, vol. 12, no. 3, art. no. 557. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics12030557>.
29. Vargas R., Cortes P., Ammann U., Rodriguez J., Pontt J. Predictive Control of a Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, vol. 54, no. 5, pp. 2697-2705. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2007.899854>.
30. Rodriguez J., Pontt J., Silva C.A., Correa P., Lezana P., Cortes P., Ammann U. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, vol. 54, no. 1, pp. 495-503. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2006.888802>.
31. Rojas D., Rivera M., Munoz J., Baier C., Wheeler P. Predictive Current Control Applied to a 3L-NPC Inverter. *2021 IEEE International Conference on Automation/XXIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, 2021, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/ICAACCA51523.2021.9465309>.
32. Babes B., Hamouda N., Kahla S., Amar H., Ghoneim S.S.M. Fuzzy model based multivariable predictive control design for rapid and efficient speed-sensorless maximum power extraction of renewable wind generators. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 51-62. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.08>.
33. Katkout A., Nasser T., Essadki A. An Efficient Model Predictive Current Control Algorithm for Grid-Connected Multi-Level Inverter with Computational Delay Compensation. *2020 International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT)*, 2020, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEIT48248.2020.9113234>.

Received 25.07.2023  
Accepted 10.11.2023  
Published 02.03.2024

Hamed Kamel Eddine Zine<sup>1</sup>, PhD Student,  
Khoudir Abed<sup>1</sup>, PhD, Master of Computer Application,  
<sup>1</sup>Department of Electrical Engineering,  
Faculty of Engineering Sciences,  
Laboratory of Electrical Engineering of Constantine (LGEC),  
Mentouri University, Road Ain El Bey, Constantine, Algeria,  
e-mail: kamel-eddine.zine-hamed@lec-umc.org,  
khoudir.abed@laposte.net (Corresponding Author)

#### How to cite this article:

Zine H.K.E., Abed K. Smart current control of the wind energy conversion system based permanent magnet synchronous generator using predictive and hysteresis model. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 40-47. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.06>

М.І. Баранов

## Розрахунково-експериментальне визначення швидкості просування плазмового лідерного каналу імпульсного іскрового розряду в атмосферному повітрі

Надані результати розрахунково-експериментального визначення усередненої швидкості  $v_L$  просування плазмового лідерного каналу електричного імпульсного іскрового розряду в довгому повітряному проміжку двоелектродної розрядної системи «вістря-площина» (для двох прикладних випадків при  $l_{\min}=1,5$  м і  $l_{\min}=3$  м), яка випробовує дію стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу високої і надвисокої напруги часової форми  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс позитивної полярності. Запропонований метод чисельної оцінки величини  $v_L$  в даній розрядній системі базується на використанні отриманої емпіричної формули та отриманні осцилограм процесу зрізу застосованих імпульсів над- і високої напруги при електричному пробі в ній довгих повітряних проміжків вказаної мінімальної довжини  $l_{\min}$ . На основі запропонованої наближеної розрахункової формули і виконаних за допомогою потужного надвисоковольтного випробувального обладнання сильноточових експериментів показано, що вказана швидкість  $v_L$  розповсюдження в атмосферному повітрі переднього фронту позитивного лідера імпульсного іскрового розряду чисельно складає  $v_L \approx (1 \pm 0,03) \cdot 10^5$  м/с. Отримані розрахунково-експериментальні дані для усередненої швидкості  $v_L$  просування в повітрі лідерного каналу імпульсного іскрового розряду добре узгоджуються з її прийнятими для грозових іскрових розрядів в атмосферному повітрі чисельними показниками. Бібл. 20, рис. 5.

**Ключові слова:** плазмовий лідерний канал, електричний імпульсний іскровий розряд, повітряний діелектрик, швидкість просування фронту іскрового розряду, розрахунок, експеримент.

**Стан та актуальність задачі.** У техніці високих (надвисоких) електричних напруг реальну небезпеку для використовуваного електроустаткування представляє електричний пробій його вакуумної, газової, рідкої або твердої ізоляції, який супроводжується виникненням явища короткого замикання в електричному колі, утворенням в місці пробією високопровідного іскрового (дугового) каналу розряду і протіканням через нього великого імпульсного струму. Повітряна ізоляція достатньо широке практичне застосування як в промисловій електроенергетиці, так і в області високовольтної імпульсної техніки (ВІТ), призначеної для наукових і технологічних цілей [1-6].

Відомо, що в довгих повітряних проміжках (при довжинах 1 м і більш) їх електричний пробій здійснюється шляхом проростання від одного електроду (наприклад, від потенційного анода) високовольтного пристрою до іншого (наприклад, до заземленого катода) лідера електричного газового розряду – тонкого плазмового провідного каналу, ступінь іонізації молекул (атомів) газу в якому є значно вищим, ніж в початковому стримерному каналі розряду [3, 7]. Після досягнення голівкою лідера електричного розряду, яка яскраво світиться, протилежного електроду-катода і розповсюдження по лідерному каналу у бік анода із швидкістю біля  $v_L \approx 10^7$  м/с спочатку зворотної хвилі сильного електричного поля (хвилі електричного потенціалу) і далі зворотної хвилі струму провідності на місці лідерного каналу формується сильноіонізований іскровий канал розряду, який яскраво світиться [3, 7]. Із-за протікання по цьому високопровідному каналу великого імпульсного струму та інтенсивного енерговиділення на його омичному опорі температура і тиск в нім різко зростають, що приводить до розширення каналу іскрового розряду із швидким радіальним розльотом його низькотемпературної плазми і утворенням в навколишньому повітряному середовищі потужної ударної хвилі. Не дивлячись на наявність багато разів апробованих в наукових лабораторіях світу відомих теорій стримерного і лідерного пробією повітряної ізоляції [1, 3, 7], маловивченими питаннями на сьогодні в області фізики імпульсного іскрового розряду в атмосферному повітрі залишилися ті, які пов'язані з урахуванням особливостей його протікан-

ня в умовах дії різко неоднорідних сильних імпульсних електричних полів, характерних для електротехнічної практики, і визначенням швидкості  $v_L$  просування його плазмового лідерного каналу, який першим при пробіє закорочує повітряні проміжки електророзрядних систем, що входять до складу різноманітних високовольтних пристроїв.

Результати математичного і комп'ютерного моделювання складних електророзрядних процесів в різних видах діелектриків [1, 3, 8-14], які спрямовані на підвищення електричної міцності газової, рідкої і твердої ізоляції використовуваного в електроенергетиці і ВІТ високовольтного електроустаткування, не дозволяють дати відповіді на вказані вище актуальні питання з області електрофізики газового іскрового розряду. Поглиблення наших наукових знань про електричний імпульсний іскровий розряд в газовій ізоляції (зокрема в довгих повітряних проміжках), що відноситься до комплексного і складного електрофізичного явища природи, дозволяє раціональніше розробляти конструкції багатьох високовольтних електротехнічних і електроенергетичних пристроїв з підвищеною надійністю їх роботи в нормальних і аварійних режимах, а також засоби блискавкозахисту як для різних літальних апаратів, так і стратегічних промислово-технічних об'єктів наземної інфраструктури.

**Метою статті** є розрахунково-експериментальне визначення усередненої швидкості  $v_L$  просування плазмового лідерного каналу електричного імпульсного іскрового розряду в довгому повітряному проміжку двоелектродної розрядної системи «вістря-площина».

**1. Постановка задачі.** Типовим прикладом в області ВІТ електророзрядної системи з різко неоднорідним сильним імпульсним електричним полем є двоелектродна розрядна система (ДЕРС) «вістря-площина», що містить вертикально розміщений потенційний електрод у вигляді металевого стрижня 1 радіусом  $r_0$  із загостренням нижнім краєм з радіусом його кривизни  $r_c \ll r_0$  і заземлений електрод у вигляді горизонтально розташованої металевої площини 2 обмежених розмірів (рис. 1). Хай електричні потенціали цих електродів 1 і 2 рівні відповідно  $\varphi_1$  і  $\varphi_2=0$ , а між ними в міжелектродному ізоляційному проміжку міні-

© М.І. Баранов

мальною довжиною  $l_{\min}$ , рівній довжині прямої, проведеної від вістря потенційного електроду 1 за нормаллю до плоскої поверхні заземленого електроду 2, розміщеного гомогенне атмосферне повітря за таких фізичних умов [15]: тиск газу  $P_a \approx (1,013 \pm 0,005) \cdot 10^5$  Па; абсолютна температура газу  $T_a \approx (293,15 \pm 5)$  К; відносна вологість газу  $\gamma_a \approx (45 \pm 15)$  %.

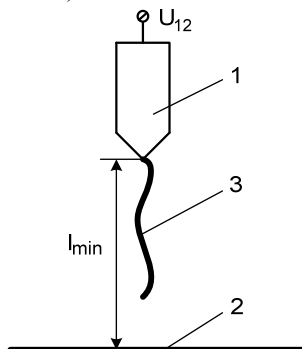


Рис. 1. Схематичне зображення досліджуваної повітряної ДЕРС, на прикладі якої розглядається електрофізичний процес розповсюдження плазмового лідерного каналу імпульсного іскрового розряду в атмосферному повітрі (1, 2 – відповідно потенційний і заземлений металеві електроди; 3 – зигзагоподібний лінійний канал іскрового розряду в ДЕРС)

Прийемо, що електрична міцність міжелектродного повітряного проміжку в ДЕРС стосовно усередненого рівня його пробивної напруженості  $E_d$  сильного імпульсного електричного поля для імпульсу над- і високої напруги, що подається на ДЕРС, складає величину  $E_{d1}$  для  $l_{\min}=1,5$  м і  $E_{d2}$  для  $l_{\min}=3$  м. У цих двох прикладних випадках електричний потенціал  $\phi_1$  на краю стрижня з вістрям ДЕРС набуватиме критичних значень, відповідно рівних  $\phi_{1d1}$  і  $\phi_{1d2}$ . Обмежимося розглядом випадку, коли амплітудно-часові параметри (АЧП) електричної імпульсної напруги  $U_{12}(t) = (\phi_1 - \phi_2)$  у міжелектродному повітряному проміжку ДЕРС змінюються в часі  $t$  за законом стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу напруги часової форми  $T_m/T_d \approx (250 \pm 50)$  мкс/( $2500 \pm 750$ ) мкс позитивної полярності з відповідними допусками [16-18]. Вкажемо, що саме ця часова форма високої (надвисокої) імпульсної напруги зазвичай використовується в промисловій електроенергетиці і ВІТ при визначенні електричної міцності внутрішньої і зовнішньої ізоляції різного високовольтного електроустаткування. Потрібно на основі розрахункових і експериментальних даних, які стосуються протікання електрофізичних процесів в розрядному довгому повітряному проміжку ДЕРС (див. рис. 1), в наближеному вигляді чисельно визначити усереднену швидкість  $v_L$  просування позитивного лідера в плазмовому каналі електричного імпульсного іскрового розряду в повітряному проміжку досліджуваної нами ДЕРС «вістря-площина» з вказаними двома чисельними значеннями його мінімальної довжини ( $l_{\min}=1,5$  м і  $l_{\min}=3$  м).

**2. Розрахунково-експериментальна оцінка швидкості  $v_L$  просування плазмового лідерного каналу імпульсного іскрового розряду в атмосферному повітрі.** Дослідні результати досліджень в області ВІТ електричного пробую довгих повітряних проміжків в ДЕРС «вістря-площина» з використанням стандартного комутаційного імпульсу напруги часо-

вої форми  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс позитивної полярності свідчать про те, що розвиток в них плазмового лідерного каналу високовольтного імпульсного іскрового розряду відбувається по шляху зигзагоподібної форми, довжина якого  $l_c$  завжди перевищує їх мінімальну довжину  $l_{\min}$  з обов'язковим виконанням нерівності вигляду  $l_c \geq 1,1 l_{\min}$  [1, 3, 17-19]. При зміні у вказаній повітряній ДЕРС мінімальної довжини  $l_{\min}$  їх розрядних проміжків в діапазоні  $l_{\min} \approx (1-4)$  м дана відмінність між довжинами  $l_c$  і  $l_{\min}$  складає від 10 до 15 % [17-19]. Для визначеності подальших розрахункових оцінок усередненого значення шуканого параметра  $v_L$  зупинимося на тому прикладному випадку, коли ця відмінність між довжинами  $l_c$  і  $l_{\min}$  в середньому виявляється рівною приблизно 13 %, а відношення  $l_c/l_{\min}$  чисельно складає біля  $l_c/l_{\min} \approx 1,13$ . Враховуючи цей дослідний результат, формула для наближеної розрахункової оцінки усередненої швидкості  $v_L$  просування плазмового лідерного каналу високовольтного електричного імпульсного іскрового розряду в атмосферному повітрі прийнятої ДЕРС «вістря-площина» при  $l_{\min} \approx (1-4)$  м приймає наступний емпіричний вигляд:

$$v_L \approx 1,13 l_{\min} / T_{dc}, \quad (1)$$

де  $T_{dc}$  – тривалість зрізу імпульсу напруги, який викликає електричний пробій довгого повітряного проміжку в досліджуваній ДЕРС «вістря-площина», мінімальна довжина якого чисельно складає  $l_{\min} \geq 1$  м.

У (1) чисельне значення параметра  $l_{\min} \geq 1$  м для повітряної ДЕРС «вістря-площина» вибирається персоналом випробувальної бригади і фіксується відповідним вимірювальним інструментом (довгою метричною лінійкою) експериментальним шляхом, а чисельне значення тривалості зрізу  $T_{dc}$  імпульсу напруги визначається шляхом розшифрування його осцилограм у процесі електричного пробую повітряного проміжку в ДЕРС довжиною  $l_{\min}$  з використанням цифрового запам'ятовуючого осцилографа і надвисоковольтного омичного подільника напруги (ОПН). Застосування у випадку, що розглядається нами, вказаного типу подільника надвисокої напруги пов'язано з відносною простотою його виготовлення і порівняно невеликою вартістю комплектуючих електричних елементів, що входять до його складу [18, 20].

Використання в (1) саме величини  $T_{dc}$  пояснюється тим фізичним положенням, що ця тривалість зрізу  $T_{dc}$  імпульсу високої (надвисокої) імпульсної напруги, що подається на повітряну ДЕРС, характеризує час закорочування по повітряному шляху реальною довжиною  $l_c$  провідним плазмовим лідерним каналом електричного імпульсного іскрового розряду вибраного нами повітряного проміжку в даній ДЕРС з його мінімальною довжиною  $l_{\min}$  і відповідно час вирівнювання електричних потенціалів ( $\phi_1 \approx \phi_2 \approx 0$ ) на електродах досліджуваної нами ДЕРС.

На рис. 2 приведений загальний вигляд досліджуваної ДЕРС «вістря-площина» з довгим розрядним повітряним проміжком довжиною  $l_{\min}=3$  м, яка була гальванічно підключена до сильноточового розрядного електричного кола надвисоковольтного генератора стандартних комутаційних аперіодичних імпульсів напруги часової форми  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс позитивної (негативної) полярності, розробленого і створеного в НДПКІ «Молнія» НТУ «ХПІ» [17, 18].



Рис. 2. Загальний вигляд надвисоковольтної повітряної ДЕРС «вістря-площина» ( $l_{\min}=3$  м), в якій до потенційного верхнього загостреного на нижньому краю сталевого електроду-стрижню радіусом  $r_0 \approx 15$  мм, розміщеному по центру її заземленого нижнього плоского електроду з оцинкованої сталі з габаритними розмірами  $5 \times 5$  м, приєднаний ОПН-2,5 на номінальну електричну імпульсну напругу 2,5 МВ з коефіцієнтом ділення  $K_d \approx 53650$  [18]

На рис. 3 наведена дослідна осцилограма повного стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу напруги часової форми  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс позитивної полярності, який діє в розрядному колі вказаного надвисоковольтного випробувального генератора [17, 18] на досліджувану нами повітряну ДЕРС «вістря-площина» без електричного пробую її довгого повітряного проміжку завдовжки  $l_{\min}=3$  м.

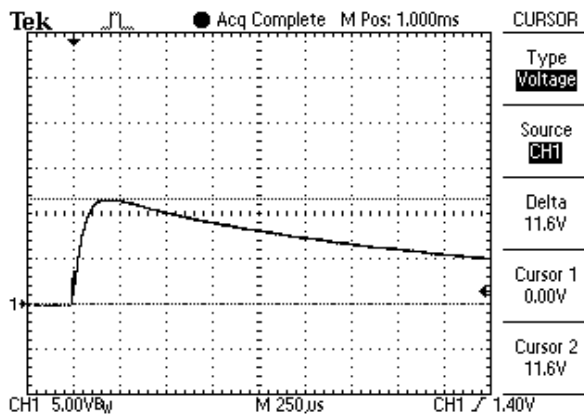


Рис. 3. Осцилограма повного комутаційного аперіодичного імпульсу високої напруги часової форми  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс позитивної полярності без електричного пробую довгого повітряного проміжку завдовжки  $l_{\min}=3$  м в ДЕРС «вістря-площина» ( $U_{mc} \approx 11,6$  В  $\times$  53650  $\approx$  622,3 кВ – амплітуда імпульсу високої напруги;  $T_m \approx 200$  мкс – час наростання (підйому) імпульсу напруги до амплітуди  $U_{mc}$ ;  $T_d \approx 1990$  мкс – тривалість імпульсу напруги на рівні  $0,5U_{mc}$ ; масштаб за вертикаллю – 268,2 кВ/діл; масштаб за горизонталлю – 250 мкс/діл)

На рис. 4 зображена дослідна осцилограма зрізаного на наростаючій частині використовуваного в експериментах стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу високої напруги  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс з електричним пробую довгого повітряного розрядного проміжку в ДЕРС «вістря-площина» мінімальною довжиною  $l_{\min}=1,5$  м, АЧП якого визначалися згідно вимог діючого стандарту [16].

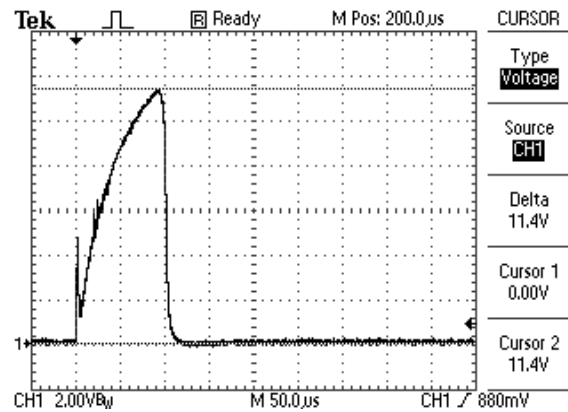


Рис. 4. Осцилограма зрізаного стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу високої напруги часової форми  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс позитивної полярності при електричному пробую довгого повітряного проміжку завдовжки  $l_{\min}=1,5$  м в ДЕРС «вістря-площина» ( $U_{mc} \approx 11,4$  В  $\times$  53650  $\approx$  611,6 кВ – рівень зрізу імпульсу напруги;  $T_c \approx 95$  мкс – час зрізу імпульсу напруги;  $T_d \approx 17$  мкс – тривалість зрізу (комутації) імпульсу напруги; масштаб за вертикаллю – 107,3 кВ/діл; масштаб за горизонталлю – 50 мкс/діл)

Використовуючи отримані згідно рис. 4 дослідні чисельні дані для тривалості зрізу  $T_d \approx 17$  мкс відповідного імпульсу високої напруги (для випадку, коли  $U_{mc} \approx 611,6$  кВ) в повітряній ДЕРС ( $l_{\min}=1,5$  м), що розглядається, з (1) для усередненої швидкості  $v_L$  просування плазмового лідерного каналу імпульсного іскрового розряду в атмосферному повітрі її вказаного довгого розрядного проміжку витікає, що  $v_L \approx 0,997 \cdot 10^5$  м/с. При даній швидкості  $v_L$  розповсюдження в атмосферному повітрі позитивного лідера імпульсного іскрового розряду прохідний їм реальний шлях довжиною  $l_c$  в міжелектродному повітряному проміжку ДЕРС ( $l_{\min}=1,5$  м) при його електричному пробую ( $T_d \approx 17$  мкс) застосованим імпульсом високої напруги чисельно складає  $l_c \approx v_L T_d \approx 1,695$  м. Бачимо, що в цьому випадку реальна довжина  $l_c$  шляху розвитку лідерного каналу іскрового розряду в досліджуваній ДЕРС перевищує мінімальну довжину  $l_{\min}=1,5$  м її розрядного повітряного проміжку приблизно на 13 %.

Відмітимо, що при швидкості збільшення імпульсної напруги  $U_{12}(t)$ , яка прикладається до розрядного проміжку повітряної ДЕРС, рівній  $dU_{12}(t)/dt \geq 5$  кВ/мкс (як в наших електрофізичних випадках) розвиток позитивного лідера в атмосферному повітрі відбувається безперервно (без ступінчастого утворення в ДЕРС окремих плазмових лідерних каналів) [3]. При такому процесі просування в повітрі позитивного лідера розряду довжина  $l_c$  його плазмового каналу в цій ДЕРС монотонно збільшуватиметься (див. рис. 1).

Для порівняння отриманого вище чисельного результату для середньої швидкості  $v_L$  позитивного лідера, характерного для електророзрядних процесів, які протікають в лабораторних умовах в повітряній ДЕРС «вістря-площина» з її довгим розрядним проміжком ( $l_{\min}=1,5$  м), з відомими відзначимо, що згідно [7] найменша середня швидкість  $v_L$  просування в атмосферному повітрі переднього фронту негативного лідера довгого іскрового розряду між грозовою хмарою і поверхнею землі (блискавки) кількісно складає біля  $v_L \approx 10^5$  м/с. Як бачимо, отриманий в лабораторних умо-



вах з використанням цієї ДЕРС при  $l_{\min}=1,5$  м і стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу надвисокої напруги часової форми  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс позитивної полярності наближений з урахуванням (1) розрахунково-експериментальний результат для усередненої швидкості  $v_L \approx 0,997 \cdot 10^5$  м/с просування в атмосферному повітрі плазмового лідерного каналу імпульсного іскрового розряду практично дорівнює її прийнятим в області фізики атмосферної електрики (блискавки) і електрофізики надвисоких напруг кількісним значенням ( $v_L \approx 10^5$  м/с [7]).

Зазначимо, що при виконанні над- і високовольтних експериментів з використанням досліджуваної повітряної ДЕРС «вістря-площина» (див. рис. 2) і отриманим нами при цьому для довгих розрядних повітряних проміжків ( $l_{\min}=1,5$  м і  $l_{\min}=3$  м) дослідним результатам згідно рис. 4 і рис. 5 були застосовані як омичний подільник напруги типу ОПН-2,5 ( $K_d \approx 53650$ ) [18], так і повірений державною метрологічною службою цифровий осцилограф Tektronix TDS 1012B, що запам'ятовує корисні електричні сигнали (сертифікат калібрування UA01№1312 від 29.06.2023 р.).

На рис. 5 зображена осцилограма зрізаного на фронтальній частині використовуваного в лабораторних сильноточових експериментах, що виконувалися нами, надвисоковольтного стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу напруги  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс з електричним пробоем довгого повітряного розрядного проміжку в досліджуваній ДЕРС «вістря-площина» мінімальною довжиною  $l_{\min}=3$  м.

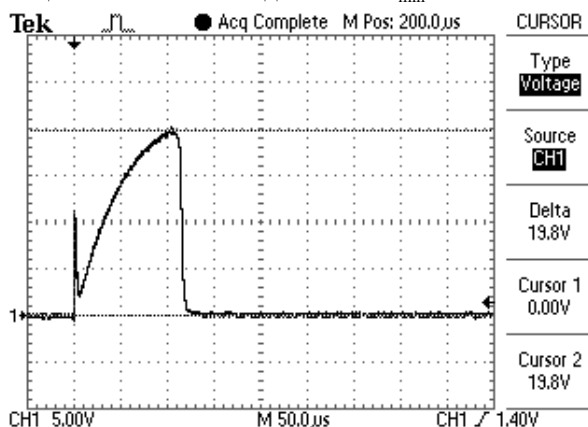


Рис. 5. Осцилограма зрізаного стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу надвисокої напруги часової форми  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс позитивної полярності при електричному пробое довгого повітряного проміжку завдовжки  $l_{\min}=3$  м в ДЕРС «вістря-площина» ( $U_{mcd} \approx 19,8 \text{ В} \times 53650 \approx 1062,3$  кВ – рівень зрізу імпульсу напруги;  $T_c \approx 104$  мкс – час зрізу імпульсу напруги;  $T_{dc} \approx 33$  мкс – тривалість зрізу (комутації) імпульсу напруги; масштаб за вертикаллю – 268,2 кВ/діл; масштаб за горизонталлю – 50 мкс/діл)

Вкажемо, що наявність пікоподібних сплесків на приведених згідно рис. 4 і рис. 5 осцилограмах зрізаних імпульсів напруги (спочатку їх фронтальних частин) пов'язано з конструкційними особливостями побудови використовуваного в схемі формування застосованих нами аперіодичних імпульсів напруги надвисоковольтного генератора типу ГІН-4 [17, 18], що має розміщений на висоті  $\sim 12$  м над землею масивний сталевий екран-дах площею біля  $60 \text{ м}^2$ . Швидкий заряд і розряд електричної ємності цього екрану-даху

ГІН-4 і викликає появу вказаних піків напруги. Ці пікоподібні сплески напруги не можуть вплинути на розвиток електророзрядних процесів у нашій ДЕРС.

