

ISSN 2074-272X

науково-практичний  
журнал

2022/3



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

**Electrical Engineering**

**& Electromechanics**

**Електричні машини та апарати**

**Електротехнічні комплекси та системи**

**Промислова електроніка**

**Електроізоляційна та кабельна техніка**

**Електричні станції, мережі і системи**

**Журнал включено до найвищої категорії «А»**

**Переліку фахових видань України**

**З 2021 р. журнал індексується у Scopus**

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



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

Науковий журнал. Засновано у 2002 р.

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

Свідоцтво про державну реєстрацію друкованого засобу масової інформації, серія КВ № 21021-10821ПР від 07.10.2014

## EDITORIAL BOARD

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

### Адреса редакції / Editorial office address:

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», вул. Кирпичова, 2, м. Харків, 61002, Україна

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

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

ISSN (print) 2074-272X

ISSN (online) 2309-3404

© Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 2022

Підписано до друку 01.06.2022 р. Формат 60 × 90 ¼. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,75.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-03-2022. Ціна договірна. Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



## **ЗМІСТ**

### **Електричні машини та апарати**

Авдєєва О.А., Вахоніна Л.В., Садовий О.С., Ставінський Р.А., Циганов О.М. Покращення основних показників трансформаторів з витими нероз'ємними магнітопроводами шляхом зміни формування кругових витків обмотки .....	3
Маляр В.С., Гамола О.Є., Мадай В.С., Васильчишин І.І. Математичне моделювання реостатно-реакторного пуску асинхронних двигунів з фазним ротором .....	8
Panchal T.H., Patel A.N., Patel R.M. Reduction of cogging torque of radial flux permanent magnet brushless DC motor by magnet shifting technique .....	15

### **Електротехнічні комплекси та системи**

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Voloshko O.V., Kolomiets V.V., Kobylanskiy B.B. Comparison of the effectiveness of thruple-loop and double-loop systems of active shielding of a magnetic field in a multi-storey old buildings.....	21
--	----

### **Промислова електроніка**

Василів К.М. Метод динамічних параметрів для математичного моделювання комутаційних процесів запирання вентилів напівпровідникових перетворювачів .....	28
---	----

### **Електроізоляційна та кабельна техніка**

Безпрозваних Г.В., Гринишина М.В. Ефективні параметри діелектричної абсорбції полімерної ізоляції з напівпровідними покриттями силових високовольтних кабелів .....	39
---	----

### **Електричні станції, мережі і системи**

Ali Moussa M., Derrouazin A., Latroch M., Aillerie M. A hybrid renewable energy production system using a smart controller based on fuzzy logic .....	46
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.....	51
Chappa H., Thakur T. A novel load shedding methodology to mitigate voltage instability in power system .....	63
Sekhane H., Labeled D., Labeled M.A. Modelling and performance testing of a digital over-current relay enhanced designed model.....	71

### **Ювілеї**

Петрушин Віктор Сергійович (до 75-річчя з дня народження) .....	79
---	----

## **TABLE OF CONTENTS**

### **Electrical Machines and Apparatus**

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.....	3
Malyar V.S., Hamola O.Ye., Maday V.S., Vasylychshyn I.I. Mathematical modeling of rheostat-reactor start of wound-rotor induction motors .....	8
Panchal T.H., Patel A.N., Patel R.M. Reduction of cogging torque of radial flux permanent magnet brushless DC motor by magnet shifting technique .....	15

### **Electrotechnical Complexes and Systems**

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Voloshko O.V., Kolomiets V.V., Kobylanskiy B.B. Comparison of the effectiveness of thruple-loop and double-loop systems of active shielding of a magnetic field in a multi-storey old buildings.....	21
--	----

### **Industrial Electronics**

Vasylyv K.M. Method of dynamic parameters for mathematical modelling of switching processes of valves closing of semiconductor converters.....	28
--	----