Згідно дослідним даним (рис. 5) у разі електричного пробое довгого повітряного проміжку в досліджуваній ДЕРС «вістря-площина» ( $l_{\min}=3$  м) тривалість зрізу  $T_{dc}$  на фронті надвисоковольтного ( $U_{mcd} \approx 1062,3$  кВ) стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу напруги  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс позитивної полярності приймає чисельне значення, рівне приблизно  $T_{dc} \approx 33$  мкс. Бачимо, що із збільшенням удвічі (з 1,5 м до 3 м) мінімальної довжини  $l_{\min}$  повітряного розрядного проміжку в ДЕРС «вістря-площина» практично удвічі зростає і тривалість зрізу  $T_{dc}$  на наростаючій частині використовуваного випробувального імпульсу напруги  $U_{12}(t)$  (приблизно з 17 мкс до 33 мкс згідно даним дослідних осцилограм на рис. 4 і рис. 5). Дані експериментальні результати вказують на те, що усереднена швидкість  $v_L$  просування плазмового лідерного каналу імпульсного іскрового розряду в атмосферному повітрі досліджуваної ДЕРС «вістря-площина» з різко неоднорідним сильним імпульсним електричним полем при зміні в ній мінімальної довжини  $l_{\min}$  в діапазоні  $l_{\min}=(1,5-3)$  м практично не залежить від довжини електрично пробиваного в цій ДЕРС довгого повітряного проміжку високою або надвисокою імпульсною напругою  $U_{12}(t)=(\phi_1-\phi_2)$ , яка приймає при  $l_{\min}=1,5$  м чисельне значення біля  $U_{mcd} \approx 611,6$  кВ (див. рис. 4), а при  $l_{\min}=3$  м – приблизно  $U_{mcd} \approx 1062,3$  кВ (див. рис. 5). Конкретним підтвердженням тому є те, що у використовуваній повітряній ДЕРС «вістря-площина» ( $l_{\min}=3$  м), яка випробовує дію стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу напруги часової форми  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс, усереднена швидкість  $v_L$  просування в атмосферному повітрі плазмового каналу позитивного лідера імпульсного іскрового розряду з урахуванням емпіричної формули (1) при  $l_{\min}=3$  м і  $T_{dc} \approx 33$  мкс чисельно складає біля  $v_L \approx 1,03 \cdot 10^5$  м/с. Це кількісне значення для  $v_L$  (при  $l_{\min}=3$  м в повітряній ДЕРС) відрізняється не більше ніж на 3 % від раніше отриманого нами на основі запропонованого тут розрахунково-експериментального методу кількісного визначення усередненої швидкості  $v_L$  просування в повітрі позитивного лідера довгого іскрового розряду при електричному пробое в тій же ДЕРС розрядного повітряного проміжку мінімальною довжиною  $l_{\min}=1,5$  м чисельного значення для  $v_L$ , що становить приблизно  $v_L \approx 0,997 \cdot 10^5$  м/с. Реальний шлях завдовжки  $l_c$  просування в міжелектродному проміжку повітряної ДЕРС позитивного лідера іскрового розряду в цьому випадку ( $l_{\min}=3$  м;  $T_{dc} \approx 33$  мкс;  $v_L \approx 1,03 \cdot 10^5$  м/с) буде чисельно рівним біля  $l_c \approx v_L T_{dc} \approx 3,399$  м, що приблизно на 13 % перевищує вказану мінімальну довжину  $l_{\min}=3$  м розрядного повітряного проміжку в досліджуваній ДЕРС «вістря-площина». При істотно меншій швидкості  $v_L$  просування позитивного лідера розряду в повітрі ДЕРС «вістря-площина» (наприклад, при  $v_L \approx 1,5 \cdot 10^4$  м/с, див. рис. 5.36 в [3]), у якій електричний пробій її розрядних проміжків ( $l_{\min}=1,5$  м і  $l_{\min}=3$  м) обумовлюється також подачею на її відповідні електроди стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу високої ( $U_{mcd} \approx 611,6$  кВ) або надвисокої ( $U_{mcd} \approx 1062,3$  кВ)

напруги часової форми  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс позитивної полярності, для реально зафіксованих нами чисельних значень тривалості їх зрізу  $T_{dc}$  (відповідно рівних  $\sim 17$  мкс і  $\sim 33$  мкс згідно даних рис. 4 і рис. 5) проходження ним (подібним позитивним лідером розряду) вказаних реальних шляхів завдовжки  $l_c \approx v_L T_{dc}$  (у першому випадку для  $l_c \approx 1,695$  м, а в другому –  $l_c \approx 3,399$  м) стає принципово неможливим. При вказаній швидкості  $v_L \approx 1,5 \cdot 10^4$  м/с [3] для проходження таким лідером розряду використовуваних довжин  $l_c > l_{\min}$  будуть потрібні значення  $T_{dc}$ , які повинні чисельно складати не менше (110–220) мкс, що буде суперечити умовам і реаліям проведених нами надвисоковольтних експериментів. В зв'язку з цим відомі дослідні дані, які приведені в [7] (див. табл. 17.2) для найменшої середньої швидкості  $v_L \approx 10^5$  м/с просування в атмосферному повітрі негативного лідера блискавки, мають більшу достовірність. Фізика розвитку лідерного пробою довгих повітряних проміжків як в природних, так і в лабораторних умовах, не дивлячись на значну різницю при цьому в рівнях надвисокої напруги  $U_{12}(t)$ , при  $dU_{12}(t)/dt \geq 5$  кВ/мкс повинна залишатися однаковою. Отримані за допомогою запропонованого розрахунково-експериментального методу дані для усередненої швидкості  $v_L$  просування в атмосферному повітрі позитивного лідера імпульсного іскрового розряду в ДЕРС «вістря-площина» при  $l_{\min} = (1,5-3)$  м доповнюють і уточнюють маловивчені в світі електрофізичні особливості прояву механізмів лідерного пробою довгих повітряних проміжків у використовуваній ДЕРС «вістря-площина» з різко неоднорідним сильним імпульсним електричним полем.

З урахуванням приведених в цій роботі наближених чисельних даних для  $v_L$  і мінімальної похибки вимірювання АЧП використовуваних в проведених експериментах за допомогою повітряної ДЕРС «вістря-площина» стандартних комутаційних аперіодичних імпульсів над- і високої напруги часової форми  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс позитивної полярності, яка складає не менше 3 % [16, 17, 20], можна вважати, що усереднена швидкість  $v_L$  розповсюдження в атмосферному повітрі цієї ДЕРС переднього фронту позитивного лідера в плазмовому каналі імпульсного іскрового розряду чисельно складає біля  $v_L \approx (1 \pm 0,03) \cdot 10^5$  м/с.

**3. Розрахунково-експериментальна оцінка короткочасної електричної міцності довгих повітряних проміжків.** Тут важливо підкреслити те, що електрична міцність повітряної ізоляції в електроенергетиці і ВІТ визначається і вибирається, виходячи з дії на неї наступних двох форм імпульсів над- і високої напруги [1, 3, 16]: по-перше, стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу; по-друге, стандартного коливального загасаючого синусоїдального імпульсу. Отримання подібних даних для довгих повітряних проміжків (для  $l_{\min} = (1-10)$  м) при імпульсній напруги рівнем  $U_{12}(t) = (1-5)$  МВ пов'язано з великими технічними труднощами і матеріальними витратами. В цьому випадку необхідно надійно захищати від виникаючих електричних перенапруг як основні електропристрої самого надвисоковольтного випробувального електростаткування, так і зв'язані з ним зовнішні живлячі електропристрої [1, 2]. Крім того, при цьому потрібно передбачати особливі заходи як з техніки безпеки, так і по запобіганню можливих електричних пробойів ізоля-

ції використовуваних електропристроїв [1, 3, 17]. У зв'язку з цим розрахунково-експериментальні результати, які представлені вище для надвисоковольтної повітряної ДЕРС «вістря-площина», яка відноситься до однієї з основних базисних розрядних систем [1, 3], можуть мати певне прикладне значення при виборі в області промислової електроенергетики і ВІТ мінімальних рівнів розрядних електричних напруг і пробивних напруженостей  $E_d$  сильного імпульсного електричного поля для довгих повітряних проміжків.

Враховуючи емпіричну формулу (1), для усередненого значення пробивної напруженості  $E_d$  сильного електричного поля в довгих повітряних проміжках досліджуваної ДЕРС «вістря-площина» можна записати наступне розрахункове співвідношення:

$$E_d \approx \varphi_{1d} / (1,13 l_{\min}), \quad (2)$$

де  $\varphi_{1d}$  – електричний потенціал на краю верхнього електроду в досліджуваній ДЕРС при електричному пробойі її розрядного повітряного проміжку, який характеризується своєю мінімальною довжиною  $l_{\min}$ .

У прикладному випадку 1, коли  $l_{\min} = 1,5$  м, з (2) при  $\varphi_{1d} \approx \varphi_{1d1} \approx U_{mcd} \approx 611,6$  кВ (див. рис. 4) для усередненого рівня пробивної напруженості  $E_d = E_{d1}$  сильного імпульсного електричного поля у вказаному довгому повітряному проміжку ДЕРС «вістря-площина» отримуємо чисельне значення, приблизно рівне  $E_{d1} \approx 360,8$  кВ/м. Для прикладного випадку 2 при  $l_{\min} = 3$  м і  $\varphi_{1d} \approx \varphi_{1d2} \approx U_{mcd} \approx 1062,3$  кВ (див. рис. 5) з (2) знаходимо, що усереднене значення пробивної напруженості  $E_d = E_{d2}$  сильного імпульсного електричного поля в цьому довгому повітряному проміжку даної ДЕРС чисельно складає біля  $E_{d2} \approx 313,4$  кВ/м. Як бачимо, із збільшенням (у 2 рази з 1,5 м до 3 м) у досліджуваній ДЕРС з різко неоднорідним сильним імпульсним електричним полем мінімальної довжини  $l_{\min}$  її розрядного повітряного проміжку усереднене значення пробивної напруженості  $E_d$  в ній зменшується (приблизно на 13,1 % з 360,8 кВ/м до 313,4 кВ/м). Ці розрахунково-експериментальні результати для усередненої пробивної напруженості  $E_d$  сильного імпульсного електричного поля в повітряній ДЕРС «вістря-площина» при  $l_{\min} = (1,5-3)$  м добре узгоджуються з відомими в області електроенергетики даними, які стосуються мінімальної електричної міцності повітряних проміжків завдовжки  $l_{\min} = (1-4)$  м [1-3].

#### Висновки.

1. Запропонований наближений розрахунково-експериментальний метод визначення усередненої швидкості  $v_L$  просування плазмового лідерного каналу електричного імпульсного іскрового розряду в довгому повітряному проміжку ДЕРС «вістря-площина». Даний метод базується на запропонованій емпіричній формулі і дослідних даних для тривалості зрізу (комутації)  $T_{dc}$  імпульсів пробивної напруги, отриманих за результатами розшифрування осцилограм процесу зрізу стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу над- і високої напруги часової форми  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс позитивної полярності при електричному пробойі у вказаній ДЕРС довгих повітряних проміжків з їх мінімальною довжиною  $l_{\min}$ , що дискретно змінюється в діапазоні  $l_{\min} = (1,5-3)$  м.

2. Показано, що усереднена швидкість  $v_L$  розповсюдження в атмосферному повітрі переднього фрон-

ту плазмового каналу позитивного лідера електричного імпульсного іскрового розряду в досліджуваній ДЕРС «вістря-площина» для двох розглянутих прикладних випадків при  $l_{\min}=1,5$  м  $l_{\min}=3$  м чисельно складає приблизно  $v_L \approx (1 \pm 0,03) \cdot 10^5$  м/с. Отриманий нами чисельний результат для  $v_L$  добре узгоджується з відомими дослідними даними для швидкості просування  $v_L \approx 10^5$  м/с в атмосферному повітрі плазмового каналу негативного лідера для довгого грозового іскрового розряду в ДЕРС «заряджена хмара-земля».

3. Розрахунково-експериментальним шляхом встановлено, що для стандартного комутаційного аперіодичного імпульсу високої і надвисокої напруги часової форми  $T_m/T_d \approx 200$  мкс/1990 мкс позитивній полярності усереднене значення пробивної напруженості  $E_d$  сильного імпульсного електричного поля в довгому повітряному проміжку досліджуваної ДЕРС «вістря-площина» мінімальною довжиною  $l_{\min}=1,5$  м чисельно складає біля  $E_{d1} \approx 360,8$  кВ/м, а для його мінімальної довжини  $l_{\min}=3$  м –  $E_{d2} \approx 313,4$  кВ/м. Отримані результати для  $E_d$  добре корелюють з відомими даними для мінімальної електричної міцності повітряних проміжків завдовжки  $l_{\min}=(1-4)$  м в досліджуваній повітряній ДЕРС «вістря-площина».

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

**Конфлікт інтересів.** Автор заявляє про відсутність конфлікту інтересів.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Бржезицький В.О., Білий І.В., Бойко М.І., Гуль В.І., Гурін А.Г., Ільєнко О.С., Ісакова А.В., Кондра Б.М., Копшин В.О., Кравченко В.І., Набока Б.Г., Проценко О.Р., Рудаков В.В., Хименко Л.Т., Хоминіч В.І., Шостак В.О., Янішевський В.І. *Техніка і електрофізика високих напруг: Навчальний посібник* / За ред. В.О. Бржезицького, В.М. Михайлова. Харків: НТУ «ХПІ» – Торнадо, 2005. 930 с.
2. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. М.: Мир, 1972. 391 с.
3. Бортник И.М., Белогловский А.А., Верещагин И.П., Вершинин Ю.Н., Калинин А.В., Кучинский Г.С., Ларионов В.П., Монастырский А.Е., Орлов А.В., Темников А.Г., Пинталь Ю.С., Сергеев Ю.Г., Соколова М.В. *Электрофизические основы техники высоких напряжений: Учебник для вузов.* – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. 704 с.
4. Baranov M.I. A choice of sections of electric wires and cables in circuits of devices of high-voltage high-current impulse technique. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 6, pp. 56-62. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.6.08>.
5. Baranov M.I., Rudakov S.V. Electrothermal Action of the Pulse of the Current of a Short Artificial-Lightning Stroke on Test Specimens of Wires and Cables of Electric Power Objects. *Journal of Engineering Physics and Thermophysics*, 2018, vol. 91, no. 2, pp. 544-555. doi: <https://doi.org/10.1007/s10891-018-1775-2>.
6. Вовченко А.И., Богуславский Л.З., Мирошниченко Л.Н. Тенденции развития мощных высоковольтных генераторов импульсных токов в ИИПТ НАН Украины. *Технічна електродинаміка*, 2010, № 5, С. 69-74.
7. Райзер Ю.П. Физика газового разряда. М.: Наука, 1987, 592 с.
8. Niemeyer L., Pietronero L., Wiesmann H.J. Fractal Dimension of Dielectric Breakdown. *Physical Review Letters*, 1984, vol. 52, no. 12, pp. 1033-1036. doi: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.52.1033>.
9. Wiesmann H.J., Zeller H.R. A fractal model of dielectric breakdown and prebreakdown in solid dielectrics. *Journal of Applied Physics*, 1986, vol. 60, no. 5, pp. 1770-1773. doi: <https://doi.org/10.1063/1.337219>.
10. Hussein A.M., Janischewskij W., Chang J.-S., Shostak V., Chisholm W.A., Dzurevych P., Kawasaki Z.-I. Simultaneous measurement of lightning parameters for strokes to the Toronto Canadian National Tower. *Journal of Geophysical Research: Atmospheres*, 1995, vol. 100, no. D5, pp. 8853-8861. doi: <https://doi.org/10.1029/95JD00543>.

11. Xia Y., Liu D., Wang W., Bi Z., Wang X., Niu J., Ji L., Song Y., Qi Z. Effects of previous ionization and excitation on the ionization wave propagation along the dielectric tube. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2016, vol. 49, no. 16, art. no. 165202. doi: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/49/16/165202>.

12. Kebbabi L., Beroual A. Fractal analysis of creeping discharge patterns propagating at solid/liquid interfaces: influence of the nature and geometry of solid insulators. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2006, vol. 39, no. 1, pp. 177-183. doi: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/39/1/026>.

13. Hu H.M., Yang Y., Lu W., Zhao G.P. Electrical Tree Simulation Based on the Self-Organization Criticality. *Energy and Power Engineering*, 2013, vol. 5, no. 4, pp. 1273-1276. doi: <https://doi.org/10.4236/epe.2013.54B241>.

14. Xiong Z., Robert E., Sarron V., Pouvesle J.-M., Kushner M. J. Dynamics of ionization wave splitting and merging of atmospheric-pressure plasmas in branched dielectric tubes and channels. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2012, vol. 45, no. 27, art. no. 275201. doi: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/45/27/275201>.

15. Кухлинг Х. *Справочник по физике* / Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина. М.: Мир, 1982. 520 с.

16. ГОСТ 1516.2-97. *Электрооборудование и электроустановки переменного тока на напряжение 3 кВ и выше. Общие методы испытаний электрической прочности изоляции.* Минск: Межгосударственный совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 1997. 31 с.

17. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I. A switching aperiodic superhigh-voltage pulse generator for testing the electric strength of insulation of technical objects. *Instruments and Experimental Techniques*, 2013, vol. 56, no. 6, pp. 653-658. doi: <https://doi.org/10.1134/S0020441213050126>.

18. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. Получение стандартных коммутационных импульсов высокого и сверхвысокого напряжения для натурных испытаний электроэнергетических объектов. *Электротехника і Електромеханіка*, 2013, № 2, С. 52-56.

19. Баранов М.І. *Вибрані питання електрофізики: Монографія у 4 томах. Том 4: Ефекти взаємодії фізичних тіл з полями і струмами.* Х.: «ФОП Панов А.М.», 2023. 552 с.

20. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Rudakov S.V. The metrology support in Ukraine of tests of objects of energy, aviation and space-rocket engineering on resistibility to action of pulses of current (voltage) of artificial lightning and commutation pulses of voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 5, pp. 44-53. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.5.08>.

#### REFERENCES

1. Brzhezitsky V.O., Biliy I.V., Boiko M.I., Gul' V.I., Gurin A.G., Il'enko O.S., Isakova A.V., Kondra B.M., Kopshin V.O., Kravchenko V.I., Naboka B.G., Protsenko O.R., Rudakov V.V., Khymentko L.T., Khominich V.I., Shostak V.O., Yanishevsky V.I. *Technique and Electrophysics of High Voltages*. Kharkiv, NTU «KhPI», Tomado Publ., 2005. 930 p. (Ukr).
2. Knopfel' G. *Ultra strong pulsed magnetic fields*. Moscow, Mir Publ., 1972. 391 p. (Rus).
3. Bortnik I.M., Beloglovskiy A.A., Vereshchagin I.P., Verшинin Yu.N., Kalinin A.V., Kuchinskiy G.S., Larionov V.P., Monastyrskiy A.E., Orlov A.V., Temnikov A.G., Pintal' Yu.S., Sergeev Yu.G., Sokolova M.V. *Electrophysics bases of HV technique*. Moscow, Publ. House of MEI, 2010. 704 p. (Rus).
4. Baranov M.I. A choice of sections of electric wires and cables in circuits of devices of high-voltage high-current impulse technique. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 6, pp. 56-62. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.6.08>.
5. Baranov M.I., Rudakov S.V. Electrothermal Action of the Pulse of the Current of a Short Artificial-Lightning Stroke on Test Specimens of Wires and Cables of Electric Power Objects. *Journal of Engineering Physics and Thermophysics*, 2018, vol. 91, no. 2, pp. 544-555. doi: <https://doi.org/10.1007/s10891-018-1775-2>.
6. Vovchenko A.I., Bohuslavsky L.Z., Myroshnychenko L.N. Trends in development of high-powered high-voltage pulse current generators in the Institute of Pulse Processes and Technology of Ukraine (review). *Technical electro-dynamics*, 2010, no. 5, pp. 69-74. (Rus).
7. Rayzer Yu.P. *Physics of gas discharge*. Moscow, Nauka Publ., 1987. 592 p. (Rus).

8. Niemeyer L., Pietronero L., Wiesmann H.J. Fractal Dimension of Dielectric Breakdown. *Physical Review Letters*, 1984, vol. 52, no. 12, pp. 1033-1036. doi: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.52.1033>.
9. Wiesmann H.J., Zeller H.R. A fractal model of dielectric breakdown and prebreakdown in solid dielectrics. *Journal of Applied Physics*, 1986, vol. 60, no. 5, pp. 1770-1773. doi: <https://doi.org/10.1063/1.337219>.
10. Hussein A.M., Janischewskij W., Chang J.-S., Shostak V., Chisholm W.A., Dzurevych P., Kawasaki Z.-I. Simultaneous measurement of lightning parameters for strokes to the Toronto Canadian National Tower. *Journal of Geophysical Research: Atmospheres*, 1995, vol. 100, no. D5, pp. 8853-8861. doi: <https://doi.org/10.1029/95JD00543>.
11. Xia Y., Liu D., Wang W., Bi Z., Wang X., Niu J., Ji L., Song Y., Qi Z. Effects of previous ionization and excitation on the ionization wave propagation along the dielectric tube. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2016, vol. 49, no. 16, art. no. 165202. doi: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/49/16/165202>.
12. Kebbabi L., Beroual A. Fractal analysis of creeping discharge patterns propagating at solid/liquid interfaces: influence of the nature and geometry of solid insulators. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2006, vol. 39, no. 1, pp. 177-183. doi: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/39/1/026>.
13. Hu H.M., Yang Y., Lu W., Zhao G.P. Electrical Tree Simulation Based on the Self-Organization Criticality. *Energy and Power Engineering*, 2013, vol. 5, no. 4, pp. 1273-1276. doi: <https://doi.org/10.4236/epe.2013.54B241>.
14. Xiong Z., Robert E., Sarron V., Pouvesle J.-M., Kushner M. J. Dynamics of ionization wave splitting and merging of atmospheric-pressure plasmas in branched dielectric tubes and channels. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2012, vol. 45, no. 27, art. no. 275201. doi: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/45/27/275201>.
15. Kuhlning H. *Handbook of Physics*. Moscow, Mir Publ., 1982. 520 p. (Rus).
16. Standard GOST 1516.2-97. *Electrical equipment and installations for a.c. voltages 3 kV and higher. General methods of dielectric tests*. Minsk, Intergovernmental Council of Standardization, Measuring and Certification Publ., 1997. 31 p. (Rus).
17. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I. A switching aperiodic superhigh-voltage pulse generator for testing the electric strength of insulation of technical objects. *Instruments and Experimental Techniques*, 2013, vol. 56, no. 6, pp. 653-658. doi: <https://doi.org/10.1134/S0020441213050126>.
18. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I. Generation of standard switching aperiodic impulses of high and superhigh voltage for full-scale tests of electrical power objects. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2013, no. 2, pp. 52-56. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2013.2.10>.
19. Baranov M.I. *Selected topics of Electrophysics. Monograph in 4 Vols. Vol. 4. Effects of interaction of physical bodies with fields and currents*. Kharkiv, FOP Panov A.N. Publ., 2023. 552 p. (Ukr).
20. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Rudakov S.V. The metrology support in Ukraine of tests of objects of energy, aviation and space-rocket engineering on resistibility to action of pulses of current (voltage) of artificial lightning and commutation pulses of voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 5, pp. 44-53. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.5.08>.

Надійшла (Received) 30.09.2023

Прийнята (Accepted) 16.11.2023

Опублікована (Published) 02.03.2024

Баранов Михайло Іванович, д.т.н., гол.н.с.,  
Науково-дослідний та проектно-конструкторський інститут  
«Молнія» Національного технічного університету  
«Харківський політехнічний інститут»,  
61013, Харків, вул. Шевченка, 47,  
e-mail: baranovmi49@gmail.com (Corresponding Author);

#### How to cite this article:

Baranov M.I. Calculation and experimental determination of the speed of advancement of the plasma leader channel of a pulse spark discharge in atmospheric air. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 48-54. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.07>

M.I. Baranov

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

#### Calculation and experimental determination of the speed of advancement of the plasma leader channel of a pulse spark discharge in atmospheric air.

**Goal.** Calculation and experimental determination of middle speed  $v_L$  of advancement of plasma leader channel of a pulse spark discharge in the long air interval of the double-electrode discharge system (DEDS) «tip-plane». **Methodology.** Bases of the theoretical electrical engineering and electrophysics, electrophysics bases of technique of ultra- and high-voltage and high pulse currents, bases of high-voltage pulse technique and measuring technique. **Results.** The close calculation and experimental method of determination of middle speed  $v_L$  of advancement of plasma leader channel of an electric pulse spark discharge is offered in the long air interval of DEDS «tip-plane». This method is based on the offered calculation empiric formula for finding of the indicated speed  $v_L$  and results of decoding of oscillograms of process of cut of in-use standard interconnect aperiodic pulse of over- and high-voltage of temporal shape of  $T_m/T_d \approx 200 \mu\text{s}/1990 \mu\text{s}$  of positive polarity at an electric hasp in indicated DEDS of long air intervals with their minimum length of  $l_{\min}$ , numeral making 1,5 m (first case) and 3 m (second case). It is shown that middle speed  $v_L$  of advancement in atmospheric air of front of plasma channel of positive leader of an electric pulse spark discharge in probed DEDS «tip-plane» for two considered applied cases at  $l_{\min}=1,5 \text{ m}$  of  $l_{\min}=3 \text{ m}$  numeral makes approximately  $v_L \approx (1 \pm 0,03) \cdot 10^5 \text{ m/s}$ . The found numeral value of this speed  $v_L$  well coincides with the known experimental information for speed of advancement of  $v_L \approx 10^5 \text{ m/s}$  in atmospheric air of plasma channel of negative leader for a long storm spark discharge in DEDS «charged cloud-earth». It is set that for the standard interconnect aperiodic pulse of high- and ultra- voltage of temporal shape of  $T_m/T_d \approx 200 \mu\text{s}/1990 \mu\text{s}$  of positive polarity middle value of aggressive strength  $E_d$  of high pulse electric field in the air interval of probed DEDS «tip-plane» numeral makes minimum length of  $l_{\min}=1,5 \text{ m}$  near  $E_{d1} \approx 360,8 \text{ kV/m}$ , and for his minimum length of  $l_{\min}=3 \text{ m}$  of  $E_{d2} \approx 313,4 \text{ kV/m}$ . **Originality.** The comfortable is developed in the use and reliable in practical realization technicians-and-engineers calculation and experimental method of research in the conditions of high-voltage electrophysics laboratory of difficult electro-discharge processes of development of leader hasp of long air intervals and determination of minimum electric durability of air insulation of electrical power engineering and electrophysics equipment on working voltage of classes of 330-1150 kV. **Practical value.** Application in area of industrial electrical power engineering and high-voltage pulse technique of the got numeral electrophysics results and offered calculation and experimental method of determination of middle speed  $v_L$  of advancement in atmospheric air of plasma channel of leader of a long spark discharge will allow, from one side, to deepen our scientific knowledges about a long electric pulse spark discharge in an air dielectric, and, from other side, to develop high-voltage electrical power engineering and electrophysics devices with enhanceable reliability of their work both in normal operation and malfunctions. References 20, figures 5.

**Key words:** plasma leader channel, electric pulse spark discharge, air dielectric, advance speed of a spark discharge front, calculation, experiment.



D.V. Lavinsky, Yu.I. Zaitsev

## Computational studies of electromagnetic field propagation and deforming of structural elements for a thin-walled curved workpiece and an inductor

**Introduction.** At the present stage of industrial development, the electromagnetic field is widely used in various technological processes. The force effect of an electromagnetic field on conductive materials is used in a class of technological operations called electromagnetic forming. **Problem.** Under the conditions of electromagnetic forming, the main element of the technological equipment – the inductor – is simultaneously subjected to the force impact with the workpiece. At certain levels of the electromagnetic field, the deformation of the inductor becomes so significant that it can lead to a loss of its efficiency. **Goal.** Computational analysis of a thin-walled curved workpiece and a two-turn inductor under the conditions of electromagnetic processing of the workpiece corner zone. Determining the distribution of quantitative characteristics of the electromagnetic field and the stress-strain state and conducting assessments based on them regarding the efficiency of the technological operation. **Methodology.** Computational modeling using the finite element method as a method of numerical analysis. The **results** on the distribution of quantitative characteristics of the electromagnetic field and components of the stress-strain state for a thin-walled workpiece and an inductor are obtained. It is shown that for the specified characteristics of the technological operation, the inductor remains operational, and plastic deformations occur in the workpiece. A series of calculations were carried out, in which some parameters of the technological system were varied. **Originality.** For the first time, the results of the calculation analysis of the quantitative characteristics distribution of the electromagnetic field of the deformation process for the «inductor – thin-walled curved workpiece» system are presented. **Practical value.** The presented design scheme of a curved thin-walled workpiece and a two-turn inductor, the method of calculation analysis and some obtained results can be used in the analysis of electromagnetic processing of thin-walled structures that contain curved elements. References 16, table 1, figures 6.

**Key words:** computational analysis, electromagnetic field, electromagnetic forming, deformation, finite element method.

**Вступ.** Електромагнітне поле на сучасному етапі розвитку промисловості широко використовують у різних технологічних процесах. Силовий вплив електромагнітного поля на провідникові матеріали використовується в класі технологічних операцій, що називається електромагнітним формуванням. **Проблема.** За умов електромагнітного формування силовою впливу одночасно із заготовкою піддається і основний елемент технологічного обладнання – індуктор. При певних рівнях електромагнітного поля деформування індуктора стає настільки значним, що може приводити до втрати його працездатності. **Мета.** Проведення розрахункового аналізу тонкостінної вигнутої заготовки та двовиткового індуктора за умов електромагнітної обробки кутової зони заготовки. Визначення розподілу кількісних характеристик електромагнітного поля і напружено-деформованого стану та проведення на їх основі оцінок стосовно ефективності технологічної операції. **Методологія.** Розрахункове моделювання із використанням методу скінченних елементів в якості методу чисельного аналізу. Одержані **результати** з розподілу кількісних характеристик електромагнітного поля та компонентів напружено-деформованого стану для тонкостінної заготовки та індуктора. Показано, що для заданих характеристик технологічної операції індуктор залишається працездатним, а у заготовці виникають пластичні деформації. Проведено серію розрахунків, у яких варіювалися деякі параметри технологічної системи. **Оригінальність.** Вперше представлено результати розрахункового аналізу з розподілу кількісних характеристик електромагнітного поля процесу деформування для системи «індуктор – тонкостінна вигнута заготовка». **Практичне значення.** Представлена розрахункова схема вигнутої тонкостінної заготовки та двовиткового індуктора, використаний метод розрахункового аналізу та деякі отримані результати можуть використовуватися при аналізі електромагнітної обробки тонкостінних конструкцій, які містять вигнуті елементи. Бібл. 16, табл. 1, рис. 6.

**Ключові слова:** розрахунковий аналіз, електромагнітне поле, електромагнітна обробка, деформування, метод скінченних елементів.

**Introduction.** Electromagnetic field (EM-field) energy is widely used in various modern technological operations. The force effect of the EM-field is used in a class of technological operations traditionally called electromagnetic forming (EMF). A fairly complete overview of the current state of issues related to the classification of various technological operations of the EMF is presented in works [1, 2]. In general, the standard EMF technological operation can be characterized as follows: the using of the EM-field energy to influence a conductive workpiece with the aim of plastically changing its shape. 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 [3-5].

Currently, thin-walled structural elements are widely used in various branches of mechanical engineering. Very often such structural elements have a pre-produced curvature. 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 technological operations of EMF is aimed at creating conditions for the occurrence of residual deformations in curved thin-walled metal workpieces directly in the corner zone. This zone can be called the «target zone» of the technological operation. This group of technological operations was named technological operations of «filling corners». 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 conditions of the technological operation, it is necessary to exert the maximum force around the «target zone». In works [6, 7], 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

© D.V. Lavinsky, Yu.I. Zaitsev

workpieces, each of the turns is a plane that makes an angle of up to 15° with the wall of the workpiece.

At the modern stage of development, the design of new technological operations of the EMF and the improvement of existing ones is impossible without computer modeling and computational studies. Creating calculation models that are closest to reality is impossible without the use of numerical methods. The most popular is the finite element method (FEM), which allows, within the same design model, to perform a computational analysis of various physical processes. This is especially important in the case of analyzing EMF technological systems, since here it is very important to study the processes of workpiece deforming. As an example of a computational analysis of EMF processes using FEM, works [8-12] can be considered.

Note that in most cases, the object of study when analyzing deforming is the workpiece. At the same time, the main element generating the EM-field, the inductor, is also subject to intense force action. Under certain conditions, the deforming of the inductor can become quite intense and lead to its destruction. Therefore, from our point of view, analysis of the inductors deforming under the conditions of technological operations of the EMF is also an important task.

**The goal of the paper** is the computational analysis of the EM-field distribution under the conditions of the «filling corners» technological operation of a thin-walled curved workpiece and determination of the stress-strain state (SSS) components of the inductor and the workpiece for the assess the effectiveness of this technological operation.

**Mathematical formulation of the problem.** The effectiveness of the EMF technological operation can be considered achieved if, on the one hand, the inductor remains operational, and on the other hand, an irreversible change in the shape of the workpiece is achieved. If we conduct a computational analysis, then we must determine the presence or absence of plastic deformation zones in the inductor and the workpiece. Thus, it is necessary to obtain the distribution of quantitative characteristics of the EM-field and then solve the problem of elastic-plastic deformation.

The solution to this problem must be based on a correct mathematical formulation. The complete mathematical formulation of the problem of the EM-field quantitative characteristics distribution and further elastic-plastic deforming of systems of conductive bodies is presented in work [13].

Figure 1 shows a design diagram of a curved thin-walled workpiece and a two-turn inductor designed to concentrate the force in the rounding zone (this is where plastic deformations should occur).

The problem of numerical EMF calculation was considered under the assumption of a plane-parallel distribution of the field. Physically, this assumption is valid for the case when the length of the workpiece and the inductor along the  $z$  coordinate is significantly (several times) larger than the dimensions along the other two coordinates. The formulation of the problem in this assumption allows not paying attention to specific ways of closing the turns of the current conductor of the inductor.

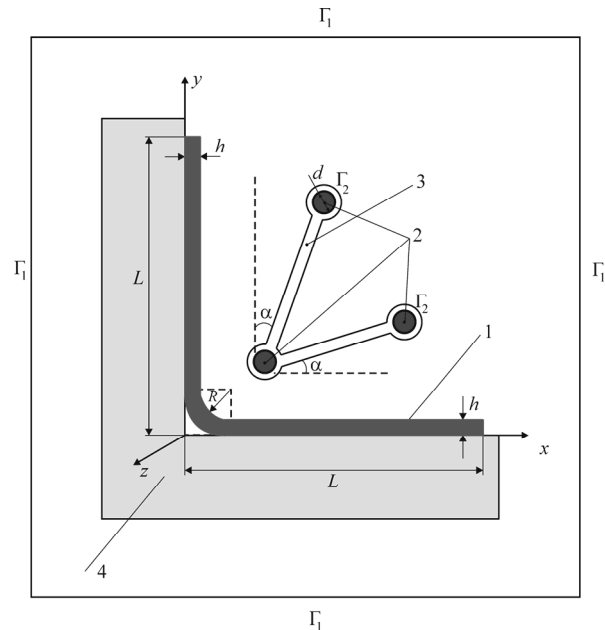


Fig. 1. Design diagram of a curved workpiece together with a two-turn inductor and a dielectric mold: 1 – workpiece; 2 – turns of the current conductor of the inductor; 3 – inductor insulation; 4 – dielectric mold

As in work [13], the resolving equation for the EM-field is formulated with respect to the vector magnetic potential  $\vec{A}$ . In the setting of the plane-parallel distribution, the vector magnetic potential has only one non-zero component:  $\vec{A} = (0, 0, A_z)$ ;  $A_z = A$ . This also applies to the current density vector  $\vec{j}$ . The magnetic field intensity and magnetic induction instead have two non-zero components, in the chosen coordinate system:  $\vec{H} = (H_x, H_y, 0)$ ;  $\vec{B} = (B_x, B_y, 0)$ ;  $\vec{B} = \mu_a \vec{H}$ , where  $\mu_a = \mu_0 \mu_r$ ,  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m is the magnetic constant,  $\mu_r$  is the relative magnetic permeability of the system elements material. The defining equation for the non-zero component of the vector magnetic potential in this case takes the form (in the case of a material with constant magnetic permeability  $\mu_a$  and constant specific electrical conductivity  $\gamma$ ):

$$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} - \mu_a \gamma \frac{\partial A}{\partial t} = -\mu_a j(t). \quad (1)$$

At the same time, the components of the magnetic induction vector can be found as follows:

$$B_x = \frac{\partial A}{\partial y}; B_y = -\frac{\partial A}{\partial x}.$$

We use initial and boundary conditions:

$$A(0) = 0; A|_{\Gamma_1} = 0, \quad (2)$$

where  $\Gamma_1$  is the boundary of the calculation area, on which the EM-field attenuation conditions must be met.

The variational formulation of the problem requires the determination of the stationarity of the functional, which has the form:

$$MAG = \int_S \left[ \frac{1}{2} \left\{ \left( \frac{\partial A}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial A}{\partial y} \right)^2 \right\} + \mu_a \gamma \frac{\partial A}{\partial t} A - \mu_a j A \right] dS, \quad (3)$$

where  $S$  is the area occupied by the design scheme.

An electric current evenly distributed over the cross-section of the current conductor turns of the inductor is considered as a source of EM-field. The magnitude of the non-zero component of the current density vector varied over time  $t$  according to the next law:

$$j(t) = j_m e^{-\delta_0 \omega t} \sin(2\pi \nu t), \quad (4)$$

where  $j_m \approx \frac{4I_m}{\pi d^2}$  is the current density amplitude;  $I_m = 40$  kA

is the amplitude of the current in the inductor,  $\nu = 2$  kHz is the pulse current frequency,  $\omega = 2\pi\nu$  is the cyclic frequency of the current change,  $\delta_0 = \delta/\omega = 0,3$  is the relative coefficient of the inductor current attenuation  $\delta$ .

The second and main stage of the analysis is the study of the elements deforming of the inductor and workpiece, which are presented within the framework of a single scheme. In this case, the bodies system deforming is considered within the framework of plane deformation. The distribution of the main tensor-vector components that describe the deforming process of the inductor elements and the workpiece is subjected to the following group of equations. Equilibrium equation:

$$\begin{cases} \frac{\partial \sigma_x}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{xy}}{\partial y} + f_x = 0 \\ \frac{\partial \tau_{xy}}{\partial x} + \frac{\partial \sigma_y}{\partial y} + f_y = 0 \end{cases}, \quad (5)$$

where  $\sigma_x$ ,  $\sigma_y$ ,  $\tau_{xy}$  are non-zero components of the stress tensor;  $f_x = -jB_y$ ,  $f_y = -jB_x$  are the components of the volumetric electromagnetic force vector.

Geometric dependences in the Cauchy form:

$$\varepsilon_x = \frac{\partial u_x}{\partial x}; \quad \varepsilon_y = \frac{\partial u_y}{\partial y}; \quad \gamma_{xy} = \frac{\partial u_x}{\partial y} + \frac{\partial u_y}{\partial x}, \quad (6)$$

where  $\varepsilon_x$ ,  $\varepsilon_y$ ,  $\gamma_{xy}$  are the non-zero components of the deformation tensor;  $u_x$ ,  $u_y$  are the non-zero components of the displacement vector.

The relationship between stresses and deformations is accepted according to the elastic model:

$$\{\varepsilon\} = [A]\{\sigma\}, \quad [A_{ij}] = \frac{(1+\nu)}{E} \begin{bmatrix} 1+\nu & -\nu & 0 \\ -\nu & 1+\nu & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix}, \quad (7)$$

where  $E$  is the modulus of elasticity,  $\nu$  is the Poisson ratio.

The following can be stated regarding the fixing conditions: the conductive workpiece must be freely located on the dielectric mold; its edges must not be fixed in any way (article [14] shows that in the case of fixed edges of the workpiece, the highest stress levels occur around them). In turn, since the force effect on the mold in this case is not of interest to us, we will not dwell on the specific method of its fastening, we will assume that the its lower outer border is fastened.

In the case when the workpiece is freely located on the mold (see Fig. 1), the conditions of one-sided contact between them must be taken into account. In this case, during the numerical solution, the contact was modeled by introducing a layer of special contact elements (similar to how it was done in [15]). Also, layers of contact elements are introduced between the turns of the inductor and the insulation. The inductor was considered fixed on the boundaries indicated in Fig. 1 as  $\Gamma_2$ :

$$u_x \Big|_{\substack{x \in \Gamma_2 \\ y \in \Gamma_2}} = 0, \quad u_y \Big|_{\substack{x \in \Gamma_2 \\ y \in \Gamma_2}} = 0. \quad (8)$$

The solution was based on finite element modeling. The defining equations for which in similar problems are generally given in [16]. A three-node finite element (FE) with a linear approximation of the non-zero component of the vector magnetic potential and displacements is used as the basis. At the first stage of the analysis, the spatio-temporal distributions of the main quantitative characteristics of EM-field were found. Here, a series of calculations was carried out, in which the rational parameters of the calculation model were determined: the dimensions of the environment, the number of FEs, and the time integration step. All this was done in order to satisfy the boundary conditions (2) and prove the reliability of the obtained results.

During calculations, the following values of geometric dimensions were considered:  $d = 10$  mm,  $L = 100$  mm,  $h = 2$  mm,  $\alpha = 15^\circ$ .

The physical and mechanical parameters of the system elements, which were used in all subsequent calculations, are given in Table 1.

Table 1  
Physical and mechanical parameters of system elements

The elements characteristics name	The inductor current conductor parameters, copper	The workpiece parameters, aluminum alloy	The insulation parameters, kaprolon	The data of the dielectric mold, fiberglass
$\mu_r$	1	1	1	1
$\gamma, (\Omega\text{m})^{-1}$	$7 \cdot 10^7$	$4,6 \cdot 10^7$	0	0
$E, \text{GPa}$	120	71	2,5	200
$\nu$	0,33	0,29	0,3	0,27
$\sigma_y, \text{MPa}$	380	190	–	–
$\sigma_B^+, \text{MPa}$	–	–	70	100
$\sigma_B^-, \text{MPa}$	–	–	90	120

In Table 1 adopt the following designations:  $\sigma_y$  is the yield strength of the material;  $\sigma_B^+$  is the tensile strength limit;  $\sigma_B^-$  is the compressive strength limit.

The dimensions of the surrounding environment were characterized by the distance from the vertical and horizontal walls of the workpiece. Based on the results of the calculations, the maximum values of the tangential component of the magnetic field intensity on the inner surfaces of the workpiece around the corner were compared. The first calculation was carried out at a distance of  $L/10$  (see Fig. 1). The subsequent calculations were carried out with an increase in the distance by the same amount of  $L/10$ . It turned out that when the distance goes from  $L/2$  to  $3L/5$ , the difference in the values of the tangential component of the magnetic field intensity around the corner does not exceed 2,32 %. Therefore, all subsequent calculations were carried out under the condition that the boundaries of the surrounding medium are at a distance of  $L/2$  from the walls of the workpiece.

To establish the reliability of the finite element modeling results, studies were conducted in which the number of FEs was changed by increasing them. It should be noted that since the main object of consideration was the workpiece and the inductor, the FE concentration was

carried out precisely in the areas of the calculation scheme corresponding to these elements. The initial FE mesh consisted of 1650 elements. Further calculations were carried out by doubling the number of elements, while comparing the maximum values of the magnetic field strength in the vicinity of the rounding. When moving from 13200 FEs to 26400 FEs, it turned out that the value of the maximum magnetic field strength changes slightly – by 1,214 %. Therefore, all further calculations were carried out for a finite element mesh containing 13200 FEs.

Regarding the variation of the integration step over time, it was found that the reduction of the time step does not lead to significant changes in the results of the distribution of EM-field components. All calculations were performed for a step of 0.1 ms.

**Analysis of the calculation results.** Let us consider some calculation results. At the first stage, the spatio-temporal distributions of the main quantitative characteristics of EM-field were obtained. In Fig. 2 shows the distribution of the  $H_y$ -component of the magnetic field intensity corresponding to it maximum in the time interval.

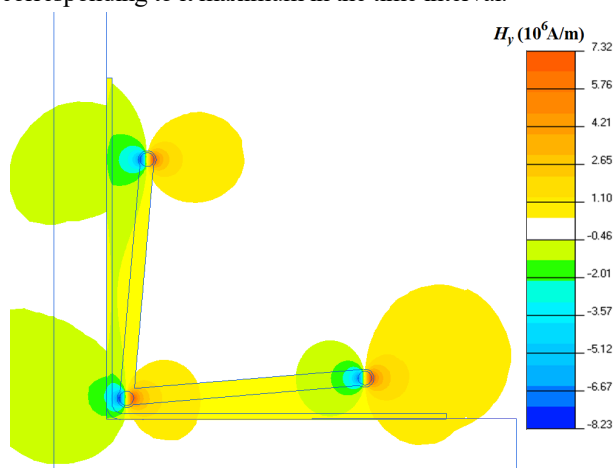


Fig. 2. Distribution of the  $H_y$ -component of the magnetic field intensity

From the data of Fig. 2 is seen that the maximum values of intensity  $H_y$  are observed around the turns of the inductor current conductor and it is here that the maximum force impact on the workpiece should be expected.

Let's consider in more detail the results of SSS calculations of the workpiece, mold and inductor. Calculations were performed in a quasi-stationary setting, for EM-field components that have maximum values from the considered time interval.

The found distributions of the tensor components of the SSS make it possible to carry out quantitative assessments of the strength of the workpiece and the elements of the inductor, which in turn allows drawing conclusions about the efficiency of the technological operation. When carrying out the relevant assessments, we used the approach given in article [16], when the equivalent stresses were determined and compared with the material strength characteristics. The stress intensity was calculated for the elements of the calculation scheme made of conductive materials (workpiece, inductor conductor), and the equivalent stress was calculated for dielectrics (inductor insulation) according to Mohr's criterion.

Figures 3 and 4 show the spatial distributions of stress intensity  $\sigma_i$  and equivalent stresses according to Mohr's criterion  $\sigma_{Mo}$  in the workpiece.

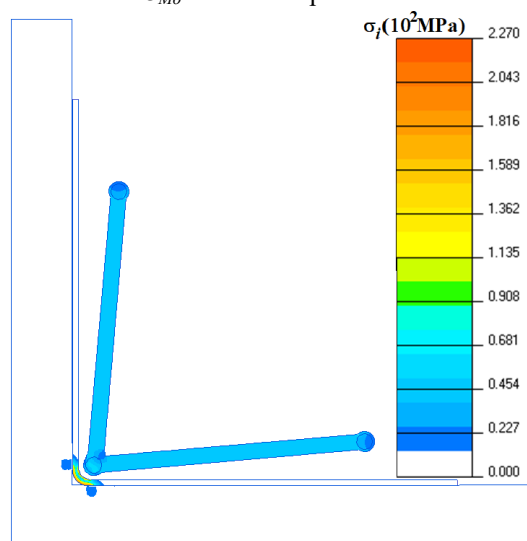


Fig. 3. Distribution of stress intensity

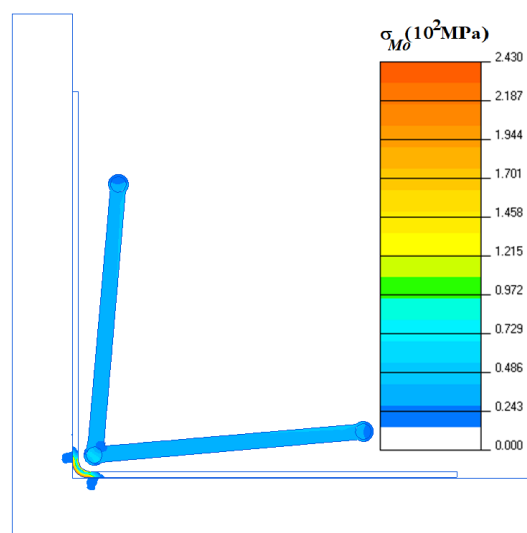


Fig. 4. Distribution of equivalent stresses according to Mohr's criterion

The given distributions of equivalent stresses allow us to conclude that the most loaded are: the workpiece zone around the rounding («target zone» of the technological operation), the current conductor and the insulation zones bordering the current conductor.

The maximum value of the stress intensity in the workpiece, which is observed on the workpiece surface (directly in the vicinity of rounding – in the «target zone» of the technological operation), is 227 MPa, 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. The maximum intensity of stress in the current conductor of the inductor is approximately 60 MPa, which does not exceed the yield strength of it 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.



Next, a series of calculations was carried out in order to determine the influence of the design and operational parameters of the technological operation on the process of elastic-plastic deformation of the workpiece. The purpose of these calculations was to determine the inductor application limits of this type and size, as well as to determine the rational values of some design and operational parameters of the technological system.

One of the series of calculations was aimed at finding out the degree of influence of the distance between the inductor and the workpiece on the distribution of SSS components in it. Here, the value of the distance between the coil of the inductor, which is close to the workpiece, and the workpiece varied, while other parameters of the technological operation (the dimensions of the workpiece, the values of the characteristics of the external EM-field) remained constant. The analysis of the results shows that when the inductor is moved away from the workpiece, the value of the maximum stress intensity in it decreases (Fig. 5), at a distance of 14 mm, the maximum stress intensity in the workpiece is approximately equal to the yield point of the aluminum alloy, i.e., with further distance, the workpiece will deform elastically. Thus, the most rational option is when the inductor touches the workpiece, and the largest distance between the inductor and the workpiece should not exceed 14 mm.

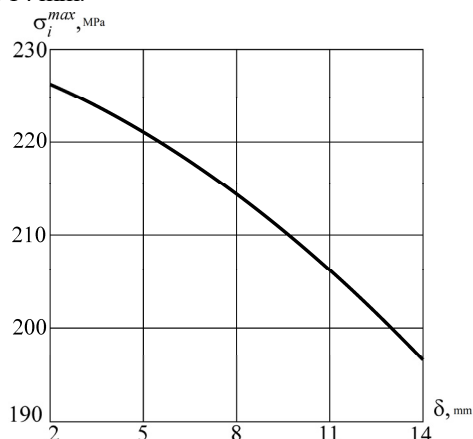


Fig. 5. Dependence of the maximum stress intensity in the workpiece on the distance between the inductor and the workpiece

Another series of calculations was aimed at finding out the influence degree of the current amplitude in the inductor on the distribution of SSS components in the elements of the technological system. Calculations were performed for the case of contact between the inductor and the workpiece. Five calculations were carried out, in which the amplitude of the current  $I_m$  was assumed to be equal to 40, 45, 50, 55 and 60 kA.

As the current strength increases, the qualitative patterns of distribution of SSS components in the workpiece are preserved, and the stress values increase. Figure 6 shows graphs illustrating the growth of the maximum stress intensity in the workpiece and in the current conductor, as well as the maximum equivalent stress according to Mohr's criterion in the dielectric insulation with increasing current magnitude in the inductor.

It can be seen that when the amplitude of the current  $I_m$  exceeds the level of 50 kA, the values of the equivalent

stresses in the insulation of the calculated system reach dangerous values: at the same time ( $\sigma_{Mo} > \sigma_B^+$ ).

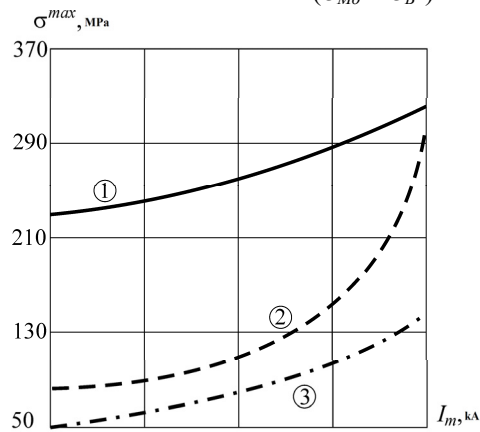


Fig. 6. Dependence of the equivalent stresses on the magnitude of the current amplitude: 1 – in the workpiece (stress intensity); 2 – in the inductor coil (stress intensity); 3 – in insulation (equivalent stress according to Mohr's criterion)

Thus, with the considered design parameters, the amplitude of the current  $I_m$  in the inductor should not exceed 50 kA, because with its further increase, there is a possibility of operability loss of the used inductor due to the destruction of the dielectric insulation.

### Conclusions.

1. The design scheme of the technological operation of «filling corners», which includes a curved thin-walled workpiece and a two-turn inductor, is considered. A mathematical formulation of the problem of electromagnetic field propagation and deformation is presented. The finite element method was used as a numerical method. Numerical studies were carried out to substantiate the parameters of the design scheme.

The results of calculations on the distribution of the electromagnetic field quantitative characteristics and the deformation process are given. The spatial distribution of the  $H_y$ -component of the magnetic field intensity, which corresponds to its maximum in the time interval, is presented, from which a forecast can be made regarding the zones of maximum force impact on the workpiece. Spatial distributions in the elements of the calculation system of equivalent strength indicators are also given: stress intensity and equivalent stress according to Mohr's criterion.

2. It is shown that the maximum force impact occurs directly in the area of the workpiece rounding. In this case, with the considered parameters of influence, plastic deformation begins in the workpiece, and the inductor remains operational.

A series of calculations of the electromagnetic field and the stress-strain state of the calculation system were carried out, in which the values of the distance between the inductor and the workpiece, as well as the amplitude of the inductor current, varied. Rational values of the specified parameters were found, at which the used inductor remains operational, and plastic deformations occur in the workpiece material.

3. The further development of this work consists in carrying out calculation studies of the workpiece deforming in the region beyond the yield strength of its material.