### **Electrical Insulation and Cable Engineering**

Bezprozvannykh G.V., Grynysyna M.V. Effective parameters of dielectric absorption of polymeric insulation with semiconductor coatings of power high voltage cables.....	39
---	----

## Power Stations, Grids and Systems

Ali Moussa M., Derrouazin A., Latroch M., Aillerie M. A hybrid renewable energy production system using a smart controller based on fuzzy logic .....	46
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.....	51
Chappa H., Thakur T. A novel load shedding methodology to mitigate voltage instability in power system .....	63
Sekhane H., Labeled D., Labeled M.A. Modelling and performance testing of a digital over-current relay enhanced designed model .....	71

## Anniversaries

Petrushin V.S. (on the 75th anniversary of his birth) .....	79
---	----

## ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науковий журнал «Електротехніка і Електромеханіка» – передплатне видання. Вартість передплати на 2022 рік – 824,22 грн., на два місяці – 137,37 грн., на чотири місяці – 274,74 грн., на шість місяців – 412,11 грн., на вісім місяців – 549,48 грн., на десять місяців – 686,85 грн. Передплатний індекс у каталозі АТ «УкрПошта»: 01216.

## ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

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

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

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

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

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

Журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включений у довідник періодичних видань Ulrich's Periodical Directory, представлений у загальнодержавній реферативній базі даних «Україніка Наукова», реферативному журналі «Джерело», з 2021 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 2020: 100.00), і входить до баз даних EBSCO, ProQuest, GALE, DOAJ тощо.



Scopus



ULRICHSWEB™  
GLOBAL SERIALS DIRECTORY



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.uran.ua>).

О.А. Авдєєва, Л.В. Вахоніна, О.С. Садовий, Р.А. Ставинський, О.М. Циганов

## Покращення основних показників трансформаторів з витими нероз'ємними магнітопроводами шляхом зміни формування кругових витків обмотки

*Виконано аналіз конструктивно-технологічних особливостей електромагнітних систем трансформаторів з витими нероз'ємними магнітопроводами і круговими утворюючими контурами стрижнів та обмоткових витків. Запропоновано конструкцію обмоткової котушки з зовнішньою рухомою та внутрішньою нерухомою частинами опорно-ізоляційного каркасу та заміну вмотки витків на технологію намотки. Показано, що використання замість човникової вмотаної конструкції виконання обмотки з зовнішньою частиною ізоляційного каркаса, що обертається, призводить до поліпшення масогабаритних і енергетичного показників трансформатора. Бібл. 14, табл. 2, рис. 4.*

**Ключові слова:** витий трансформатор, нероз'ємний магнітопровід, ізоляційний каркас, обмотка, намотка.

**Постановка проблеми.** Загальна потужність трансформаторів систем передачі перевищує потужність генерації в 6-7 разів, при цьому основні витрати ресурсів і основні втрати п'яти-шестикратно трансформации електроенергії приходяться на трансформатори I-III габаритів масового випуску [1]. З початку XXI століття в розвинених державах прийняті нові стандарти, що регламентують суттєве зниження втрат неробочого руху трансформаторів малої і середньої потужності та зниження втрат навантаження великих трансформаторів [1-5]. Структурні схеми і конструкції електромагнітних систем (ЕМС) трансформаторів, що перебувають у виробництві є незамінними протягом століття, а зниження втрат відбувається використанням інновацій матеріалознавства та зниженням електромагнітних навантажень [6]. Подальше зростання вимог до енергоресурсозбереження потребує застосування нових інноваційних технічних рішень удосконалення трансформаторів [1-6].