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

## REFERENCES

1. 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>.
2. 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>.
3. 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>.
4. Batygin Y.V., Chaplygin E.A. Vortical currents in flat metallic sheet. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2006, no. 5, pp. 54-59. (Rus).
5. 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>.
6. 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).
7. 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).
8. 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>.
9. 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>.
10. Mamalis A.G., Manolakos 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>.
11. Yu H., Chen J., Liu W., Yin H., Li C. Electromagnetic forming of aluminum circular tubes into square tubes: Experiment and numerical simulation. *Journal of Manufacturing Processes*, 2018, vol. 31, pp. 613-623. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmapro.2017.12.019>.
12. Doley J.K., Kore S.D. Fully Coupled Numerical Simulation of Electromagnetic Forming. *Key Engineering Materials*, 2012, vol. 504-506, pp. 1201-1206. doi: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/KEM.504-506.1201>.
13. Altenbach H., Morachkovsky O., Naumenko K., Lavinsky D. Inelastic deformation of conductive bodies in electromagnetic fields. *Continuum Mechanics and Thermodynamics*, 2016, vol. 28, no. 5, pp. 1421-1433. doi: <https://doi.org/10.1007/s00161-015-0484-8>.
14. Lavinsky D.V. Analysis of elastic-plastic deformation when modeling the «corner filling» operation. Part 1. *Bulletin of the National Technical University «KhPI» Series: Dynamics and Strength of Machines*, 2010, no. 37, pp. 100-104. (Rus).
15. 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>.
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>.

Received 14.10.2023  
Accepted 07.12.2023  
Published 02.03.2024

D.V. Lavinsky<sup>1</sup>, Doctor of Technical Science, Associate Professor,  
Yu.I. Zaitsev<sup>1</sup>, Candidate of Technical Science, Professor,  
<sup>1</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,  
2, Kyrpychova Str., Kharkiv, Ukraine, 61002,  
e-mail: Denys.Lavinskiy@khp.edu.ua (Corresponding Author);  
yurii.zaitsev@khp.edu.ua

### How to cite this article:

Lavinsky D.V., Zaitsev Yu.I. Computational studies of electromagnetic field propagation and deforming of structural elements for a thin-walled curved workpiece and an inductor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 55-60. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.08>

M. Kaddache, S. Drid, A. Khemis, D. Rahem, L. Chrifi-Alaoui

## Maximum power point tracking improvement using type-2 fuzzy controller for wind system based on the double fed induction generator

**Introduction.** In this paper, to maximize energy transmission in wind power system, various Maximum Power Point Tracking (MPPT) approaches are available. Among these techniques, we have proposed the one based on typical fuzzy logic. Despite the somewhat reduced performance of fuzzy MPPT. For a number of reasons, fuzzy MPPT can replace conventional optimization techniques. In practice, the effectiveness of conventional MPPT methods depends mainly on the accuracy of the information given and the wind speed or knowledge of the aerodynamic properties of the wind system. **Novelty.** Our new MPPT for monitoring the maximum power point has been proposed. We developed an algorithm to improve control performance and govern the stator's developed active and reactive power using the typical fuzzy logic 2 and enable robust control of a grid-connected, doubly fed induction generator. **Purpose.** MPPT which implies the wind turbine's rotating speed should be modified in real time to capture the most wind energy, is necessary to achieve high efficiency for wind energy conversion, according to the aerodynamic characteristics of the wind turbine. **Methods.** Developing a mathematical model for a wind energy production system is complex, can be strongly affected by wind variation and is a non-linear problem. Thanks to these characteristics, thus, the Lyapunov technique is combined with a sliding mode control to ensure overall asymptotic stability and robustness with regard to parametric fluctuations in order to accomplish this goal. We contrasted our fuzzy type-2 algorithm's performance with that of the fuzzy type-1 and Perturbation & Observation (P&O) suggested in the literature. **Practical value.** The simulation results demonstrate that the control performance is satisfactory when using the fuzzy logic technique. From these results, it can be said for the optimization of energy conversion in wind systems, the fuzzy type-2 technique may offer a workable option. Since it presents a great possibility to avoid problems either technical or economics linked to conventional strategies. References 21, figures 15.

**Key words:** wind turbine, doubly fed induction machine, Lyapunov function, maximum power point tracking, fuzzy logic type-2, fuzzy logic type-1.

**Вступ.** У цій статті для максимізації передачі енергії у вітроенергетичній системі наведені різні підходи відстеження точки максимальної потужності (MPPT). Серед цих методів ми запропонували той, що базується на типовій нечіткій логіці. Незважаючи на децю знижену продуктивність нечіткого MPPT. З ряду причин нечіткій MPPT може замінити звичайні методи оптимізації. На практиці ефективність звичайних методів MPPT залежить головним чином від точності наданої інформації та швидкості вітру або знання аеродинамічних властивостей вітрової системи. **Новизна.** Було запропоновано наш новий MPPT для моніторингу точки максимальної потужності. Ми розробили алгоритм для покращення продуктивності керування та керування розвиненою активною та реактивною потужністю статора за допомогою типової нечіткої логіки 2 та забезпечення надійного керування підключеним до мережі індукційним генератором із подвійним живленням. **Мета.** MPPT, який означає, що швидкість обертання вітряної турбіни має бути змінена в режимі реального часу, щоб отримувати найбільшу кількість енергії вітру, необхідна для досягнення високої ефективності перетворення енергії вітру відповідно до аеродинамічних характеристик вітрової турбіни. **Методи.** Розробка математичної моделі для системи виробництва вітрової енергії є складною, на неї можуть сильно впливати коливання вітру, яка є нелінійною задачею. Завдяки цим характеристикам, таким чином, метод Ляпунова поєднується з керуванням ковзним режимом для забезпечення загальної асимптотичної стабільності та стійкості щодо параметричних флуктуацій для досягнення цієї мети. Ми порівняли продуктивність нашого алгоритму нечіткого типу 2 з показниками алгоритмів нечіткого типу 1 і збурення та спостереження (P&O), запропонованих у літературі. **Практична цінність.** Результати моделювання демонструють, що ефективність керування є задовільною при використанні методу нечіткої логіки. З цих результатів можна сказати, що для оптимізації перетворення енергії у вітряних системах метод нечіткого типу 2 може запропонувати працездатний варіант, оскільки це чудова можливість уникнути технічних або економічних проблем, пов'язаних зі звичайними стратегіями. Бібл. 21, рис. 15.

**Ключові слова:** вітряна турбіна, асинхронна машина з подвійним живленням, функція Ляпунова, відстеження точки максимальної потужності, нечітка логіка типу 2, нечітка логіка типу 1.

**Introduction.** Despite the use of windmills since antiquity, wind energy has long been forgotten. It was only after the oil crisis of 1973 that alerted the energy producing states fossil that it has known for more than 40 years an exceptional development. Indeed, from the year 2000 and in the same context of the fossil fuel market disruption, the increase electricity demand in the world and the awareness of environmental issues, these are reasons that have accentuated the need to exploit the clean energies where wind power takes a privileged place [1]. The rapid development of this technology has given rise to increasingly powerful wind turbines, whose operation increases energy efficiency, reduces mechanical efforts and improves the quality of the electrical energy produced [2]. Algeria having good wind potential, whose wind regime is moderate between 2 and 6 m/s (for 10 m from the ground) according to the wind map established by the Center for the Development of Renewable Energies (CDER) [3, 4] (Fig. 1).

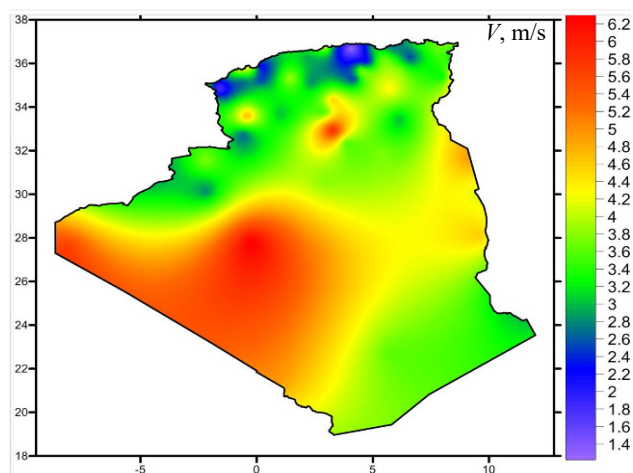


Fig. 1. Wind potential map of Algeria for 10 m from the ground, CDER [3]

© M. Kaddache, S. Drid, A. Khemis, D. Rahem, L. Chrifi-Alaoui

The In-Salah site has an average wind speed of 6.4 m/s next to Adrar which 6.3 m/s. The Hassi-R'Mel site has fairly high average speeds reaching 6.5 m/s, whereas the province of Illizi shows speeds above 5 m/s at roughly 10 locations. As for the north of the country from west to east, various microclimates are also found. In the case of the Hauts-Plateaux, we observe that the regions of Mecheria and Tiaret have a particularly interesting average speed of 5.6 m/s. While 5.1 m/s and 5.3 m/s are recorded respectively in Djelfa and M'sila. Algeria plans to reach nearly 40 % of national electricity production from renewable sources by 2030. In addition to the installation of several photovoltaic plants in the Hauts Plateaux and the south, large wind farm projects should be built before 2024. In fact, in 2014 Algeria took delivery of the pilot Kabertène wind farm in Adrar (10 MW) and studies have been carried out to detect favorable locations in order to carry out other projects over the period 2017-2030 for a power of approximately 22 GW. Currently, variable speed wind systems based on the Doubly Fed Induction Generator (DFIG) are increasingly used on wind farms. The main advantage is the use of low power rated converters to control the slip power which is a small part of the machine rated power. By the way, the grid-connected DFIG ensures that the converters will be less in size since it permits operation across a speed range of  $\pm 30\%$  or less around the synchronization speed [1, 2, 5, 6]. In fact, it is a considerable economic benefit over alternative approaches (for example, the permanent magnet synchronous generator). The studied system is shown in Fig. 2. The  $C_p$  coefficient can be considered as part of the available wind power. It depends on the type and dimensions of the turbine. Generally, it is a function of the tip speed ratio  $\lambda$  (Fig. 3). In order to optimise the wind system, it is important to maximize  $C_p$ . To do that, we should keep the tip speed ratio at its optimal value with controlling the speed. In recent years, many researchers have focused on improving control strategy of Maximum Power Point Tracking (MPPT) based on fuzzy algorithm [7, 8].

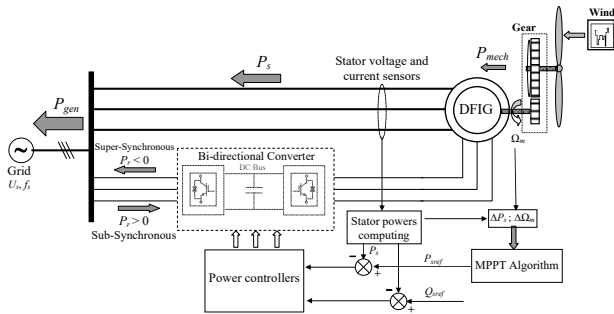


Fig. 2. Control system of the DFIG

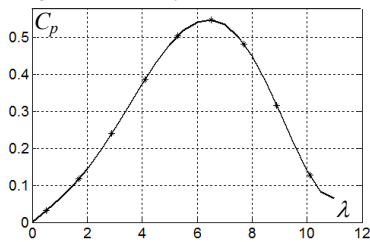


Fig. 3. Function  $C_p = f(\lambda)$

**The goal of the paper.** In this paper, we propose a type-2 fuzzy MPPT controller. This controller will be compared with others MPPT's previously developed to demonstrate the efficiency of the proposed technique.

**Modeling of wind.** Turbines considering a tool for wind energy recovery on a surface  $S$  and assuming that the wind speed is identical at every point on this surface, the volume of air passing through this surface is equal to  $\rho \cdot S$ . Consequently, the wind's incident power is kinetic and depends on the surface area that the wind sensor offers to the wind. This power  $P_w$  is defined as [9]:

$$P_w = 0.5 \cdot C_p \cdot S \cdot \rho \cdot V^3, \quad (1)$$

where  $P_w$  is the wind power;  $C_p$  is the power coefficient;  $S$  is the blades surface;  $\rho$  is the air density;  $V$  is the wind speed.

The relationship between the gear ratio is the product of the blades' linear speed and the wind speed:

$$\lambda = \Omega_t \cdot R / V, \quad (2)$$

where  $\lambda$  is the tip speed ratio;  $\Omega_t$  is the mechanical angular speed of the wind turbine;  $R$  is the wind turbine radius.

Replacing (2) in (1), we have

$$P_w = 0.5 \cdot C_p(\lambda) \cdot S \cdot \rho \cdot \left(\frac{R}{\lambda}\right)^3 \cdot \Omega_t^3. \quad (3)$$

The following equation is used to compute the electromagnetic torque  $T$  of the turbine:

$$T = 0.5 \cdot C_p \cdot S \cdot \rho \cdot V \cdot \frac{1}{\lambda}. \quad (4)$$

The schematic diagram of the dynamic turbine model based on these equations is given in Fig. 4.

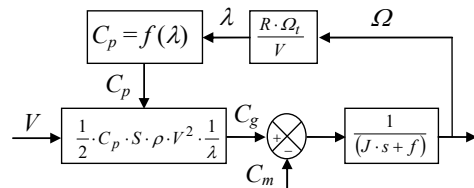


Fig. 4. Diagram of the turbine model

**The DFIG model** is represented by the ensuing equations in the synchronous reference frame [10]:

$$\begin{cases} \vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\phi}_s}{dt} + J\omega_s \vec{\phi}_s; \\ \vec{V}_r = R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\phi}_r}{dt} + J\omega_r \vec{\phi}_r, \end{cases} \quad (5)$$

where  $V_s, V_r, R_s, R_r, I_s, I_r, \phi_s, \phi_r, \omega_s, \omega_r$  are the stator and rotor voltages, resistances, currents, fluxes and current frequencies, respectively;  $J$  is the inertia moment.

The equation for current and flux is:

$$\begin{cases} \vec{I}_s = \gamma \vec{\phi}_s + \lambda \vec{\phi}_r; \\ \vec{I}_r = \lambda \vec{\phi}_s + \chi \vec{\phi}_r, \end{cases} \quad (6)$$

where

$$\gamma = 1/\sigma L_s; \quad \lambda = -M/\sigma L_s L_r; \quad \chi = 1/\sigma L_r.$$

The following equations result from equalizing the real and imaginary components of (5):

$$\begin{cases} V_{sd} = \gamma_1 \phi_{sd} - \gamma_2 \phi_{rd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} = -f_1 + \frac{d\phi_{sd}}{dt}; \\ V_{sq} = \gamma_2 \phi_{sq} - \gamma_2 \phi_{rq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} = -f_2 + \frac{d\phi_{sq}}{dt}; \\ V_{rd} = \gamma_3 \phi_{sd} + \gamma_4 \phi_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} = -f_3 + \frac{d\phi_{rd}}{dt}; \\ V_{rq} = \gamma_3 \phi_{sq} + \gamma_4 \phi_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} = -f_4 + \frac{d\phi_{rq}}{dt}, \end{cases} \quad (7)$$



where «s» and «r» mean stator and rotor; «d» and «q» are the direct and quadratic indicators for orthogonal component parts; and:

$\gamma_1 = 1/\sigma \tau_s$ ;  $\gamma_2 = M/\sigma \tau_s L_r$ ;  $\gamma_3 = M/\sigma \tau_r L_s$ ;  $\gamma_4 = 1/\sigma \tau_r$ , where  $M$  is the mutual inductance;  $\sigma$  is the leakage flux total coefficient;  $\tau_s$ ,  $\tau_r$  are the stator and rotor time constants;  $L_s$ ,  $L_r$  are the stator and rotor inductances; and:

$$\begin{cases} -f_1 = \gamma_1 \phi_{sd} - \gamma_2 \phi_{rd} - \omega_s \phi_{sq}; \\ -f_2 = \gamma_1 \phi_{sq} - \gamma_2 \phi_{rq} + \omega_s \phi_{sd}; \\ -f_3 = \gamma_3 \phi_{sd} + \gamma_4 \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq}; \\ -f_4 = \gamma_3 \phi_{sq} + \gamma_4 \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd}. \end{cases} \quad (8)$$

The rewrite of (7) gives

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{sd}}{dt} = f_1 + V_{sd}; \\ \frac{d\phi_{sq}}{dt} = f_2 + V_{sq}; \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = f_3 + V_{rd}; \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = f_4 + V_{rq}. \end{cases} \quad (9)$$

**Vector control strategy of the DFIG** considers the stator voltage shown as follows in the  $d$ - $q$  axis [10]:

$$\begin{cases} V_{sd} = 0; \\ V_{sq} = V_s. \end{cases} \quad (10)$$

The power expressions become

$$\begin{cases} P_s = V_s (\lambda \phi_{rq} + \gamma \phi_{sq}) \\ Q_s = V_s (\lambda \phi_{rd} + \gamma \phi_{sd}) \end{cases} \quad (11)$$

where  $P_s$ ,  $Q_s$  are the stator active and reactive power.

Choosing a Lyapunov function

$$V_1 = \frac{1}{2} (P_s - P_{sref})^2 + \frac{1}{2} (Q_s - Q_{sref})^2 > 0. \quad (12)$$

The functions derivate is

$$\dot{V}_1 = (P_s - P_{sref}) (\dot{P}_s - \dot{P}_{sref}) + (Q_s - Q_{sref}) (\dot{Q}_s - \dot{Q}_{sref}). \quad (13)$$

Substituting (9) and (12) in (13) it results in

$$\dot{V}_1 = (P_s - P_{sref}) (\alpha_1 + \lambda V_s V_{rq} - P_{sref}) + (Q_s - Q_{sref}) (\alpha_2 + \lambda V_s V_{rd} - Q_{sref}) \quad (14)$$

with

$$\begin{cases} \alpha_1 = \lambda V_s f_4 + \gamma (f_2 + V_s); \\ \alpha_2 = \lambda V_s f_3 + \gamma f_1. \end{cases} \quad (15)$$

Equation (14) can be clearly negative, if the control law described below is established

$$\begin{cases} V_{rd} = \frac{1}{\lambda V_s} (\alpha_2 + Q_{sref} - K_2 (Q_s - Q_{sref})); \\ V_{rq} = \frac{1}{\lambda V_s} (\alpha_1 + P_{sref} - K_1 (P_s - P_{sref})). \end{cases} \quad (16)$$

Replacing (15) in (14) can be obtained

$$\dot{V}_1 = -K_1 (P_s - P_{sref})^2 - K_2 (Q_s - Q_{sref})^2 < 0. \quad (17)$$

So (16) is stable, if  $K_i$  ( $i = 1, 2$ ) were, of course, are all positive [11], in other words

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} (Q_s - Q_{sref}) = 0; \\ \lim_{t \rightarrow \infty} (P_s - P_{sref}) = 0. \end{cases}$$

**Robust control.** The robust non-linear state return control law based on Lyapunov theory is designed to address the problems of model uncertainties related to the variation of machine parameters and measurement noise [12, 13]. Model uncertainties in this type of control are generally non-linear functions [14]. Generally, the functions ( $f_i$ ,  $\alpha_i$ ) are written as:

$$\begin{cases} f_i = \hat{f}_i + \Delta f_i; \\ \alpha_i = \hat{\alpha}_i + \Delta \alpha_i. \end{cases} \quad (18)$$

Replacing (18) in (9), can be obtained:

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{sd}}{dt} = \hat{f}_1 + \Delta f + V_{sd}; \\ \frac{d\phi_{sq}}{dt} = \hat{f}_2 + \Delta f + V_{sq}; \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \hat{f}_3 + \Delta f + V_{rd}; \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \hat{f}_4 + \Delta f + V_{rq}. \end{cases} \quad (19)$$

The new law control can be selected by taking into account  $\Delta f_i$  as follows:

$$\begin{cases} V_{rd} = \frac{1}{\lambda V_s} \begin{pmatrix} -\alpha_2 + Q_{sref} - K_2 (Q_s - Q_{sref}) \\ -K_{22} \operatorname{sgn}(Q_s - Q_{sref}) \end{pmatrix}; \\ V_{rq} = \frac{1}{\lambda V_s} \begin{pmatrix} \alpha_1 + P_{sref} - K_1 (P_s - P_{sref}) \\ -K_{22} \operatorname{sgn}(P_s - P_{sref}) \end{pmatrix}. \end{cases} \quad (20)$$

where  $K_{ii} \geq \beta_i$ ,  $K_{ii} \geq 0$ ,  $K_i$  ( $i = 1, 2$ ).

Equations (19), (20) were used to build the Lyapunov function analog from (14)

$$\dot{V}_2 = (P_s - P_{sref}) (\Delta \alpha_1 - K_{11} \operatorname{sgn}(P_s - P_{sref})) + (Q_s - Q_{sref}) (\Delta \alpha_2 - K_{22} \operatorname{sgn}(Q_s - Q_{sref})) < 0. \quad (21)$$

Therefore, if chosen, the  $f_i$  with enhanced system stability, variances can be absorbed:

$$\begin{cases} K_{11} = |\Delta \alpha_1|; \\ K_{22} = |\Delta \alpha_2|. \end{cases} \quad (22)$$

Finely, we can resume:

$$\dot{V}_1 < \dot{V}_2 < 0. \quad (23)$$

For the convergent processes stability, the control law given by (20) is applied for any  $\alpha_i$ . The design of robust controllers is illustrated in Fig. 5.

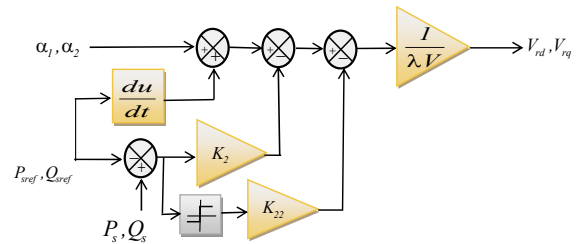


Fig. 5. Diagram design of robust controllers

**New MPPT.** In order to maximize the generated power, a new MPPT has been developed based on the

relationship of the aerodynamic power  $P$ , turbine speed  $\Omega_t$  and electromagnetic torque  $T$  of the DFIG (Fig. 6):

$$\lambda = \Omega_t \cdot R/V, \quad (24)$$

$$P = 0.5 \cdot \rho \cdot R^2 \cdot V^3; \quad (25)$$

$$C_p = \omega \cdot T/P. \quad (26)$$

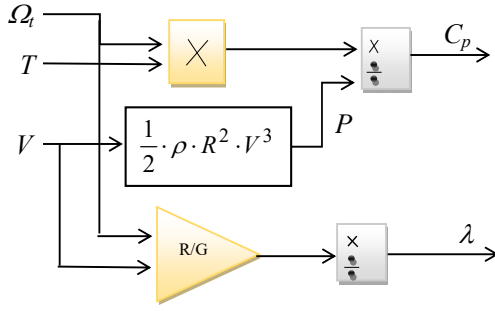


Fig. 6. New MPPT

In this research, a nonlinear empirical interpolation to represent the  $C_p$  is shown in Fig. 7.

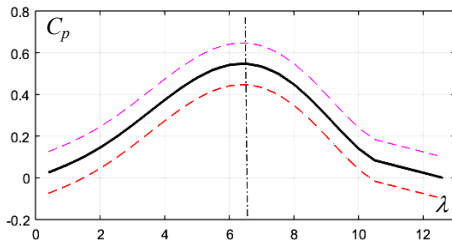


Fig. 7. Coefficient various tip speed ratio characteristic

**MPPT using fuzzy logic type-2.** Stator power active and speed turbine variation are the fuzzy controller's two inputs (Fig. 8).

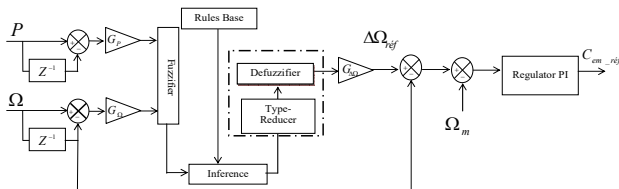


Fig. 8. Proposed fuzzy controller type-2

The definitions of error variation  $\Delta P$  and  $\Delta \Omega$  are [15]:

$$\begin{cases} \Delta P_s = P_s(t) - P_g(t - \Delta t) = P_g(k) - P_g(k-1); \\ \Delta \Omega_g = \Omega_m(t) - \Omega_m(t - \Delta t) = \Omega_m(k) - \Omega_m(k-1), \end{cases} \quad (27)$$

where  $\Delta t$  is the time step;  $k$  is the time step number.

The output of the regulator is corresponding to the coefficient variation  $\Delta \dot{\Omega}_m$ . The three quantities  $\Delta P$ ,  $\Delta \Omega_m$  and  $\Delta \dot{\Omega}_m$ , are standardized as:

$$\begin{cases} \Delta P_g = G_p P_g; \\ \Delta \Omega_m = G_\Omega \Delta \Omega_m; \\ \Delta \dot{\Omega}_m = G_{\Delta \Omega} \Delta \dot{\Omega}_m, \end{cases} \quad (28)$$

where  $G_p$ ,  $G_\Omega$ ,  $G_{\Delta \Omega}$  are the scale factors or normalization, and they have a significant impact on both the control's static and dynamic performance.

The fuzzy logic type-2 membership functions for the stator active power and speed turbine variation are selected to be the same as Gaussian forms, with  $\Delta P$  defined on the interval  $[0, 1]$  in Fig. 9,a and  $\Delta \Omega_m$  is defined on the interval

$[-1, 1]$  in Fig. 9,b. The fuzzy logic type-2 membership functions of the variation  $\Delta \dot{\Omega}_m$  are chosen with intervals formed on the interval  $[0, 1.2]$  (Fig. 9,c).

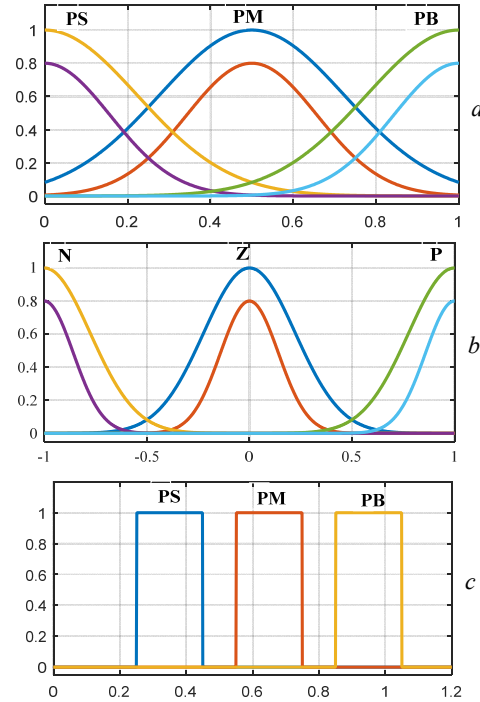


Fig. 9. Fuzzy type-2 membership functions for the variation of  $\Delta P$  (a);  $\Delta \Omega_m$  (b);  $\Delta \dot{\Omega}_m$  (c)

**Comparative study with fuzzy type-1 and Perturbation and Observation (P&O) algorithm.** In order to show the performance of our approach based on fuzzy logic type-2, a comparison with the approach based on fuzzy logic type-1 and the P&O algorithm has been carried out [16-21].

**P&O algorithm** stands out because it does not need a database or training. This guarantees more versatility to this algorithm, with direct application in the system, without the need for previous information or wind speed sensors or understanding of the curve of the aerodynamic characteristics.

Figure 10 shows the P&O algorithm flow chart as it should be implemented in the control microprocessor.

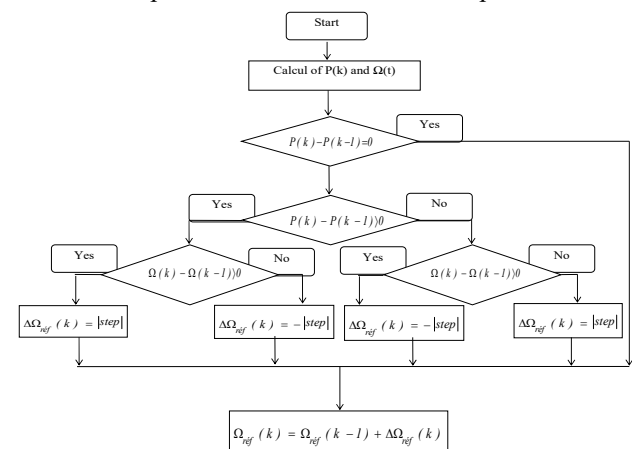


Fig. 10. P&O algorithm flow chart

**Fuzzy logic type-1.** For the variation of the active power of the stator  $\Delta P$  and the speed of the turbine  $\Omega_m$ ,

their membership functions have been chosen with triangular forms and is defined on the interval  $[-1, 1]$  (Fig. 11, a, b). The membership functions type-1 of the variation of  $\Delta\dot{\Omega}_m$  chosen from triangular shapes over the interval  $[-1, 1]$  (Fig. 11, c).

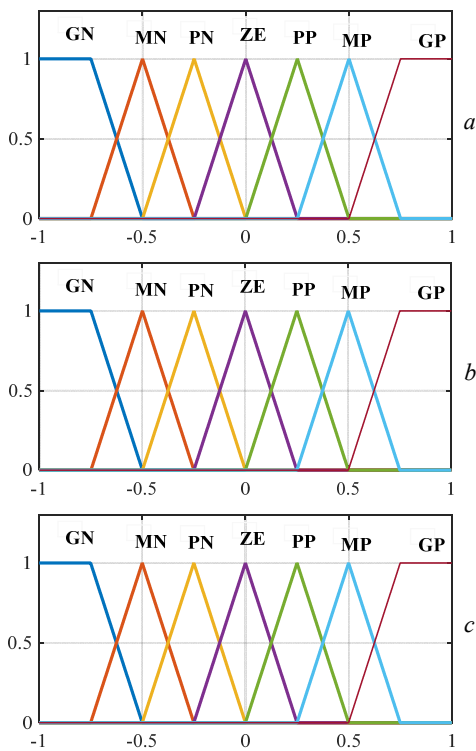


Fig. 11. Fuzzy type-1 membership functions for the variation of  $\Delta P$  (a);  $\Delta\Omega_m$  (b);  $\Delta\dot{\Omega}_m$  (c)

**Results.** The results are arranged in accordance with the following criteria, respectively:

- simulated system with a variable wind speed with an average value of 5.8 m/s (Fig. 12);
- turbine speed (Fig. 13) fixed at 140 rad/s;
- power coefficient  $C_p$  (Fig. 14);
- stator active power (Fig. 15).

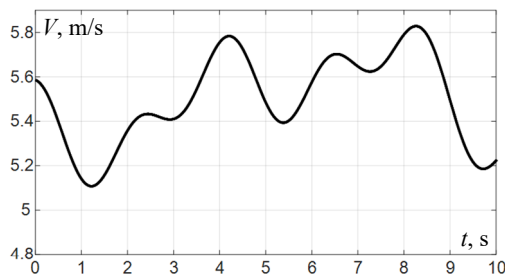


Fig. 12. Wind speed

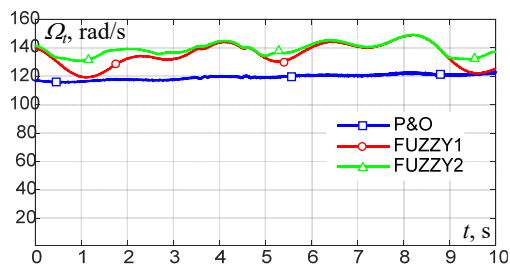


Fig. 13. Turbine speed

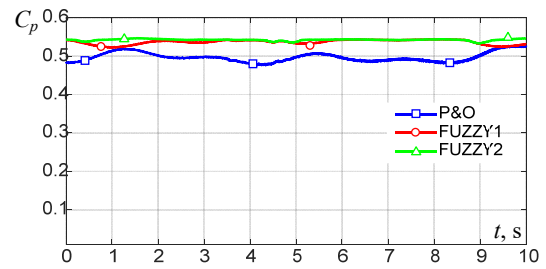


Fig. 14. Power coefficient  $C_p$

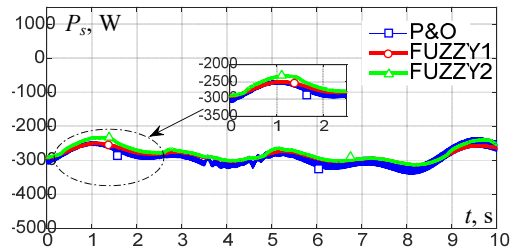


Fig. 15. Stator active power

The active power varied between  $-5$  kW to  $1$  kW while the reactive power is fixed at  $0$  VAR. After seeing the correct follow-up of the proposed instructions it is necessary to assess the structure's robustness to parameter uncertainty. Therefore, the next step is to assess the resistance to stator and rotor change.

Finally, the results evince that the method based on fuzzy logic type-2 is superior in terms of effectiveness, robustness, and response time.

**Conclusions.** The results obtained show the performance of our type-2 fuzzy maximum power point tracking (MPPT) compared to two other techniques (Perturbation and Observation) and type-1 fuzzy. For several reasons, the latter technique can replace conventional optimization techniques. In practice, the effectiveness of conventional MPPT methods depends mainly on the accuracy of the information given and the wind speed or the knowledge of the aerodynamic properties of the wind system. However, this need an anemometer, which raises the systems cost. Thus, knowledge of aerodynamic properties requires the manufacturer to carry out tests that are a bit complex and expensive. In addition, these characteristics change from turbine to turbine. They also vary with climatic conditions, which decrease the reliability of the system. It is better to choose the command strategies that do not depend on these parameters.

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

## REFERENCES

1. Belkacem Y., Drid S., Makouf A., Chrifi-Alaoui L. Multi-agent energy management and fault tolerant control of the micro-grid powered with doubly fed induction generator wind farm. *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, 2022, vol. 13, no. 1, pp. 267-277. doi: <https://doi.org/10.1007/s13198-021-01228-2>.
2. Slimane W., Benchouia M.T., Golea A., Drid S. Second order sliding mode maximum power point tracking of wind turbine systems based on double fed induction generator. *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, 2020, vol. 11, no. 3, pp. 716-727. doi: <https://doi.org/10.1007/s13198-020-00987-8>.
3. Guezgouz M., Jurasz J., Chouai M., Bloomfield H., Bekkouche B. Assessment of solar and wind energy

- complementarity in Algeria. *Energy Conversion and Management*, 2021, vol. 238, art. no. 114170. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2021.114170>.
4. Daou Nedjari H., Haddouche S.K., Balehouane A., Guerri O. Optimal windy sites in Algeria: Potential and perspectives. *Energy*, 2018, vol. 147, pp. 1240-1255. doi: <https://doi.org/10.1016/j.energy.2017.12.046>.
  5. Galdi V., Piccolo A., Siano P. Exploiting maximum energy from variable speed wind power generation systems by using an adaptive Takagi–Sugeno–Kang fuzzy model. *Energy Conversion and Management*, 2009, vol. 50, no. 2, pp. 413-421. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2008.09.004>.
  6. Abdeddaim S., Betka A., Drid S., Becherif M. Implementation of MRAC controller of a DFIG based variable speed grid connected wind turbine. *Energy Conversion and Management*, 2014, vol. 79, pp. 281-288. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2013.12.003>.
  7. Hemeyine A., Abbou A., Tidjani N., Mokhlis M., Bakouri A. Robust Takagi Sugeno Fuzzy Models control for a Variable Speed Wind Turbine Based a DFI-Generator. *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, 2020, vol. 13, no. 3, pp. 90-100. doi: <https://doi.org/10.22266/ijies2020.0630.09>.
  8. Hemeyine A.V., Abbou A., Bakouri A., Labbadi M., El Moustapha S.M.o.M. Power Control for Wind Turbine Driving a Doubly Fed Induction Generator using Type-2 Fuzzy Logic Controller. *2019 7th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, 2019, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/IRSEC48032.2019.9078146>.
  9. Lei Y., Mullane A., Lightbody G., Yacimini R. Modeling of the Wind Turbine With a Doubly Fed Induction Generator for Grid Integration Studies. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2006, vol. 21, no. 1, pp. 257-264. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2005.847958>.
  10. Cheikh R., Menacer A., Drid S. Robust control based on the Lyapunov theory of a grid-connected doubly fed induction generator. *Frontiers in Energy*, 2013, vol. 7, no. 2, pp. 191-196. doi: <https://doi.org/10.1007/s11708-013-0245-y>.
  11. Bodson M., Chiasson J. Differential-geometric methods for control of electric motors. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 1998, vol. 8, no. 11, pp. 923-954. doi: [https://doi.org/10.1002/\(SICI\)1099-1239\(199809\)8:11<923::AID-RNC369>3.0.CO;2-S](https://doi.org/10.1002/(SICI)1099-1239(199809)8:11<923::AID-RNC369>3.0.CO;2-S).
  12. Mahboub M.A., Drid S., Sid M.A., Cheikh R. Robust direct power control based on the Lyapunov theory of a grid-connected brushless doubly fed induction generator. *Frontiers in Energy*, 2016, vol. 10, no. 3, pp. 298-307. doi: <https://doi.org/10.1007/s11708-016-0411-0>.
  13. Khalil H.K. Adaptive output feedback control of nonlinear systems represented by input-output models. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1996, vol. 41, no. 2, pp. 177-188. doi: <https://doi.org/10.1109/9.481517>.
  14. Drid S., Makouf A., Nait-Said M.S., Tadjine M. The doubly fed induction generator robust vector control based on Lyapunov Method. *Transactions on Systems, Signals & Devices*, 2009, vol. 4, no. 2, pp. 237-249.
  15. Kaddache M., Drid S., Khemis A., Rahem D., Chrifi-Alaoui L., Drid M.D. Fuzzy-type-2 maximum power tracking controller of the double fed wind generator. *2022 IEEE 21st International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, 2022, pp. 512-515. doi: <https://doi.org/10.1109/STA56120.2022.10019178>.
  16. Kim I.-S., Kim M.-B., Youn M.-J. New Maximum Power Point Tracker Using Sliding-Mode Observer for Estimation of Solar Array Current in the Grid-Connected Photovoltaic System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006, vol. 53, no. 4, pp. 1027-1035. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2006.878331>.
  17. Hessad M.A., Bouchama Z., Benagoune S., Behih K. Cascade sliding mode maximum power point tracking controller for photovoltaic systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 51-56. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.07>.
  18. Abid M., Laribi S., Larbi M., Allaoui T. Diagnosis and localization of fault for a neutral point clamped inverter in wind energy conversion system using artificial neural network technique. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 55-59. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.09>.
  19. Akkouchi K., Rahmani L., Lebied R. New application of artificial neural network-based direct power control for permanent magnet synchronous generator. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 6, pp. 18-24. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.6.03>.
  20. Khemis A., Boutabba T., Drid S. Model reference adaptive system speed estimator based on type-1 and type-2 fuzzy logic sensorless control of electrical vehicle with electrical differential. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 19-25. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.03>.
  21. Sahraoui H., Mellah H., Drid S., Chrifi-Alaoui L. Adaptive maximum power point tracking using neural networks for a photovoltaic systems according grid. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 5, pp. 57-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.5.08>.

Received 20.07.2023

Accepted 03.10.2023

Published 02.03.2024

M. Kaddache<sup>1</sup>, PhD Student,

S. Drid<sup>2</sup>, PhD, Professor,

A. Khemis<sup>3</sup>, Doctor of Technical Science, Associate Professor,

D. Rahem<sup>1</sup>, PhD, Professor,

L. Chrifi-Alaoui<sup>4</sup>, PhD, Professor,

<sup>1</sup> Laboratoire de Génie Electrique et Automatique (LGEA),

University of Oum El Bouaghi,

B.P 358 Route de Constantine, Oum El Bouaghi, 04000, Algeria,

e-mail: kaddache.mouna@gmail.com; rahem\_djamel@yahoo.fr

<sup>2</sup> Higher National School of Renewable Energies, Environment

and Sustainable Development,

53, Constantine Road, Fesdis, Batna, 05078, Algeria,

e-mail: s.drid@hns-re2sd.dz (Corresponding Author)

<sup>3</sup> University of Khenchela,

El-Hamma, BP 1252 Road of Batna, Khenchela, 40004, Algeria,

e-mail: khemis05@yahoo.fr

<sup>4</sup> Laboratoire des Technologies Innovantes (LTI),

University of Picardie Jules Verne, Amiens, 80000, France,

e-mail: larbi.alaoui@u-picardie.fr

#### How to cite this article:

Kaddache M., Drid S., Khemis A., Rahem D., Chrifi-Alaoui L. Maximum power point tracking improvement using type-2 fuzzy controller for wind system based on the double fed induction generator. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 61-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.09>



Л.І. Мазуренко, О.В. Джура, М.О. Шихненко

## Розрахунок характеристик гібридної енергосистеми з паралельно включеними асинхронним генератором і АС/DC перетворювачем

Гібридні системи електропостачання (ГСЕ) розглядаються як хороший варіант для електропостачання віддалених від мережі споживачів завдяки значній економії палива порівняно з дизель-агрегатами. Швидка розробка і вдосконалення ГСЕ можуть бути досягнуті за допомогою спеціалізованих методик і програм. В статті запропоновано схемне рішення та розроблено принципи роботи ГСЕ промислової напруги і частоти 400 В / 50 Гц. Система побудована на основі ведучого гідроелектроагрегата з асинхронним генератором (АГ) потужністю 250 кВт. Стабілізація напруги системи забезпечується силовим АС/DC перетворювачем, а стабілізація електричної частоти системи – регулятором частоти обертання гідротурбіни. Вітроустановка, накопичувач енергії і регульоване баластне навантаження підключаються до АГ через АС/DC перетворювач. **Метою роботи є розробка методики розрахунку характеристик автономного АГ з гідротурбінним приводом, що працює паралельно через АС/DC перетворювач з додатковими джерелами та споживачами активної потужності. Розроблено методику розрахунку характеристик АГ запропонованої системи. Розроблена методика базується на основі еквівалентної схеми заміщення системи, рівнянь балансу активної і реактивної потужності та методу накладання. Наведено рівняння регуляторів частоти, напруги і потужності системи. З допомогою розробленої методики виконано розрахунки характеристик АГ за активного і активно-індуктивного навантаження споживачів при умові підтримання постійного значення напруги АГ і електричної частоти в системі. Створена методика має новизну в частині врахування алгоритмів керування системою. Проведено аналіз і співставлення характеристик АГ отриманих за його роботи в складі гідроелектроагрегата працюючого автономно і в складі запропонованої системи. **Отримані результати** можуть бути використані при розробці та для покращення технічних характеристик гібридних систем електропостачання змінного струму. Бібл. 19, табл. 1, рис. 4.**

**Ключові слова:** гібридна система електропостачання, асинхронний генератор, метод накладання, схема заміщення.

**Вступ.** Електрогенеруючі автономні системи та сучасні системи розподіленої генерації завдяки здатності працювати ізольовано від централізованої мережі дозволяють підвищити надійність електропостачання за аварійних ситуацій в мережі і зменшити витрати на розвиток мереж та втрати електроенергії в лініях електропередач та розподільчих мережах при її транспортуванні до віддалених від високовольтних ліній місцевих споживачів [1-4]. Сонячні панелі, вітроустановки (ВУ), гідроелектроагрегати (ГЕА), геотермальні електростанції, т. ін. часто комбінуються між собою в складі систем розподіленої генерації та автономних електрогенеруючих систем для поліпшення їх техніко-економічних показників. Електрогенеруючі системи, які використовують різні види первинної відновлюваної енергії, називають гібридними системами електропостачання (ГСЕ). Для більш надійного електропостачання ГСЕ за необхідності докомплектують дизельними електроагрегатами.

Встановлена потужність ГЕА, ВУ і дизельних агрегатів відомих ГСЕ, як правило, знаходиться в межах до 3-4 МВт. ВУ і ГЕА такого діапазону потужності проектується на основі генераторів з постійними магнітами, синхронних генераторів, АГ подвійного живлення та з к.з. ротором [5-7]. АГ з к.з. ротором мають дещо менший ККД, ніж синхронні і генератори на постійних магнітах, проте більш прості в обслуговуванні і ремонті та завдяки меншій вартості і меншим витратам на обслуговування швидше окупаються.

Вирішення задач, пов'язаних з розрахунком характеристик і енергетичних показників АГ, які обертаються від приводів з регульованою частотою обертання, таких як гідротурбіни (ГТ) і дизельні двигуни (ДД), успішно проводилось і висвітлювалось в літературі [8-10]. В той же час слід зазначити, що методики розрахунку усталених режимів одиночних автономних АГ, що базуються на еквівалентній схемі заміщення АГ, не пристосовані безпосередньо для проведення досліджень АГ, працюючих паралельно з різ-

номанітними джерелами електроенергії в складі від'єднаних від мережі ГСЕ. Дослідження характеристик АГ, працюючих в складі електромеханічних систем, є більш складною задачею, вирішення якої потребує розробки комплексних математичних моделей [11, 12]. Комплексні динамічні моделі є потужним засобом наукових досліджень, проте потребують достатньо багато часу на налагодження і проведення розрахунків. Тому існує необхідність розробки статичних математичних моделей і більш універсальних методик, придатних для виконання зазначених досліджень або ж подальшого розвитку вже існуючих.

**Метою роботи** є розроблення і верифікація методики розрахунку статичних характеристик асинхронного генератора, що обертається від гідравлічної турбіни ведучого гідроелектроагрегата і працює в режимі «постійна напруга – постійна частота» паралельно через АС/DC напівпровідниковий перетворювач з джерелами і споживачами активної потужності в складі гідро-вітро-акумуляторної гібридної системи електропостачання, що живить трифазне навантаження.

**Схемне рішення і принципи роботи ГСЕ.** Запропонована ГСЕ (рис. 1) містить ведучий ГЕА з АГ, ВУ змінної частоти обертання, систему накопичення енергії (СНЕ) і регульоване баластне навантаження (РБН). Генератор ВУ підключається до АГ через АС/DC напівпровідникові перетворювачі VSC1 і VSC2, а РБН і СНЕ – через VSC1. Силові напівпровідникові перетворювачі дозволяють плавно регулювати потужність джерел електричної енергії [13, 14]. СНЕ може бути різних типів: маховиковою, на основі акумуляторних батарей, суперконденсаторів, т. ін. [15, 16]. ГСЕ за рис. 1 може працювати як на мережу, так і ізольовано. До складу ГЕА, крім АГ G1, входить приводна ГТ, перетворювач VSC1 і батарея компенсуючих конденсаторів (БКК), яка забезпечує початкове збудження АГ в автономному режимі роботи ГСЕ. Якщо в місці



З (4) видно, що в разі, коли сума активної потужності споживачів і заданого швидкодіючого резерву потужності  $P_L + P_{EX}^*$  більша за сумарну вихідну потужність ВУ і СНЕ та  $\omega_{\min}^* < \omega_e < \omega_{\max}^*$ , то  $P_{DL} = P_{EX}^*$ . Коли ж  $P_{EX}^* < P_{WG} + P_{ES} - P_L$ , маємо надлишок активної потужності в системі. При цьому, за  $\omega_{\min}^* < \omega_e < \omega_{\max}^*$  потужність РБН дорівнює  $P_{DL} = P_{WG} + P_{ES} - P_L$ , а вихідна активна потужність АГ дорівнює нулю. Якщо ж електрична частота виходить за межі  $(\omega_{\min}^* \dots \omega_{\max}^*)$  і стан СНЕ не дозволяє здійснювати її регулювання, цю задачу виконує РБН в межах своїх функціональних можливостей.

СНЕ, як видно з (5), за наявності накопиченої енергії обмежує струм генератора на рівні  $I_{g,\max}^*$  якщо  $\omega_{\min}^* < \omega_e$  або, якщо  $\omega_e$  зменшується нижче  $\omega_{\min}^*$ ,

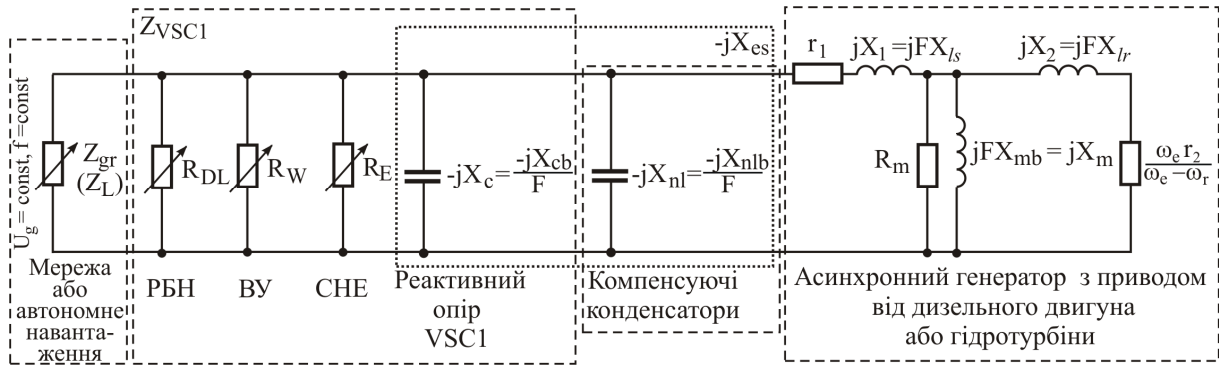


Рис. 2. Схема заміння ГСЕ

Прийнято такі позначення:  $r_1, r_2, X_1, X_2$  – активні і реактивні опори розсіювання фаз статора і ротора АГ;  $\omega_r$  – кругова електрична частота ротора АГ;  $R_m$  – еквівалентний опір втрат в сталі;  $F = \omega_e / \omega_{eN}$  – відносна електрична частота статора АГ,  $\omega_{eN}$  – номінальна електрична частота статора;  $X_m$  – реактивний опір намагнічування;  $R_{DL}, R_W, R_E$  – еквівалентні опори РБН, ВУ та СНЕ. Величини  $X_{ls}, X_{lr}, X_{cb}, X_{nlb}, X_{mb}$  відповідають базовій електричній частоті 50 Гц.

За  $U_g = \text{const}$  і  $\omega_e = \text{const}$  ЕСЗ (рис. 2) дозволяє дослідити характеристики АГ як при роботі на автономне навантаження  $Z_L$ , так і на мережу з вхідним опором  $Z_{gr}$ .

Умовами дотримання балансу активної і реактивної потужності в схемі (рис. 2) є рівність нулю дійсної і уявної частини суми провідностей  $Y_S, Y_m$  та  $Y_R$

$$\text{Re}(Y_S + Y_m + Y_R) = 0; \quad (6)$$

$$\text{Im}(Y_S + Y_m + Y_R) = 0, \quad (7)$$

де

$$Y_S = \left( r_1 + jX_1 - \frac{jX_{es}Z_{eq}}{Z_{eq} - jX_{es}} \right)^{-1};$$

$$Y_m = \frac{1}{jX_m} + \frac{1}{R_m}; \quad Y_R = \frac{1}{jX_2 + r_2/s};$$

$$X_{es} = X_c + X_{nl}; \quad Z_L = R_L + jX_L = z_{le}^{j\varphi_L};$$

підвищує її до рівня  $\omega_{\min}^* + \omega_h^*$ . Одночасно з цим, відповідно до (3), регулювання частоти системи за рис. 1 виконується і регулятором частоти обертання ГЕА.

Зарядження СНЕ відбувається в разі, коли СНЕ розряджена, АГ має достатній запас потужності і при цьому  $\omega_{\min}^* < \omega_e$ . За такого випадку споживана СНЕ потужність регулюється шляхом регулювання струму  $I_{dc,es}^*$ . Якщо ж має місце перерегулювання по частоті, за якого  $\omega_e > \omega_{\max}^*$ , а СНЕ розряджена, то регулятором потужності СНЕ здійснюється відпрацювання частоти на рівні  $\omega_{\max}^* - \omega_h^*$ .

**Розроблення методики розрахунку характеристик АГ за роботи в складі ГСЕ.** Статичні характеристики ГСЕ отримуємо на основі її еквівалентної схеми заміщення (ЕСЗ). В запропонованій ЕСЗ (рис. 2) всі елементи системи (рис. 1) представлені еквівалентними опорами.

$$\begin{aligned} Z_{eq} &= 1 / \left( (Z_L)^{-1} + (R_{DL})^{-1} + (R_W)^{-1} + (R_E)^{-1} \right) = \\ &= z_{eq} e^{j\varphi_{eq}} = R_{eq} + jX_{eq}; \\ s &= (\omega_e - \omega_r) / \omega_e. \end{aligned}$$

Прийmemo  $F = 1$ . Тоді з (6) отримуємо рівняння ковзання АГ

$$s = r_2 \left( \sqrt{1 - 4a_0 X_{lr}^2} - 1 \right) / \left( 2a_0 X_{lr}^2 \right), \quad (8)$$

а з (7) – рівняння реактивного опору контуру намагнічування

$$X_m = X_{mb} = b_0 (r_2^2 + X_{lr}^2 s^2) / \left( (b_1 X_{lr}^2 - b_0 X_{lr}) s^2 + b_1 r_2^2 \right), \quad (9)$$

де

$$a_0 = \frac{a_1 R_m + (a_1^2 + a_2^2)}{(a_1^2 + a_2^2) R_m}; \quad a_1 = r_1 + \frac{X_{es}^2 R_{eq}}{a_3};$$

$$a_2 = X_{ls} - \frac{R_{eq}^2 X_{es}}{a_3} - \frac{X_{eq} X_{es} (X_{eq} - X_{es})}{a_3};$$

$$a_3 = R_{eq}^2 + (X_{eq} - X_{es})^2; \quad b_0 = a_1^2 + a_2^2; \quad b_1 = -a_2.$$

Напряга кола намагнічування АГ  $U_m$  знаходиться з характеристики намагнічування АГ  $X_m = U_{mb}(X_{mb})$  знятої на базовій частоті.

Частота обертання ротора, фазний струм, фазна напруга і вхідна провідність на фазу АГ визначаються з наступних рівнянь

$$\omega_r = (1-s)\omega_e; \quad (10)$$

$$I_{ph} = U_m Y_S; \quad (11)$$

$$U_{ph} = -jI_{ph} X_{es} z_{eq} e^{j\varphi_{eq}} / (z_{eq} e^{j\varphi_{eq}} - jX_{es}); \quad (12)$$

$$y_1 = (r_1 + jX_{ls} + (Y_m + Y_R)^{-1})^{-1} = 0. \quad (13)$$

Слід зазначити, що схема заміщення за рис. 2 дозволяє розраховувати не всі режими роботи ГСЕ за рис. 1, а лише ті, в яких дотримується умова  $\omega_e = \text{const}$  або  $\omega_r = \text{const}$ .

Розроблена методика розрахунку характеристик АГ, який працює в складі ведучого електроагрегата ГСЕ за рис. 1, передбачає наступну послідовність.

Спочатку розраховуємо режим одиночної автономної роботи АГ.

1. Задаємо коефіцієнт потужності навантаження  $\cos\varphi_L$  та матриці-вектори повного опору навантаження споживачів  $Z_L$  розмірністю  $k1 \times 1$  і пробних значень сумарного реактивного опору БКК та VSC1  $X_{es}^{ig}$  розмірністю  $h1 \times 1$

$$Z_L = (z_{k,h})_{k1 \times 1}, \quad X_{es}^{ig} = (x_{h,k})_{h1 \times 1}. \quad (14)$$

2. Розраховуємо елементи матриць: напруги кола намагнічування з характеристики намагнічування АГ і (9), фазного струму і напруги за (11), (12), ковзання і вхідної провідності АГ за (8), (13) використовуючи всі комбінації елементів векторів  $Z_L$  та  $X_{es}^{ig}$

$$\begin{aligned} U_m^{ig} &= (um_{k,h})_{k1 \times h1}, \quad I_{ph}^{ig} = (iph_{k,h})_{k1 \times h1}, \\ U_{ph}^{ig} &= (uph_{k,h})_{k1 \times h1}, \quad S I^{ig} = (s_{k,h})_{k1 \times h1}, \\ Y I^{ig} &= (y1_{k,h})_{k1 \times h1}. \end{aligned} \quad (15)$$

3. Задаємо напругу АГ і в кожному рядку  $U_m^{ig}$  ( $k = \text{const}$ ,  $h = \text{var}$ ) визначаємо номер стовпця, який відповідає умові мінімального відхилення напруги від заданого значення  $U_g^* = \text{const}$ . Знайдені номери стовбців зводимо в одномірний масив. Далі з матриць (15) формуємо матриці-вектори розмірністю  $k1 \times 1$  напруги кола намагнічування  $U_m^{ig,uc}$ , фазного струму  $I_{ph}^{ig,uc}$ , фазної напруги  $U_{ph}^{ig,uc}$ , вхідної провідності АГ  $Y I^{ig,uc}$ , ковзання  $S I^{ig,uc}$ , електричної частоти обертання ротора  $W_r^{ig,co}$  і сумарного реактивного опору БК та VSC1  $X_{es}^{ig,uc}$ , що найбільш відповідають умові  $U_g^* = \text{const}$  за кожного значення навантаження.

4. З  $X_{es}^{ig,uc}$  знаходимо реактивний опір БКК  $X_{nl} = X_{es}^{ig,uc}[i1]$ , де індекс  $i1$  відповідає найбільшому опору навантаження масиву  $Z_L$  (навантаження найбільш наближене до х.х.  $Z_L[i1] = \max(z_{k,h})_{k1 \times 1}$ ).

5. Знаходимо масиви реактивного опору VSC1 на фазу  $X_{VSC1}^{ig,uc}$ , фазного струму VSC1  $I_{VSC1}^{ig,uc}$ , повної потужності VSC1  $S_{VSC1}^{ig,uc}$ , коефіцієнту потужності  $PF_{IG}^{ig,uc}$  і ККД  $EF_{IG}^{ig,uc}$  АГ

$$X_{VSC1}^{ig,uc}[k] = \left( \frac{1}{X_{es}^{ig,uc}[k]} - \frac{1}{X_{nl}} \right)^{-1}; \quad (16)$$

$$I_{VSC1}^{ig,uc}[k] = \frac{U_{ph}^{ig,uc}[k]}{X_{VSC1}^{ig,uc}[k]}; \quad (17)$$

$$S_{VSC1}^{ig,uc}[k] = Q_{VSC1}^{ig,uc}[k] = 3 \frac{|U_{ph}^{ig,uc}[k]|^2}{X_{VSC1}^{ig,uc}[k]}; \quad (18)$$

$$PF_{IG}^{ig,uc}[k] = \frac{\text{Re}(Y I^{ig,uc}[k])}{|Y I^{ig,uc}[k]|}; \quad (19)$$

$$EF_{IG}^{ig,uc}[k] = \frac{P_L^{ig,uc}[k]}{P_L^{ig,uc}[k] + P_{Cu}^{ig,uc}[k] + P_{Fe}^{ig,uc}[k] + P_{Fr}^{ig,uc}[k]}; \quad (20)$$

де  $P_{Cu}^{ig,uc}[k] = P_{Cu1}^{ig,uc}[k] + P_{Cu2}^{ig,uc}[k]$ ;  $P_L^{ig,uc}$ ,  $P_{Cu1}^{ig,uc}$ ,  $P_{Cu2}^{ig,uc}$ ,  $P_{Fe}^{ig,uc}$ ,  $P_{Fr}^{ig,uc}$  – матриці-вектори активної потужності навантаження, втрат в міді статора, втрат в міді ротора, втрат в сталі і втрат на тертя;

$$P_L^{ig,uc}[k] = 3 \frac{(U_{ph}^{ig,uc}[k])^2}{|Z_L[k]|} \cos\varphi_L;$$

$$P_{Cu1}^{ig,uc}[k] = 3 (I_{ph}^{ig,uc}[k])^2 r_1;$$

$$P_{Cu2}^{ig,uc}[k] = 3 \left| \frac{U_m^{ig,uc}[k]}{jX_{lr} + r_2 / S I^{ig,uc}[k]} \right|^2 r_2;$$

$$P_{Fe}^{ig,uc}[k] = 3 R_m \left| \frac{U_m^{ig,uc}[k]}{R_m} \right|^2; \quad P_{Fr}^{ig,uc}[k] = k_{Fr} P_{gN};$$

$k_{Fr}$  – коефіцієнт втрат тертя;  $P_{gN}$  – номінальна потужність АГ.

Далі скористаємось принципом суперпозиції і розрахуємо активну потужність АГ за його роботи в складі системи за рис. 1 шляхом накладання характеристик «потужність джерела – потужність навантаження» інших елементів на характеристики АГ отримані за його ізолюваної одиночної роботи. Принцип суперпозиції і метод накладання використовуються при розрахунку струму і напруги лінійних кіл та інколи для розрахунку статичних характеристик систем змінного струму з паралельно працюючими джерелами електроенергії [19]. В ізолюваному режимі роботи ГСЕ за рис. 1 залежність активної потужності АГ від активної потужності навантаження у випадку моделювання ГСЕ з допомогою ЕСЗ за рис. 2 через нехтування втрат на передачу електроенергії є лінійною. Інші елементи (ВУ, РБН, СНЕ) представлені на схемі заміщення лінійними активними опорами. Отже принцип суперпозиції в цьому випадку може бути застосовано.

СНЕ приймемо зарядженою, а вихідну потужність ВУ  $P_{WG}$  – постійною. Спочатку додамо ВУ і РБН до ГЕА з АГ вважаючи, що СНЕ не впливає на алгоритм роботи РБН. Згідно з (4) і (5) за  $\omega_{\min}^* < \omega_e < \omega_{\max}^*$  це можливо при умові, якщо СНЕ не задіяна або якщо за роботи СНЕ в режимі обме-



ження струму АГ виконується умова  $\Delta P_{EL}^* \geq 0$ , тобто коли немає надлишку активної потужності в системі. Ця умова в системі (рис. 1) буде виконуватись, якщо заряджений СНЕ не буде розряджатись в режимі х.х. АГ, тобто практично завжди в усталених режимах. Враховуючи вище зазначені припущення, за відсутності похибки регулювання потужність РБН дорівнюватиме

$$P_{DL}[k] = P_{EX}^* + \Delta P_{DL}^*[k], \quad (21)$$

де

$$\Delta P_{DL}^*[k] = \begin{cases} 0, & P_{WG} - P_L^{ig,uc}[k] < P_{EX}^* \\ P_{WG} - P_L^{ig,uc}[k] - P_{EX}^*, & P_{WG} - P_L^{ig,uc}[k] \geq P_{EX}^* \end{cases}.$$

6. Визначаємо активну потужність АГ за наявності РБН і ВУ та відсутності СНЕ в системі

$$P_{IG}^{WD}[k] = P_L^{ig,uc}[k] + P_{DL}[k] - P_{WG}. \quad (22)$$

7. Фазний струм АГ за наявності РБН і ВУ та відсутності СНЕ в системі отримуємо інтерполяцією залежності між матрицями активної потужності навантаження  $P_L^{ig,uc}$  і струму АГ в ізолюваному режимі роботи  $I_{ph}^{ig,uc}$

$$I_{ph}^{WD}[k] = \text{inter}(P_L^{ig,uc}, I_{ph}^{ig,uc}, P_{IG}^{WD}[k]). \quad (23)$$

Наступним кроком додаємо СНЕ до системи і розраховуємо наступні величини.

8. Потужність СНЕ за відсутності похибки регулювання

$$P_{ES}[k] = \begin{cases} 0, & I_{ph}^{WD}[k] < I_{g,max}^*; \\ P_{IG}^{WD}[k] - P_{g,max}^*, & I_{ph}^{WD}[k] \geq I_{g,max}^*, \end{cases} \quad (24)$$

де  $P_{g,max}^* = \text{inter}(I_{ph}^{WD}, P_{IG}^{WD}, I_{g,max}^*)$  – активна потужність АГ в системі без СНЕ за  $I_{ph} = I_{g,max}^*$ .

9. Активна потужність АГ за наявності РБН, ВУ та СНЕ в системі

$$P_{IG}^{WDE}[k] = P_L^{ig,uc}[k] + P_{DL}[k] - P_{WG} - P_{ES}[k]. \quad (25)$$

10. Еквівалентний опір навантаження АГ на фазу за наявності РБН, ВУ та СНЕ в системі

$$Z_L^{WDE}[k] = \left( \frac{1}{Z_L[k]} + \frac{P_{DL}[k] - P_{WG} - P_{ES}[k]}{3(U_g^*)^2} \right)^{-1} = \left( 1/Z_L[k] + 1/R_{VSC1}^{WDE}[k] \right)^{-1},$$

де  $R_{VSC1}^{WDE}$  – матриця-стовбець активного опору на фазу VSC1.

11. Повторюємо розрахунки за п.п. 2–5, використовуючи масив опорів навантаження  $Z_L^{WDE}$  замість  $Z_L$ . В результаті отримуємо нові масиви напруги кола намагнічування  $U_m^{WDE}$ , фазного струму  $I_{ph}^{WDE}$ , фазної напруги  $U_{ph}^{WDE}$ , вхідної провідності АГ  $YI^{WDE}$ , ковзання  $SI^{WDE}$ , електричної частоти обертання ротора  $W_r^{WDE}$ , сумарного реактивного опору БК та VSC1  $X_{es}^{WDE}$  і реактивного опору VSC1  $X_{VSC1}^{WDE}$  на фазу розмірністю  $k1 \times 1$  за наявності РБН, ВУ та СНЕ в системі.

Знаходимо за наявності РБН, ВУ та СНЕ в системі («повна» система) елементи наступних масивів змінних.

12. Повний опір VSC1 на фазу та фазний струм VSC1

$$Z_{VSC1}^{WDE}[k] = -jX_{VSC1}^{WDE}[k] + R_{VSC1}^{WDE}[k]; \quad (27)$$

$$I_{VSC1}^{WDE}[k] = U_{ph}^{WDE}[k] / Z_{VSC1}^{WDE}[k]. \quad (28)$$

13. Активна, реактивна і повна потужність VSC1

$$P_{VSC1}^{WDE}[k] = -3|U_{ph}^{WDE}[k]|^2 / R_{VSC1}^{WDE}[k]; \quad (29)$$

$$Q_{VSC1}^{WDE}[k] = 3|U_{ph}^{WDE}[k]|^2 / X_{VSC1}^{WDE}[k]; \quad (30)$$

$$S_{VSC1}^{WDE}[k] = \sqrt{(P_{VSC1}^{WDE}[k])^2 + (Q_{VSC1}^{WDE}[k])^2}. \quad (31)$$

14. Масиви коефіцієнту потужності  $PF_{IG}^{WDE}$  і ККД АГ  $EF_{IG}^{WDE}$  за його роботи в системі за рис. 1 визначаємо на основі (19), (20) підставляючи елементи масивів  $YI^{WDE}$ ,  $I_{ph}^{WDE}$ ,  $U_{ph}^{WDE}$ ,  $U_m^{WDE}$ ,  $SI^{WDE}$  замість елементів масивів  $YI^{ig,uc}$ ,  $I_{ph}^{ig,uc}$ ,  $U_{ph}^{ig,uc}$ ,  $U_m^{ig,uc}$ ,  $SI^{ig,uc}$ .

**Результати досліджень.** Розрахунки характеристик АГ потужністю 250 кВт працюючого в ізолюваному автономному режимі роботи і в складі ГСЕ за рис. 1 були проведені з використанням вищенаведеної методики за значеннями коефіцієнту потужності навантаження споживачів 1 (рис. 3) та 0.9 (рис. 4). Було задано  $P_{EX}^* = 0,1$  в.о.,  $P_{WG} = 0,3$  в.о.,  $U_g^* = 1$  в.о.,  $I_{g,max}^* = 1$  в.о.

Як видно з рис. 3 і рис. 4, характеристики АГ за активного і активно-індуктивного навантаження споживачів мають схожий характер. Оскільки  $P_{WG} > P_{EX}^*$ , то при роботі АГ у складі ГСЕ за малих значень активної потужності споживачів (0...0,2 в.о.) у системі наявний надлишок активної потужності, який споживається РБН, активна потужність АГ G1 при цьому дорівнює нулю, а частота обертання ротора АГ наближена до синхронної частоти. Після того, як струм АГ досягає 1 в.о., потужність СНЕ починає лінійно зростати, що забезпечує стабілізацію струму і активної потужності АГ на номінальному рівні. Коефіцієнт потужності і ККД АГ за надлишку активної потужності в системі залишаються незмінними. Частота обертання ротора АГ на ділянці стабілізації струму також є постійною.

Відмінності між рис. 3 і рис. 4 стосуються лише характеристик перетворювача VSC1. Оскільки за активно-індуктивного навантаження споживачів AC/DC перетворювач VSC1 для стабілізації напруги АГ повинен забезпечувати, крім компенсації реактивної потужності АГ, також компенсацію реактивної потужності навантаження, значення фазного струму і повної потужності VSC1 суттєво більші, ніж за активного навантаження. Як видно з рис. 3 і рис. 4, при значенні активної складової навантаження  $P_L = 1$  в.о. в ізолюваному автономному режимі роботи ГЕА з АГ співвідношення значень струмів і повних потужностей VSC1, отриманих за активного і активно-індуктивного характеру навантаження, складає 1:4.7, а при роботі ГЕА з АГ в складі ГСЕ – 1:2.8.

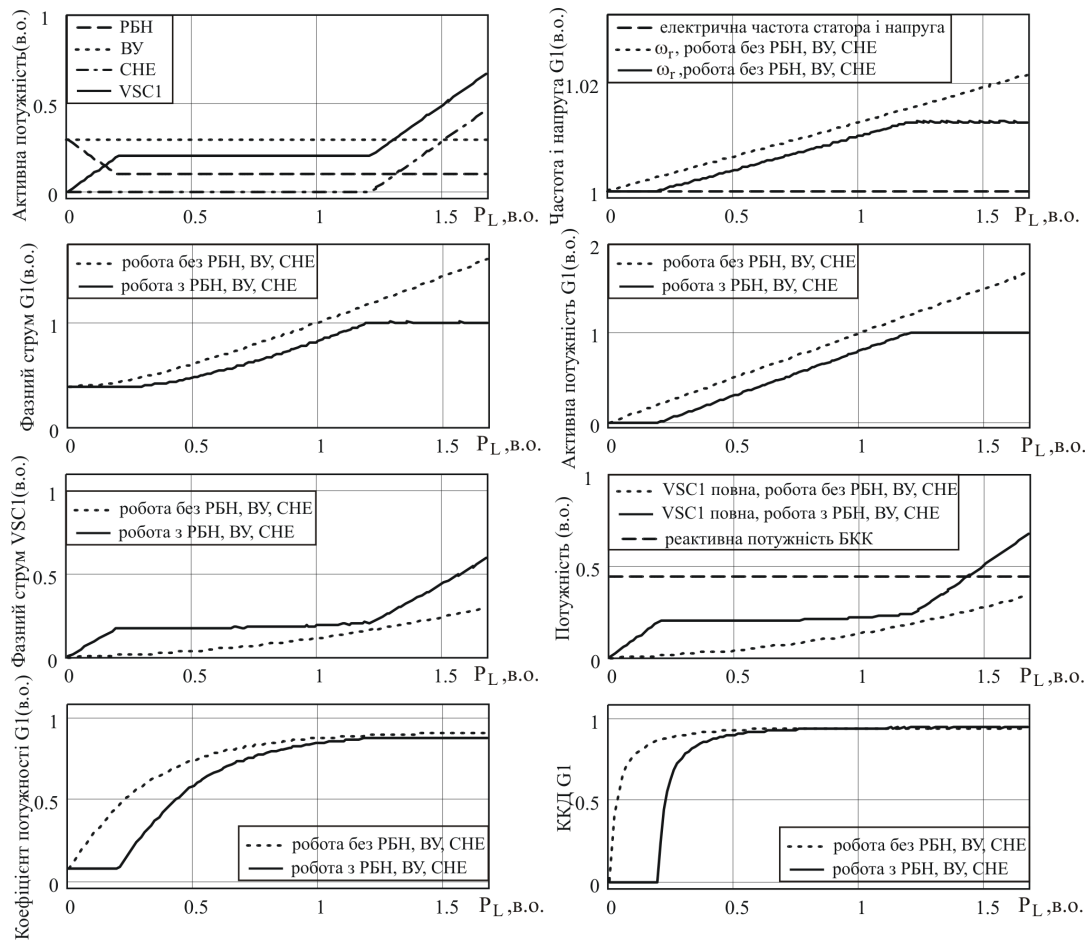


Рис. 3. Характеристики ГСЕ за активного навантаження

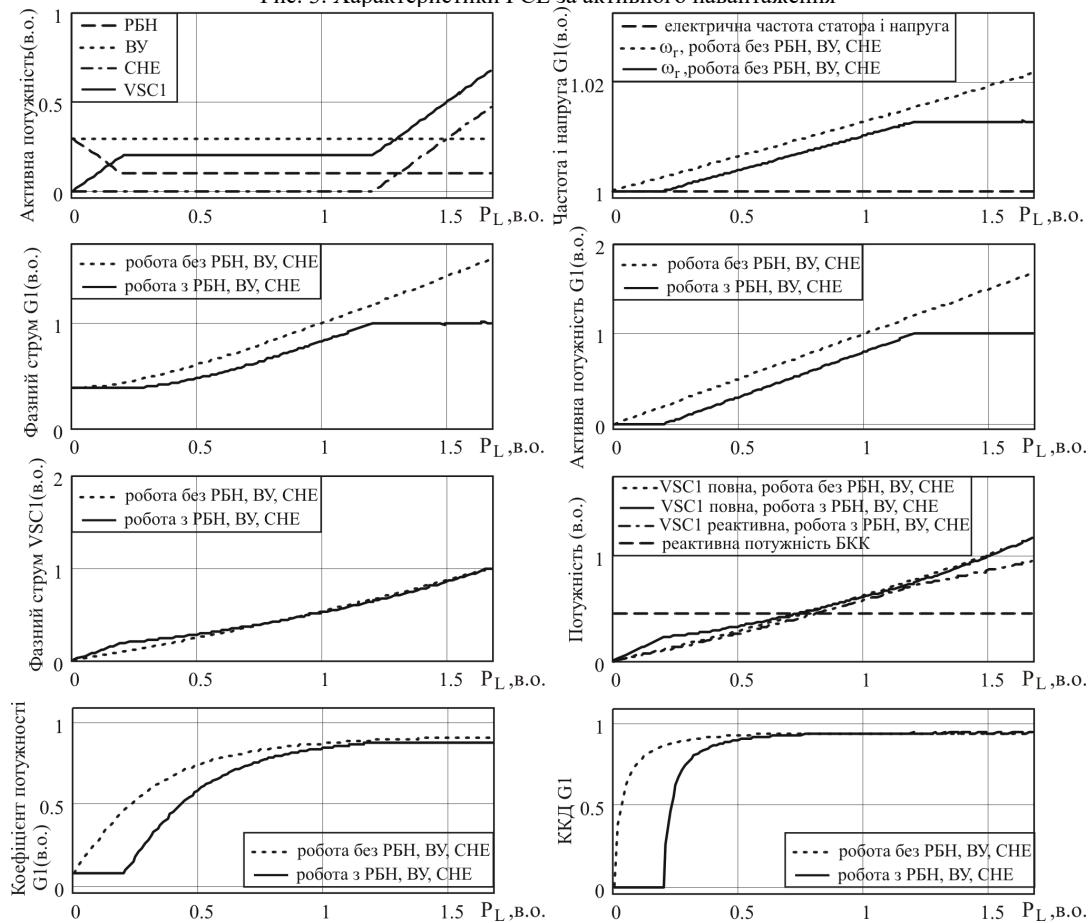


Рис. 4. Характеристики ГСЕ за активно-індуктивного навантаження

При цьому значення струму і повної потужності VSC1 при роботі АГ в системі за  $P_L = 1$  в.о. більші, ніж при автономній роботі АГ в 1.7 раз за активного навантаження і практично однакові у випадку RL-навантаження. Коефіцієнт потужності АГ при роботі в ізолюваному режимі в усьому діапазоні навантажень споживачів, крім х.х., більший, ніж при роботі АГ в складі ГСЕ. Максимальне значення ККД АГ за його роботи як в ізолюваному працюючому ГЕА, так і в складі ГСЕ, становило 0.947, а коефіцієнт потужності АГ – 0.91 і 0.88 за роботи ізолювано і в складі ГСЕ, відповідно, що добре співвідноситься з паспортними даними серійних зразків АГ.

**Основні параметри та технічні характеристики ГСЕ.** Розрахунки проводились за наступних параметрів та технічних характеристик ГСЕ.

**АГ G1.** Номінальна потужність / напруга / частота / кількість полюсів / з'єднання: 250 кВт / 400 В / 50 Гц / 4 / (Y); активний опір фази статора / ротора: 7.7 мОм / 7.7 мОм; реактивний опір розсіювання фази статора / ротора: 33 мОм / 33 мОм; опір втрат в сталі: 42.3 Ом; коефіцієнт тертя: 0.015 Н·м·с/рад. Характеристика намагнічування генератора задана в табл. 1.

Таблиця 1  
Характеристика намагнічування АГ G1

Фазний струм, А	20	27	54	105	141	191	290	421	592	836
Фазна напруга, В	99	110	154	201	221	243	265	287	310	331

**ВУ, РБН, СНЕ, перетворювач VSC1, навантаження, БКК, дроселі.** Вихідна потужність генератора ВУ – 0,3 в.о.; задана потужність РБН за відсутності надлишку активної потужності в системі  $P_{EX}^* = 0.1$  в.о.; СНЕ заряджена і працює в режимі обмеження струму АГ на рівні 1 в.о.; втратами в перетворювачі VSC1 і опорами дроселів нехтується; навантаження споживачів симетричне активне або з коефіцієнтом потужності 0.9, ємність БКК на фазу – 2,2·мФ.

**Базові значення потужності, напруги, струму і частоти залежностей** (рис. 3, 4). 250 кВт = 1 в.о. потужності; 230 В = 1 в.о. напруги; 418 А = 1 в.о. струму; 1500 об/хв. = 1 в.о. частоти обертання; 50 Гц = 1 в.о. частоти.

**Висновки.** Розроблено методику розрахунку статичних характеристик асинхронного генератора, що обертається від гідравлічної турбіни ведучого гідроелектроагрегата і працює в режимі «постійна напруга – постійна частота» паралельно через АС/DC напівпровідниковий перетворювач з джерелами і споживачами активної потужності в складі гідро-вітро-акумуляторної гібридної системи електропостачання, що живить трифазне навантаження.

Відомі методику розрахунку статичних характеристик автономних гібридних систем електропостачання з асинхронними генераторами і статичними перетворювачами енергії побудовані на основі динамічних моделей, що ускладнює їх використання і модифікацію. На відміну від відомих методик розрахунку характеристик автономного асинхронного генератора та паралельно працюючих асинхронних генераторів, у розробленій методиці розрахунку використовується метод суперпозиції та інтерполяція характеристик для врахування додаткових джерел живлення та споживачів із заданими алгоритмами керування. За

допомогою розробленої методики розрахунку можна отримати характеристики досліджуваної системи для довільно заданого значення вихідної напруги завдяки передбаченому в методиці параметричному аналізу цієї системи.

Апробацію розробленої методики було проведено на автономній системі електропостачання, яка містить асинхронний генератор потужністю 250 кВт. Отримані характеристики асинхронного генератора, який працює в складі системи, відрізняються від його характеристик за роботи в автономно працюючому гідроелектроагрегаті і залежать від характеристик і алгоритмів роботи додаткових джерел і споживачів активної потужності системи. Згідно результатів проведених досліджень, при номінальній активній складовій навантаженні споживачів зменшення коефіцієнта потужності навантаження від 1 до 0.9 призвело до збільшення повної потужності і вхідних струмів АС/DC регулятора в 4.7 рази в ізолюваному режимі роботи гідроелектроагрегата і в 2.8 рази за його роботи в складі системи. А отже потребуватиметься суттєве збільшення встановленої потужності АС/DC регулятора як в разі ізолюваної роботи гідроелектроагрегата, так і за його роботи в складі системи з RL-навантаженням порівняно з режимом роботи на активне навантаження. Отримані значення максимального коефіцієнта потужності і ККД асинхронного генератора добре співвідносяться з технічними характеристиками серійних асинхронних машин.

Подальше вдосконалення і розвиток викладеної методики можливо здійснити завдяки більш точному розрахунку втрат та розгляду нових режимів роботи і схемних рішень гібридних систем електропостачання.

**Конфлікт інтересів.** Автори декларують відсутність конфлікту інтересів.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

- Vita V., Alimardan T., Ekonomou L. The Impact of Distributed Generation in the Distribution Networks' Voltage Profile and Energy Losses. *IEEE European Modelling Symposium (EMS)*, Madrid, Spain, 2015, pp. 260-265. doi: <https://doi.org/10.1109/EMS.2015.46>.
- Zharkin A., Novskiy V., Palachov S., Pазієєв А., Malakhata D. Means of Electromagnetic Compatibility Providing In Local Electricity Networks Under Distributed Generation Development. *2020 IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Istanbul, Turkey, 2020, pp. 57-62. doi: <https://doi.org/10.1109/IEPS51250.2020.9263199>.
- Tebbakh N., Labed D., Labed M.A. Optimal size and location of distributed generations in distribution networks using bald eagle search algorithm. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 75-80. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.11>.
- Shavelkin A.A., Gerlici J., Shvedchikova I.O., Kravchenko K., Kruhliak H.V. Management of power consumption in a photovoltaic system with a storage battery connected to the network with multi-zone electricity pricing to supply the local facility own needs. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 2, pp. 36-42. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.06>.
- Bhutto D.K., Ansari J.A., Bukhari S.S.H., Chachar F.A. Wind Energy Conversion Systems (WECS) Generators: a Review. *2nd International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET)*, Sukkur, Pakistan, 2019, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICOMET.2019.8673429>.
- Mazurenko L.I., Kotsiuruba A.V., Dzhura O.V., Shykhnenko M.O. Voltage and Power Regulation of an Induc-

tion Generator-Based Hydroelectric Power Plant. *IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 21-24 September 2021, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/MEES52427.2021.9598549>.

7. Boukadoum A., Bouguerne A., Bahi T. Direct power control using space vector modulation strategy control for wind energy conversion system using three-phase matrix converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 40-46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.06>.

8. Singh B., Murthy S.S., Gupta S. Analysis and design of electronic load controller for self-excited induction Generators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2006, vol. 21, no. 1, pp. 285-293. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2005.847950>.

9. Alghuwainem S.M. Steady-state analysis of self-excited induction generator using real and reactive power balances. *IEEE 27th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, Toronto, ON, Canada, 2014, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/CCECE.2014.6900964>.

10. Wang L., Yang Y.-F., Kuo S.-C. Analysis of grid-connected induction generators under three-phase balanced conditions. *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No. 02CH37309)*, New York, NY, USA, 2002, vol. 1, pp. 413-417. doi: <https://doi.org/10.1109/PESW.2002.985033>.

11. Popovych O., Golovan I., Shevchuk S., Listovshchik L. Means of Complex Design of the Electromechanical System of the Gravity Energy Storage of the WindPower Plant. *2022 IEEE 8th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2022, pp. 149-152. doi: <https://doi.org/10.1109/ESS57819.2022.9969243>.

12. Vanfretti L., Li W., Bogodorova T., Panciatici P. Unambiguous power system dynamic modeling and simulation using modelica tools. *2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, Vancouver, BC, Canada, 2013, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/PESMG.2013.6672476>.

13. Hernández-Mayoral E., Dueñas-Reyes E., Iracheta-Cortez R., Campos-Mercado E., Torres-García V., Uriza-Gosebruch R. Modeling and Validation of the Switching Techniques Applied to Back-to-Back Power Converter Connected to a DFIG-Based Wind Turbine for Harmonic Analysis. *Electronics*, 2021, vol. 10, no. 23, art. no. 3046. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics10233046>.

14. Louze L., Abdesamad O., Nemmour A., Khezzer A. An Effective Control of an Isolated Induction Generator Supplying DC Load for Wind Power Converting Applications. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 65-69. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.3.10>.

15. Sobczyński D., Pawłowski P. Energy storage systems for renewable energy sources. *2021 Selected Issues of Electrical Engineering and Electronics (WZEE)*, Rzeszow, Poland, 2021, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/WZEE54157.2021.9576964>.

16. Yang P., Nehorai A. Joint Optimization of Hybrid Energy Storage and Generation Capacity With Renewable Energy. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2014, vol. 5, no. 4, pp. 1566-1574. doi: <https://doi.org/10.1109/TSG.2014.2313724>.

17. Mazurenko L.I., Dzhura O.V., Kotsiuruba A.V., Shykhnenko M.O. A Wind-Hydro Power System Using a Back-to-Back PWM Converter and Parallel Operated Induction Generators. *IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, Kremenchuk, Ukraine, September 21-25, 2020, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240777>.

18. Xie J., Zheng Y., Pan X., Zheng Y., Zhang L., Zhan Y. A Short-Term Optimal Scheduling Model for Wind-Solar-Hydro Hybrid Generation System With Cascade Hydropower Considering Regulation Reserve and Spinning Reserve Requirements. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 10765-10777. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3049280>.

#### How to cite this article:

Mazurenko L.I., Dzhura O.V., Shykhnenko M.O. Steady-state analysis of a hybrid power supply system using an induction generator with a shunt AC/DC converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 67-74. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.10>

19. Engler A., Hardt C., Strauss P., Vandenberg M. Parallel Operation of Generators for Stand-Alone Single-Phase Hybrid Systems-First Implementation of a new control Technology. 2001. Available at: [https://www.researchgate.net/publication/228944407\\_Parallel\\_Operation\\_of\\_Generators\\_for\\_Stand-Alone\\_Single-Phase\\_Hybrid\\_Systems-First\\_Implementation\\_of\\_a\\_new\\_control\\_Technology](https://www.researchgate.net/publication/228944407_Parallel_Operation_of_Generators_for_Stand-Alone_Single-Phase_Hybrid_Systems-First_Implementation_of_a_new_control_Technology) (accessed 31.03.2023).

Надійшла (Received) 30.08.2023  
 Прийнята (Accepted) 02.10.2023  
 Опублікована (Published) 02.03.2024

Мазуренко Леонід Іванович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
 Джура Олександр Васильович<sup>1</sup>, к.т.н.,  
 Шихненко Максим Олегович<sup>1</sup>, к.т.н.,  
<sup>1</sup> Інститут електродинаміки НАН України,  
 03057, Київ, пр. Берестейський, 56,  
 e-mail: mlines@ied.org.ua;  
 suoma1715@gmail.com (Corresponding Author);  
 s.maxim@email.ua

L.I. Mazurenko<sup>1</sup>, O.V. Dzhura<sup>1</sup>, M.O. Shykhnenko<sup>1</sup>  
<sup>1</sup> Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of  
 Ukraine,

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

#### **Steady-state analysis of a hybrid power supply system using an induction generator with a shunt AC/DC converter.**

*Hybrid power supply systems (HPSSs) are considered as a good option for electric power supply of remotely located from the grid consumers due to significant fuel savings compared to diesel sets. Quick development and improvement of HPSSs may be achieved using specialized methodologies and programs. In the paper a schematic diagram is proposed and operation principles of a 400 V / 50 Hz HPSS were developed. The system's main component is the master generating unit of the hydropower plant using a 250 kW induction generator (IG). The voltage of the system is controlled by the controller of the AC/DC power converter. The electrical frequency of the system is controlled by the speed controller of the hydropower turbine. A wind turbine, an energy storage system and a regulated dump load are connected to the IG through the AC/DC converter. Goal. The paper aims to develop a methodology for steady state performance analysis of the hydraulic turbine driven isolated IG operating in parallel through an AC/DC power converter with additional sources and consumers of active power. Methodology. The methodology for evaluation of performance characteristics of the IG operating in the proposed system has been developed. The methodology is based on the equivalent circuit of the system, equations of active and reactive power balance in the system and the superposition method. Results. The equations of frequency, voltage and power regulators of the system are given. The performance characteristics of the IG operating in the system supplying resistive and RL load in «constant voltage – constant frequency» mode are obtained. Novelty. The developed methodology is innovative in taking into account the control algorithms of the system. The comparative analysis of the IG's performance operating in the stand-alone generating unit and in the generating unit connected to the proposed system is performed. Practical value. The developed methodology can be used for development and performance improvement of hybrid AC power systems.* References 19, table 1, figures 4.

**Key words:** hybrid power system, induction generator, superposition method, equivalent circuit.



## Аналітичний метод визначення умов повної компенсації реактивної потужності в системі електропостачання

**Мета.** Метою статті є розробка аналітичного методу визначення умов досягнення повної компенсації в узагальненій системі електропостачання, на основі використання замінних схем, які отримані за допомогою еквівалентних перетворень топології вихідної схеми. **Методологія.** У статті запропоновано методіку заміни послідовної компенсації реактивної потужності у високовольтних трактах системи електропостачання на паралельну компенсацію реактивної потужності у вузлі навантаження низької напруги. **Результати.** Розроблено алгоритм послідовних перетворень схеми живлення, що дає змогу оцінити значення ємностей компенсуювальних конденсаторів, при яких досягається повна компенсація реактивної потужності в системі. **Оригінальність.** Запропонована аналітична методика розрахунку параметрів вузла компенсації дозволяє відмовитися від складних комп'ютерних методів оптимізації та дає можливість оцінити компенсаційні можливості, які припадають на частку навантаження та мережі. **Практична цінність.** Запропонована методика дозволяє за простим алгоритмом з високою точністю визначити необхідні параметри компенсаційного пристрою, які забезпечують оптимальний режим в системі електропостачання. Запропонований алгоритм легко реалізується в мікроконтролерній системі автоматичного керування режимами системи електропостачання. Бібл. 15, табл. 1, рис. 6.

**Ключові слова:** електрична система, реактивна потужність, повна компенсація, пошукова оптимізація, коефіцієнт потужності, еквівалентні перетворення, заступна схема.

**Вступ і постановка задачі.** Компенсація реактивної потужності залишається одним з основних засобів підвищення енергоефективності систем електропостачання [1-6]. В Україні при сучасних умовах воєнного стану ці питання повинні стати одними з головних факторів підвищення можливостей безаварійного постачання електроенергією, зокрема, компенсація реактивної потужності дозволить розвантажити електричні мережі і підвищити коефіцієнт корисної дії систем в цілому [4, 5]. Поряд з традиційним підходом часткової компенсації реактивної потужності навантажень заслуговує уваги режим повної компенсації реактивної потужності, при якому в трифазних мережах компенсуються зворотна і нульова симетричні складові [7-11], реактивні потужності безпосередньо навантаження і, крім того, реактивні потужності в самій електричній мережі [12-14]. Останні традиційно компенсуються так званою повздовжньою компенсацією, при якій компенсуювальні конденсатори вмикаються послідовно в лінії електропередавання [1, 2]. Але, як показано в [14], компенсації складових, обумовлених індуктивностями ліній електропередавання, можна досягти за рахунок збільшення ємностей конденсаторів поперечної компенсації, що вони шунтують навантаження у вузлах відбору електроенергії. В загальному випадку визначення повної компенсації може бути здійснене за допомогою пошукової оптимізації [12, 13] наближеними чисельними методами, оскільки по суті приходиться розв'язувати систему нелінійних рівнянь, в яких містяться як параметри системи, так і струми з напругами, і вони зв'язані між собою операціями множення і ділення. Це властиве, як буде показано нижче, і для варіанту однолінійної узагальненої схеми, яка може бути застосована навіть при розгляді розгалужених електричних мереж. Однак чисельні методи здатні провести дослідження для конкретних чисельних значень, які характеризують режим повної компенсації. Аналітичні символічні методи дозволяють провести якісний аналіз і отримувати узагальнені результати, рекомендації і висновки.

**Мета статті** полягає у створенні аналітичного методу визначення умов досягнення повної компен-

сації в узагальненій системі електропостачання задля спрощення методіки визначення параметрів компенсуювальних пристроїв і досягнення результатів без використання відносно складних процедур на основі оптимізаційних алгоритмів.

**Основна частина дослідження.** Будемо розглядати традиційну систему електропостачання з поперечною компенсацією реактивної потужності [1-3, 5, 6, 10], яка зображена на рис. 1 у загальноприйнятій для електроенергетики вигляді.

Цю систему варто називати узагальненою системою електропостачання, оскільки в ній виділені основні складові системи електропостачання при дотриманні загальноприйнятих в електроенергетиці умов. Такими умовами є, по-перше, припущення, що трифазна зазвичай система електропостачання функціонує в симетричному режимі, а тому достатньо аналізувати її лише за однією з трьох фаз і завдяки цьому можна розглядати так званий однолінійний варіант системи, тобто, однофазну заступну схему з одним джерелом напруги. По-друге, параметри заступної схеми приводяться до однієї сторони – або до сторони генератора, або до сторони навантаження, як це, наприклад, робиться при розрахунках режимів коротких замикань. По-третє, мережа, яка може мати розгалужену топологію, заміщується одним комплексним активно-індуктивним опором на основі теореми про еквівалентний активний двополюсник.

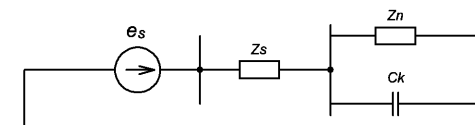


Рис. 1. Узагальнена однолінійна система електропостачання з компенсатором реактивної потужності

В цій схемі  $e_s$  – джерело напруги, яке генерує і постачає електроенергію;  $Z_s$  – комплексний активно-індуктивний опір, що відображає лінію електропередавання і враховує внутрішній опір самого генератора;  $Z_n$  – комплексне активно-індуктивне навантаження;  $C_k$  – ємність батареї конденсаторів, які компенсу-

ють реактивну потужність в системі електропостачання. Зазвичай традиційно в електроенергетиці використовуються досить наближені оцінки значення цієї ємності. Вона визначається як така, що спроможна компенсувати певну задану частину реактивної потужності навантаження. Це пов'язано з постійною змінною навантаженням, наприклад, в мережах електропостачання комунальних споживачів. Крім того, неможливо виставити точне значення ємності батареї конденсаторів навіть тоді, коли це значення визначено, оскільки надає вплив на дискретність значень ємностей окремих конденсаторів, що складають батарею. Однак розвиток напівпровідникової силової електроніки і засобів автоматичного управління електротехнічними системами мають тенденції цифровізації електроніки і перехід до інтелектуальних систем електропостачання [11], що дозволять вирішити взагалі ці проблеми і надати можливість досягти точних параметрів компенсувальних пристроїв навіть в умовах варіацій навантаження. Мається на увазі застосування керованих індуктивностей з увімкненими зустрічно тиристорами, а також силових активних фільтрів з широтно-імпульсною модуляцією.

На рис. 2 наведено заступну схему узагальненої системи електропостачання з компенсатором.

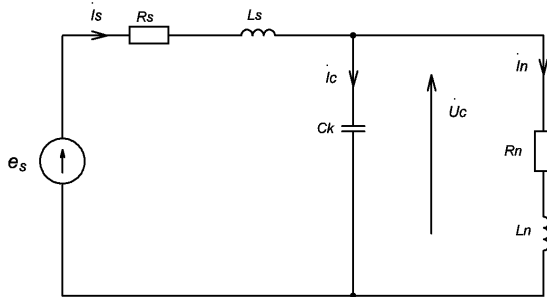


Рис. 2. Заступна схема узагальненої системи електропостачання з компенсатором

В цій схемі  $R_s$  і  $L_s$  – активний опір і індуктивність лінії електропередавання, куди також включені і відповідні параметри реального генератора;  $R_n$  і  $L_n$  – активний опір і індуктивність навантаження при представленні навантаження послідовним еквівалентом. Система рівнянь за методом комплексних амплітуд, що описує цю еквівалентну заступну схему, виглядає наступним чином в базисі змінних  $\dot{I}_s, \dot{I}_n, \dot{U}_c$ :

$$(R_s + j\omega L_s)\dot{I}_s + \dot{U}_c = \dot{e}_s; \quad (1)$$

$$(R_n + j\omega L_n)\dot{I}_n - \dot{U}_c = 0; \quad (2)$$

$$\dot{I}_s - \dot{I}_n - j\omega C_k \dot{U}_c = 0. \quad (3)$$

Слід зауважити, що в системі цих рівнянь містяться невідомі струми  $\dot{I}_s, \dot{I}_n$  і напруга  $\dot{U}_c$ , а крім того невідомою величиною є ємність  $C_k$ , яка разом із  $U_c$  утворює добуток  $C\dot{U}_c$ . Це в свою чергу лишає систему (1) – (3) лінійності, а крім того трьох рівнянь вже не вистачає для однозначного визначення  $\dot{I}_s, \dot{I}_n, \dot{U}_c$  і  $C_k$ . В методі пошукової оптимізації ця задача розв'язується накладанням додаткових умов компенсації реактивної потужності з подальшим використанням числових алгоритмів із застосуванням ньютонівських методів або

методу оптимізації за алгоритмом, наприклад, деформованого багатогранника [12, 13].

Застосуємо наступні етапи еквівалентних перетворень заступних схем узагальненої системи електропостачання.

**Етап 1.** Перетворимо послідовний еквівалент навантаження з комплексним опором  $R_n + j\omega L_n$  в паралельний еквівалент з комплексною провідністю  $G_{n1} - jY_{n1}$ :

$$G_{n1} - jY_{n1} = \frac{1}{R_n + j\omega L_n} = \frac{R_n}{R_n^2 + \omega^2 L_n^2} - j \frac{\omega L_n}{R_n^2 + \omega^2 L_n^2} = \frac{R_n}{R_n^2 + X_n^2} - j \frac{X_n}{R_n^2 + X_n^2}.$$

Крім того, конденсатор  $C_k$  замінимо двома конденсаторами  $C_k = C_1 + C_2$ , де  $C_1$  буде призначений для компенсації реактивності суто навантаження, а  $C_2$  буде доповнювати процес компенсації до рівня, коли джерело  $e_s$  не буде пов'язане з реактивною потужністю, тобто фази напруги і струму джерела співпадуть і тим самим буде досягнута повна компенсація реактивної потужності в системі. Отримана після етапу 1 заступна схема зображена на рис. 3.

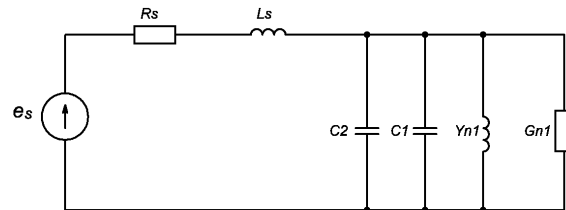


Рис. 3. Заступна схема системи з паралельним еквівалентом навантаження і розподіленим компенсатором

**Етап 2.** Визначасмо ємність конденсатора  $C_1$ , який повинен компенсувати індуктивність паралельного еквіваленту навантаження:

$$j\omega C_1 - jY_{n1} = 0 \quad \text{або} \quad \omega C_1 = \frac{X_n}{R_n^2 + X_n^2},$$

звідки:

$$C_1 = \frac{X_n / \omega}{R_n^2 + X_n^2} = \frac{L_n}{R_n^2 + X_n^2}. \quad (4)$$

На цьому ж етапі можна в еквівалентній схемі (рис. 3) позбавитися двох реактивних елементів. Маються на увазі індуктивність паралельного еквівалента навантаження з провідністю  $Y_{n1}$  і конденсатор  $C_1$ , який повністю компенсує цю індуктивність. Сума провідностей цих елементів дорівнює нулю, тому з точки зору метода комплексних амплітуд, що застосовується тут для аналізу, ці елементи можна просто виключити зі схеми на рис. 3. В результаті отримаємо еквівалентну схему без вказаних елементів, яка представлена на рис. 4.

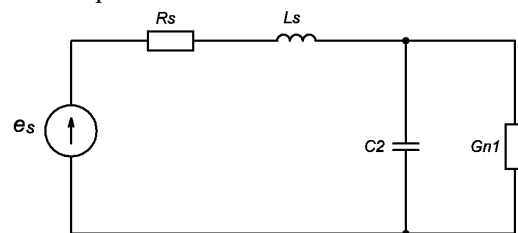


Рис. 4. Заступна схема системи з компенсатором реактивної складової лінії електропередавання

**Етап 3.** Тепер треба визначити ємність конденсатора  $C_2$ , який підключений паралельно провідності  $G_{n1}$  і повинен компенсувати реактивну потужність індуктивності  $L_s$  лінії електропередавання. Перетворимо далі паралельне коло  $G_{n1} - C_2$  в послідовне з'єднання еквівалентних резистора  $R_3$  і конденсатора  $C_3$  (рис. 5).

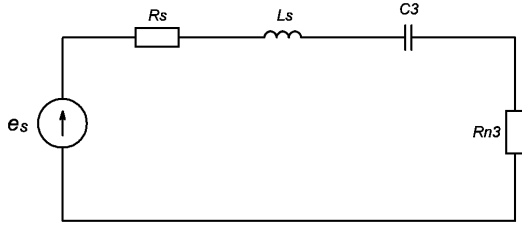


Рис. 5. Заступна схема системи на етапі визначення ємності компенсатора для лінії електропередавання

Позначимо:  $X_s = \omega L_s$ ,  $Y_{C2} = \omega C_2$ ,  $X_{C3} = 1/Y_{C3}$ ,  $Y_{C3} = \omega C_3$ . Тоді параметри нового кола навантаження отримаємо з очевидних співвідношень:

$$R_3 - jX_{C3} = \frac{1}{G_{n1} + jY_{C2}} = \frac{G_{n1} - jY_{C2}}{G_{n1}^2 + Y_{C2}^2}. \quad (5)$$

Звідси ясно, що

$$R_{n3} = \frac{G_{n1}}{G_{n1}^2 + Y_{C2}^2}; \quad (6)$$

$$X_{C3} = \frac{Y_{C2}}{G_{n1}^2 + Y_{C2}^2}. \quad (7)$$

В схемі на рис. 5 реактивні елементи увімкнені послідовно, і умови повздовжньої компенсації реактивної потужності полягають у виконанні умови  $X_s = X_{C3}$ , тобто

$$X_s = Y_{C2} / (G_{n1}^2 + Y_{C2}^2), \quad (8)$$

що приводить до розв'язання алгебраїчного квадратного рівняння

$$Y_{C2}^2 - \frac{1}{X_s} Y_{C2} + G_{n1}^2 = 0. \quad (9)$$

Звідси можна визначити провідність конденсатора  $C_2$ :

$$Y_{C2} = \frac{1}{2X_s} \pm \sqrt{\frac{1}{4X_s^2} - G_{n1}^2}. \quad (10)$$

Як видно з отриманого виразу, розв'язання має два корені, з яких для реального випадку слід обрати рівняння з позначкою «мінус» перед коренем. Друге значення підтверджує існування двох режимів повної компенсації реактивної потужності в системі електропостачання, на що було вказано в попередніх працях [14, 15], де параметри другого режиму отримувалися чисельним методом в ході проведення оптимізації за методом деформованого багатогранника. Другий корінь відповідає завищеній ємності компенсації і значному збільшенню струму, що споживається від джерела. Ємність конденсатора  $C_2$ :  $C_2 = Y_{02} / \omega$ . Сумарна ємність, необхідна для повної компенсації:  $C_k = C_1 + C_2$ .

**Умови досягнення режиму повної компенсації.** З виразу (10) можна отримати умову досягнення режиму повної компенсації, яка полягає в тому, щоб підкорінний вираз був позитивний:

$$\frac{1}{4X_s^2} - G_{n1}^2 > 0. \quad (11)$$

Це приводить до виразу:

$$X_s < \frac{1}{2G_{n1}}. \quad (12)$$

З урахуванням того, що

$$G_{n1} = \frac{R_n}{R_n^2 + X_n^2},$$

отримаємо:

$$X_s < \frac{1}{2} \left( R_n + \frac{X_n}{R_n} \right). \quad (13)$$

Таким чином, **методика використання** отриманих вище розрахункових співвідношень може бути описана наступним чином:

- Розраховуємо паралельний еквівалент навантаження.

- Використовуючи індуктивну складову паралельного еквівалента, знаходимо ємність конденсатора, що він компенсує реактивну складову суто навантаження за співвідношенням (4).

- Виключаємо із заступної схеми індуктивну складову паралельного еквіваленту навантаження разом з її ємнісним компенсатором, оскільки їх сумарна провідність дорівнює нулю. Вводимо в еквівалентну схему ємність  $C_2$ , що призначена для компенсації реактивної складової лінії електропередавання.

- За співвідношенням (13) перевіряємо умови досягнення повної компенсації реактивної потужності в системі.

- Якщо повна компенсація може бути досягнута, складаємо рівняння (9) і розв'язуємо його за співвідношенням (10), що дозволяє визначити провідність конденсатора  $C_2$ .

- Розраховуємо ємність  $C_2$  і сумарну ємність конденсатора, що забезпечує повну компенсацію реактивної потужності в системі.

**Результати чисельного аналізу і моделювання.** Розглянемо узагальнену систему електропостачання (рис. 2) при наступних параметрах:  $e_s(t) = 100\sin(\omega t)$ , де  $\omega = 100\pi$ ,  $R_s = 3$  Ом;  $L_s = 0,03$  Гн;  $R_n = 7$  Ом;  $L_n = 0,05$  Гн. Комплексний опір навантаження  $Z_n = 7 + j15,708$ .

Комплексна провідність паралельно еквівалентна навантаження.

$$G_{n1} - jY_{n1} = \frac{1}{7 + j15,708} = 0,0237 - j0,05311.$$

Провідність конденсатора  $C_1$ , що він компенсує реактивність навантаження  $Y_{C1} = 0,053119$  См.

Ємність конденсатора  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{Y_{C1}}{\omega} = \frac{0,05311}{100\pi} = 169,07 \text{ мкФ.}$$

Квадратне рівняння для знаходження провідності  $Y_{C2}$ :

$$Y_{C2}^2 - 0,1061 \cdot Y_{C2} + 5,6024 \cdot 10^{-4} = 0,$$

звідки

$$Y_{C2} = 0,05305 - \sqrt{0,0028 - 5,24 \cdot 10^{-4}} = 0,0055728 \text{ См.}$$

Ємність конденсатора  $C_2$ , який компенсує індуктивність лінії електропередавання:

$$C_2 = \frac{Y_{C2}}{100\pi} = 17,739 \text{ мкФ.}$$

Ємність, що забезпечує повну компенсацію реактивної потужності в системі

$$C_k = C_1 + C_2 = 186,81 \text{ мкФ.}$$

За отриманими результатами проведено моделювання системи для трьох варіантів:

I – без компенсуючого конденсатора;

II – з ємністю  $C_k = C_1$ , коли забезпечується часткова компенсація лише реактивності навантаження;

III – з ємністю  $C_k = C_1 + C_2$ , що забезпечує повну компенсацію реактивної потужності в системі.

Для моделювання складена візуальна модель в системі MATLAB/Simulink/SimPowerSystem. Конфігурація моделі фактично повторює схему, приведену на рис. 2, і тому не наводиться. Вимірювалися комплексні величини напруга  $\dot{U}_C$  на конденсаторі, тобто напруга на навантаженні; струм  $\dot{I}_S$  джерела електроенергії; струм  $\dot{I}_C$  конденсатора  $C_k$ ; струм  $\dot{I}_{Zn}$  через навантаження. Результати моделювання приведені в табл. 1.

Таблиця 1

Результати моделювання

Параметри	I варіант	II варіант	III варіант
$C_k$	0	$C_1$	$C_1 + C_2$
$\dot{U}_C$	$63,8 \angle -2,32^\circ$	$91,41 \angle -11,77^\circ$	$95,57 \angle -13,25^\circ$
$\dot{I}_S$	$3,7 \angle -68,3^\circ$	$2,16 \angle -11,77^\circ$	$2,32 \angle 0^\circ$
$\dot{I}_C$	0	$4,86 \angle 78,23^\circ$	$5,61 \angle 76,75^\circ$
$\dot{I}_{Zn}$	$3,7 \angle -68,3^\circ$	$5,33 \angle -77,75^\circ$	$5,56 \angle -79,23^\circ$

Аналізуючи приведені результати, варто зауважити, що при відсутності компенсуючого конденсатора режим характеризується надзвичайно низьким рівнем напруги, яка надходить до навантаження. Від джерела споживається відносно великий струм, який створює на комплексному опорі лінії електропередавання достатньо велике падіння напруги, амплітуда якого досягає більш ніж 30 % від напруги самого джерела. Обчислення значення коефіцієнта потужності дає вельми низьке значення  $\cos(68,30^\circ) = 0,369$ . Застосування часткової компенсації при  $C_k = C_1$  повністю компенсує реактивну потужність навантаження. Про це свідчить однакові фазові зсуви напруги навантаження  $\dot{U}_C$  і струму  $\dot{I}_S$ , тобто навантаження сумісно з конденсатором  $C_1$  поводять себе як активний резистор. Це в свою чергу підтверджує дієздатність заступної схеми, зображеної на рис. 4 при  $C_2 = 0$ . Дійсно, поділивши струм  $\dot{I}_S$  на напругу  $\dot{U}_C$  отримаємо провідність еквівалента навантаження

$$G_{eq2} = \frac{2,16 \angle -11,77^\circ}{91,41 \angle -11,77^\circ} = 0,02363 \text{ Ом}^{-1}.$$

що співпадає з  $G_{n1}$  заступної схеми на рис. 4. Еквівалентний опір  $R_{n1} = 1 / G_{n1} = 42,319 \text{ Ом}$ . Без компенсації модуль навантаження склав

$$|Z_n| = \sqrt{7^2 + 15,708^2} = 17,971 \text{ Ом.}$$

Таким чином, підключення конденсатора  $C_1$ , що компенсує реактивність навантаження, можна трактувати як суттєве зростання еквівалентного опору навантаження. Завдяки цьому зменшується струм, споживаний від джерела. В той же час збільшується доля напруги джерела, яка поступає безпосередньо на вузли навантаження. Хоча падіння напруги на лінії електропередавання зменшується майже втричі і тепер складає біля 10 % від напруги джерела, напруга на навантаженні все ж таки не досягає 5 % допустимого відхилення. У третьому варіанті  $C_k = C_1 + C_2$ , і при цьому досягається повна компенсація реактивної потужності в системі. Про це свідчить збіг фази струму  $\dot{I}_S$  джерела з фазою його напруги  $e_s(t)$ . Завдяки додатковій компенсації індуктивності лінії електропередавання напруги навантаження  $\dot{U}_C$  збільшується і досягає 5 % допустимого відхилення від напруги джерела. Споживаний від джерела струм дещо збільшується. Це можна пояснити по заступній схемі, зображеній на рис. 5, якщо прийняти до уваги, що сума реактивних опорів індуктивності  $L_s$  і  $C_3$  конденсатора дорівнює нулю. Тому ці елементи можна прибрати зі схеми, замінивши їх короткозамкненим провідником. Отримаємо просту заступну схему з послідовних підключенням резисторів  $R_s$  і  $R_{n3}$ . Обчислимо опір останнього резистора за (6):

$$R_{n3} = \frac{G_{n1}}{G_{n1}^2 + Y_{C2}^2} = \frac{0,0237}{0,0237^2 + 0,0055728^2} = 39,983 \text{ Ом.}$$

Як видно, опір  $R_{n3}$  незначно зменшується у порівнянні з  $R_{n1}$ . Струм  $\dot{I}_S$ , обчислений з урахуванням  $R_s$  і  $R_{n3}$ :

$$\dot{I}_S = \frac{100}{3 + 39,9834} = 2,326 \text{ А,}$$

що співпадає з результатами моделювання в табл. 1.

Напруга на навантаженні обчислюється як геометрична сума напруг на  $R_{n3}$  і  $C_3$ :

$$U_{n3} = \left[ (I_S R_{n3})^2 + \left( \frac{1}{\omega C_3} \cdot I_S \right)^2 \right]^{1/2} = 95,59 \text{ В,}$$

що також співпадає з результатами моделювання.

Для моделювання в часовому просторі використана візуальна модель у системі MATLAB/SimPowerSystem (рис. 6). Віртуальні прилади дозволяють визначати амплітуди струмів і напруг, а також активні і реактивні потужності на елементах системи.

Показані на рис. 6 результати відповідають режиму повної компенсації. Тут видно, що джерело віддає лише активну потужність  $P_e = 116,2 \text{ Вт}$ , активна потужність навантаження становить  $P_n = 108,1 \text{ Вт}$ , активні втрати на лінії електропередавання і опору генератора  $P_s = 8,102 \text{ Вт}$ . Реактивна потужність, пов'язана з джерелом електроенергії, дорівнює нулю, і тому коефіцієнт потужності  $\cos \varphi = 1$ . ККД системи при цьому складає  $\eta = 108,1 / 116,2 = 0,93$ . У той же час для некомпенсованого режиму ці величини складають:  $P_e = 68,34 \text{ Вт}$ ,  $P_n = 47,84 \text{ Вт}$ ,  $P_s = 20,5 \text{ Вт}$ ,  $\eta = 47,84 / 68,34 = 0,7$ . Реактивна потужність, що віддається джерелом при цьому, складає  $Q_e = 171,8 \text{ ВАр}$ ,



що обумовлює низьке значення коефіцієнта потужності  $\cos\varphi = 0,37$ . Ці результати наочно свідчать на користь режиму повної компенсації, завдяки якому навантаження споживає напругу, близьку до номінальної, що забезпечує в свою чергу належний рівень споживаної потужності, втрати на лінії електропередавання зменшуються у 2,5 рази, а коефіцієнт корис-

ної дії підвищується на 23 %. Таким чином, при реалізації повної компенсації суттєво підвищуються енергетичні показники системи електропостачання і забезпечується нормальне живлення навантаження, яке при відсутності компенсації перевантажує мережу і тим самим неприпустимо знижує напругу в точці підключення цього навантаження.

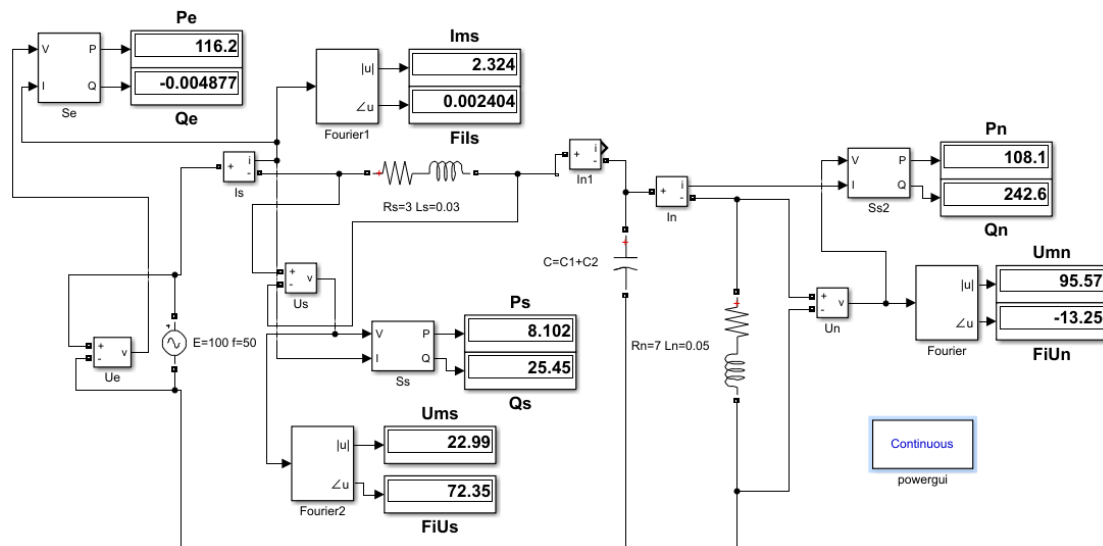


Рис. 6. Візуальна модель системи для верифікації режиму повної компенсації

### Висновки.

1. Запропоновано аналітичний метод визначення умов досягнення повної компенсації реактивної потужності в узагальненій системі електропостачання, що ґрунтується на базі еквівалентних перетворень топології системи електропостачання та дозволяє не застосовувати складні методи розв'язання нелінійних рівнянь ітераційними та оптимізаційними методами.

2. На основі запропонованого методу розроблена аналітична методика розрахунку параметрів компенсуючого пристрою і режимних параметрів системи, та виконана її верифікація, що підтвердила співпадіння отриманих результатів із відомими прикладами реалізації повної компенсації реактивної потужності.

3. Із проведеного аналізу витікає, що загальноприйнята часткова компенсація реактивності навантаження може не забезпечувати належного зростання напруги на навантаженні, в той же час застосування повної компенсації реактивної потужності забезпечує подальше підвищення напруги на навантаженні.

4. Показано, що процеси збільшення напруги на навантаженні і зменшення струму джерела можна трактувати як збільшення еквівалентного опору навантаження.

5. Запропоновані метод та методика розрахунку на його основі мають перспективу бути застосованими при аналізі процесів компенсації реактивної потужності в електричних мережах з багатьма навантаженнями і декількома джерелами постачання електроенергії.

6. Результати моделювання режиму в системі на моделі, складеній в пакеті MATLAB/Simulink/SimPowerSystem при заданих вихідних параметрах і знайдених параметрах компенсатора показують абсолютне співпадіння з розрахованими за допомогою розробленої методики результатами розрахунків режимів.

**Конфлікт інтересів.** Автори декларують відсутність конфлікту інтересів.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

1. Kyrlyenko O., Zharkin A., Butkevych O., Blinov I., Zaitsev I., Zaporozhets A. Power Systems Research and Operation. *Studies in Systems, Decision and Control*, 2022, vol. 388. 174 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1>.
2. Kundur P. *Power system stability and control*. McGraw-Hill Inc., 1994. 1176 p.
3. Wang H., Li Q., Wang S., Song D., Jia Y., Peng X., Deng X., Huang Y. Modeling and Control Strategy of Reactive Power Coordination in the Combined System of New Energy Plant and Energy Storage Station. *2023 9th International Conference on Electrical Engineering, Control and Robotics (EECR)*, 2023, pp. 235-239. doi: <https://doi.org/10.1109/EECR56827.2023.10149982>.
4. Wang A., Zhang J. A novel reactive power control strategy in virtual flux droop control. *2017 18th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF) Book of Abstracts*, 2017, pp. 1-2. doi: <https://doi.org/10.1109/ISEF.2017.8090711>.
5. Qu S., Zhaohui Q., Zhaowei L., MingMing S., Yuchen H., Zhenhua L. Energy Storage Active and Reactive Power Coordinated Control Considering DC Commutation Failure Voltage Recovery and Restraining AC Line Active Power Fluctuation. *2022 7th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE)*, 2022, pp. 1163-1168. doi: <https://doi.org/10.1109/ACPEE53904.2022.9783988>.
6. Miller J.E. *Reactive power controlled in electric systems*. John Wiley & Sons, 1982. 416 p.
7. Yaoyun L. Research on Voltage and Reactive Power Control Strategy Based on Intelligent Detection of Abnormal Data and Coordinated Control of Dynamic Reactive Power. *2022 IEEE 5th International Conference on Automation, Electronics and Electrical Engineering (AUTEEE)*, 2022, pp. 71-76. doi: <https://doi.org/10.1109/AUTEEE56487.2022.9994561>.
8. Srinivasan G., Mahesh Kumar Reddy V., Venkatesh P., Parimalasundar E. Reactive power optimization in distribution

systems considering load levels for economic benefit maximization. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 83-89. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.12>.

9. Kobayashi H., Hatta H. Reactive power control method between DG using ICT for proper voltage control of utility distribution system. *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2011, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/PES.2011.6039569>.

10. Yang K., Gong Y., Zhang P., Liu Z. A reactive power compensation method based on tracing the power flow and loss function of power system. *2015 5th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT)*, 2015, pp. 615-619. doi: <https://doi.org/10.1109/DRPT.2015.7432309>.

11. *European Smart Grids Technology Platform: Vision and Strategy for Europe's Electricity Networks of the Future*. European Commission, 2006. 44 p.

12. Miron A., Cziker A.C., Ungureanu S., Beleiu H.G., Darab C.P. Reactive Power Compensation at Industrial Consumers: Romanian Study Case. *2022 International Conference and Exposition on Electrical And Power Engineering (EPE)*, 2022, pp. 101-106. doi: <https://doi.org/10.1109/EPE56121.2022.9959800>.

13. Yagup V.G., Yagup K.V. Calculating the parameters of symmetry-compensating device for three-phase electrical power system based on the system decomposition. *Technical Electrodynamics*, 2016, no. 6, pp. 20-26. (Rus). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.06.020>.

14. Yagup V.G., Yagup K.V. Power compensation modes research in generalized electrical supply system. *Technical Electrodynamics*, 2022, no. 6, pp. 63-71. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2022.06.063>.

15. Yagup V.G., Yagup E.V. Research of the modes of full compensation of reactive power in a three-phase power supply system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 2, pp. 61-65. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.2.09>.

Надійшла (Received) 05.08.2023

Прийнята (Accepted) 25.09.2023

Опублікована (Published) 02.03.2024

#### How to cite this article:

Yagup V.G., Yagup K.V. Analytical method of determining conditions for full compensation of reactive power in the power supply system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 75-80. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.11>

Ягуп Валерій Григорович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Ягуп Катерина Валеріївна<sup>2</sup>, д.т.н., проф.,

<sup>1</sup>Харківський національний автомобільно-дорожній університет, 61002, Харків, вул. Ярослава Мудрого, 25, e-mail: yagup.walery@gmail.com (Corresponding Author)

<sup>2</sup>Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2.

V.G. Yagup<sup>1</sup>, K.V. Yagup<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Kharkiv National Automobile and Highway University, 25, Yaroslava Mudrogo Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

<sup>2</sup>National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

**Goal.** The purpose of the article is the development of an analytical method for determining the conditions for achieving full compensation in the generalized power supply system based on the use of substitute circuits, which are obtained using equivalent transformations of the topology of the original circuit. **Methodology.** The article proposes a methodology for replacing series reactive power compensation in high-voltage paths of the power supply system with parallel reactive power compensation in a low-voltage load node. **Results.** An algorithm for successive transformations of the power supply circuit has been developed, which makes it possible to estimate the values of the capacitances of compensating capacitors, at which full compensation of reactive power in the system is achieved. **Originality.** The proposed analytical method for calculating the parameters of the compensation unit makes it possible to dispense with complex optimization computer methods and makes it possible to estimate the compensation capacities that fall on the share of the load and the network. **Practical value.** The proposed technique allows, using a simple algorithm, to determine with high accuracy the necessary parameters of the compensating device, which provide the optimal mode in the power supply system. The proposed algorithm can easily be implemented in a microcontroller system for automatic control of the modes of the power supply system. References 15, table 1, figures 6.

**Key words:** electrical system, reactive power, full compensation, search optimization, power factor, equivalent transformations, substitute circuit.

## БАБАК ВІТАЛІЙ ПАВЛОВИЧ

(до 70-річчя з дня народження)

Віталій Павлович народився 15 лютого 1954 р. в м. Лубни Полтавської області. Відомий вчений у галузі енергетики та інформаційних технологій, доктор технічних наук, професор, заслужений діяч науки і техніки України, лауреат Державної премії України в галузі науки і техніки, член-кореспондент НАН України.

Закінчив у 1977 р. з відзнакою Київський політехнічний інститут, факультет електроприладобудування та обчислювальної техніки за спеціальністю «Інформаційно-вимірювальна техніка», аспірантуру та докторантуру. З 1977 по 1995 рр. пройшов трудовий шлях від інженера до завідувача кафедрою. У 1981 р. захистив кандидатську, а в 1995 р. – докторську дисертацію; в 1994 р. присвоєно вчене звання професора.

З березня 1995 р. – начальник головного управління акредитації Міністерства освіти України, а з грудня того ж року – заступник міністра освіти України з питань вищої освіти. Співавтор законів «Про освіту», «Про вищу освіту», нормативно-правової бази вищої освіти, модернізації переліку навчальних та наукових спеціальностей, постанов Кабінету Міністрів України про ліцензування та акредитацію навчальних закладів, ініціатор відкриття в Україні підготовки фахівців із захисту інформації.

Упродовж 1998–2008 рр. В.П. Бабак – ректор Національного авіаційного університету (НАУ), який під його керівництвом здобув статус національного (2000), автономного і самоврядного університету (2004). Під науковим керівництвом В.П. Бабака успішно виконано низку міжнародних науково-технічних проєктів, державних та відомчих науково-технічних програм з розроблення теоретичних засад моніторингу та діагностики енергетичних систем, інформаційно-вимірювальних технологій. У 2003 р. Віталія Павловича обрано членом-кореспондентом НАН України зі спеціальності «Діагностика бортових енергосистем».

З 2008 р. В.П. Бабак працює головним науковим співробітником Інституту технічної теплофізики НАН України, у 2011 р. очолив відділ моніторингу та оптимізації теплофізичних процесів, в період 2016–2021 рр. – заступник директора Інституту з наукової роботи.

В 2022 р. В.П. Бабак перейшов на роботу в Інститут загальної енергетики НАН України на посаду в.о. директора Інституту, завідувача відділу прогнозування розвитку електроенергетичного комплексу. В лютому 2024 р. призначений директором Інституту загальної енергетики НАН України.

На теперішній час доктор технічних наук, професор, чл.-кор. НАН України В.П. Бабак є одним з наукових лідерів України зі створення нового класу систем моніторингу енергетичних об'єктів. Засновник та керівник знаної в світі наукової школи з моні-



торингу енергетичних об'єктів та інформаційних технологій, підготував 19 докторів та 30 кандидатів наук, має 500 наукових праць в тому числі: 22 монографії, 10 підручників, 7 словників, 110 патентів. Шість монографій видано англійською мовою, 4 – опубліковано у видавництві SPRINGER (Швейцарія).

Упродовж багатьох років В.П. Бабак бере активну участь у роботі наукових і громадських організацій. Він – член атестаційної колегії МОН України (1994–2008), колегії Державної авіаційної служби Міністерства транспорту України (2000–2008), секції з енергетики та енергоефективності Комітету з Державних премій України в галузі науки і техніки (з 2004), бюро Відділення фізико-технічних проблем енергетики НАН України (2006–2014), президії Українського товариства неруйнівного контролю та технічної діагностики (з 2012), Національного комітету з тепломасообміну (з 2018), комісії з наукової термінології при Президії НАН України (з 2018), комітету із системного аналізу при НАН України (з 2023), редколегій зарубіжних і українських фахових наукових журналів, в тому числі і журналу «Електротехніка і електромеханіка».

В.П. Бабак – почесний доктор Вільнюського технічного університету ім. Гедимінаса (Литва), Грузинського технічного університету (Грузія), університету Кордови (Іспанія), Корейського аерокосмічного університету (Корея), Технічного університету Мюнхена (Німеччина), Університету Північної Дакоти (США), почесний член Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) (США).

За вагомий внесок у розвиток науки і освіти України В.П. Бабак нагороджений орденами «За заслуги» III (2003) і II ст. (2006), Почесними грамотами Кабінету Міністрів (1999) та Верховної Ради України (2004), багатьма медалями і почесними знаками. Винахідник року НАН України (2015), відзнака НАН України «За підготовку наукової зміни» (2014), медаль Національної академії педагогічних наук України «Володимир Мономах» (2018), відзнака НАН України «100-річчя НАН України» (2018), лауреат премій НАН України ім. Г.Ф. Проскури (2017) та ім. В.І. Толубинського (2021).

Природа щедро обдарувала Віталія Павловича талантами, батьки виховали працьовитість і любов до ближнього, вчителі дали знання та ввели в науку, а решту він здобув завдяки наполегливій праці, незгасючій цікавості до новітніх ідей, пошуку інноваційних рішень та нестримному прагненню до нових горизонтів.

Редакційна колегія журналу «Електротехніка і електромеханіка» щиро вітає Віталія Павловича з ювілеєм, зичить йому міцного здоров'я, подальших творчих успіхів у його визначній діяльності.



## БУТКЕВИЧ ОЛЕКСАНДР ФЕДОТОВИЧ

(до 75-річчя з дня народження)

Олександр Федотович народився 24 березня 1949 р. в м. Шпола, Черкаської області. Доктор технічних наук, професор, лауреат Державної премії в галузі науки і техніки (2010 р.). Один з провідних науковців України в галузі математичного моделювання та інтелектуалізації систем керування електроенергетичними об'єктами, електромережами та системами.

У 1972 р. закінчив електроенергетичний факультет Київського політехнічного інституту за спеціальністю «Кібернетика електричних систем». У 1972-1974 рр. проходив військову службу у зенітно-ракетних військах протиповітряної оборони сухопутних військ (далекосхідний військовий округ).

У 1974-1989 рр. працював на посадах інженера, старшого інженера, начальника сектора, начальника служби в Об'єднаному диспетчерському управлінні південними енергосистемами СРСР (на той час – об'єднана енергосистема України та Молдавії – ОЕС Півдня), займаючись питаннями удосконалення та розвитку автоматизованої системи диспетчерського управління ОЕС Півдня, розв'язанням усього спектру задач оперативного-диспетчерського управління ОЕС.

У 1982 р. без відриву від виробництва закінчив аспірантуру Інституту електродинаміки АН УРСР. Кандидатську дисертацію «Розробка методів та програм розрахунку статичної стійкості складних енергосистем за необхідними та достатніми умовами» (спеціальність 05.14.02) захистив у 1988 р. у Всесоюзному НДІ електроенергетики (м. Москва). У 1989 р. перейшов працювати до ІЕД НАН України, де працює і дотепер на посаді головного наукового співробітника.

У 2001 р. захистив докторську дисертацію «Інтелектуалізація систем диспетчерського управління територіально-розподіленими електроенергетичними об'єктами». Наукове звання професора присвоєно у 2003 р.

Наукові дослідження та практичні розробки проф. О.Ф. Буткевича завжди спрямовані на наукове та практичне вирішення найбільш актуальних проблем електроенергетичного виробництва, забезпечення стійкості та ефективності функціонування електроенергетичних об'єктів та систем на базі використання інноваційних технологій та інтелектуальних систем розв'язання задач оперативного-диспетчерського управління. Ним було запропоновано і під його керівництвом та за безпосередньої участі реалізовано і впроваджено новий підхід до виявлення та запобігання загрози виникнення системних аварій, зумовлених появою, посиленням та поширенням в енергооб'єднаннях низькочастотних електромеханічних коливань. Такий підхід передбачає реалізацію проблемно-орієнтованої системи моніторингу параметрів режиму енергооб'єднання на базі пристроїв векторних вимірювань (вітчизня-

ним представником яких є «Регіна-Ч» – електровимірювальний реєструючий пристрій, розроблений в ІЕД НАН України) для виявлення в реальному часі небезпечних для функціонування енергооб'єднання домінуючих мод електромеханічних коливань.

Роботи останнього часу проф. О.Ф. Буткевича пов'язані з дослідженнями напрямів повоєнного розвитку енергосистем України та умов забезпечення їхньої надійності, з дослідженнями впливу структурних трансформацій енергосистем на їхні динамічні властивості.

Широка наукова ерудиція та багаторічний досвід практичної роботи в електроенергетиці дають змогу проф. О.Ф. Буткевичу успішно поєднувати наукові дослідження та розробки з науково-педагогічною діяльністю. Працюючи з 1995 р. за сумісництвом в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», він веде лекційні заняття та керує підготовкою магістрів та бакалаврів. В ІЕД НАН України проводить заняття з аспірантами, надає консультації докторантам.

Проф. О.Ф. Буткевичем особисто та у співавторстві опубліковано 189 наукових праць, зокрема 6 монографій, підручник з грифом МОН України, 3 навчальних посібники. Ним підготовлено 5 кандидатів та 1 доктора технічних наук. Проф. О.Ф. Буткевич входить до складу спеціалізованих вчених рад Д26.002.06 та Д26.187.03 із захисту дисертацій за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», він є головою підкомітету «Системи і засоби управління і інформаційного забезпечення енергетичних об'єктів» технічного комітету ТК 162 «Управління енергетичними системами і пов'язані з ним процеси інформаційної взаємодії», шість років (2002-2008 рр.) був членом експертної ради ВАК України.

Проф. О.Ф. Буткевич входить до складу редколегій таких періодичних видань, як «Електротехніка і електромеханіка», «Технічна електродинаміка» (заступник головного редактора), «Праці Інституту електродинаміки НАН України», «Енергетика: економіка, технології, екологія», «Промелектро» (науковий редактор). Його експертні оцінки з різних науково-технічних питань завжди всебічно аргументовані та виважені.

За вагомий внесок у розвиток ОЕС України Олександра Федотовича нагороджено почесним нагрудним знаком «За заслуги» Національної енергетичної компанії «Укренерго». Він є лауреатом премії НАН України імені В.М. Хрущова (2000 р.) та лауреатом Державної премії в галузі науки і техніки (2010 р.).

Редакційна колегія журналу «Електротехніка і електромеханіка» щиро вітає Олександра Федотовича з ювілеєм, зичить йому міцного здоров'я, подальших творчих успіхів у його багатогранній та плідній діяльності.





**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](mailto:a.m.grechko@gmail.com)**

**Довідки за телефонами: +38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович**

**Передплатний індекс: 01216**