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** У минулому столітті виробництво магнітопроводів трансформаторів на основі шихтування пластин доповнено технологіями навивки стрічки (рулону) електротехнічної сталі (ЕТС). Виті магнітопроводи трансформаторів малої потужності виконуються розрізними. Наявність стиків призводить до зростання втрат до 30 %. Тому виті магнітопроводи, що використовуються у виробництві однофазних і трифазних трансформаторів потужністю до 2000 кВ·А, виконуються безперервними (нероз'ємними) з круговими утворюючими контурами стрижнів і обмоткових котушок (рис. 1,а,б). Обмотки з круговими витками вмотуються на човникових верстатах, що передбачає технологічне збільшення конструктивного проміжку між суміжними котушками обмоток і між обмотками та ярами трансформаторів з стрижневими і броньовими магнітопроводами. Зростають металомісткість, габарити та втрати, що знижує ефективність технології навивки ЕТС при виробництві однофазних і трифазних трансформаторів.

Основним із сучасних засобів енергоефективності трансформаторів вважається використання стрічкової аморфної ЕТС з мінімальними втратами, але меншою робочою індукцією та підвищеною вартістю [1, 7, 8].

Значні можливості вдосконалення трифазних трансформаторів згідно [5] забезпечують симетричні

просторові виті аксіальні магнітопроводи (рис. 1,а) з аморфної ЕТС. При цьому трифазні трансформатори, зокрема ТСЗМ і ТСЗМВ морського виконання (рис. 1,б) з анізотропними магнітопроводами виду (рис. 1,а) освоєні у виробництві в 60-х роках XX століття та випускаються в даний час (Техническое описание и инструкция по эксплуатации ОБТ. 140.240. – М.: ИнформЭлектро, 1975, зак. 1265. – 21 с).

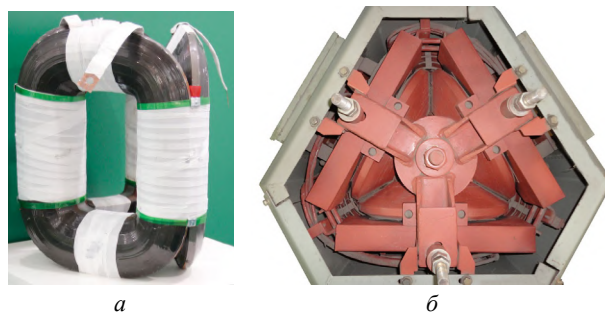


Рис. 1. Витий трисекційний магнітопровід (а) та вид зверху трансформатора ТСЗМ-40-74.ОМ5 зі знятою кришкою оболонки (б)

Додатково до використання стрічкових анізотропної мікрористалічної і аморфної ЕТС та трифазних ЕМС з витими трисекційними просторовими магнітопроводами [5-7] основними інноваціями вважаються «кабельні» обмотки та застосування високотемпературної надпровідності обмоток [1]. Також існують можливості удосконалення трансформаторів структурно-конструктивними перетвореннями елементів ЕМС [6]. Відомими прикладами відносно простого структурного перетворення витих магнітопроводів є застосування комбінації марок ЕТС зон внутрішніх і зовнішніх та середніх шарів ЕТС та заміна зовнішньої секції трифазного трисекційного планарного магнітопроводу на дві бокові секції вдвоє меншої ширини [9-11]. Однак, відповідно до [1, 5] існує протиріччя між вимогами ринка до здешевлення трансформаторної продукції і світовою тенденцією енергоресурсозбереження на основі інноваційних конструкцій і технологій. Крім того, існує можливість удосконалення трансформаторів шляхом використання «залишкових резервів» традиційних конструкцій і інноваційних способів виготовлення елементів ЕМС [6].

Останнім часом виті магнітопроводи трансформаторів обмеженої потужності витискаються анало-

гами з умовно косими стиками і технологією формування охоплюючих шарів розділенням і вигином ділянок стрічки довжини, що змінюється. Використовується спеціальне обладнання для формування шарів сталі зі зсувом стиків («Unicore» – магнітопроводи) [1, 12]. Однак використання названої технології при виробництві ЕМС з круговими утворюючими контурами (рис. 2,а,б) з витих секцій (рис. 3,а) з конфігурацією розгортки сталі (рис. 3,б) обумовлює додаткові складності. Також крихка аморфна сталь (скляний метал) не допускає малих радіусів вигину.

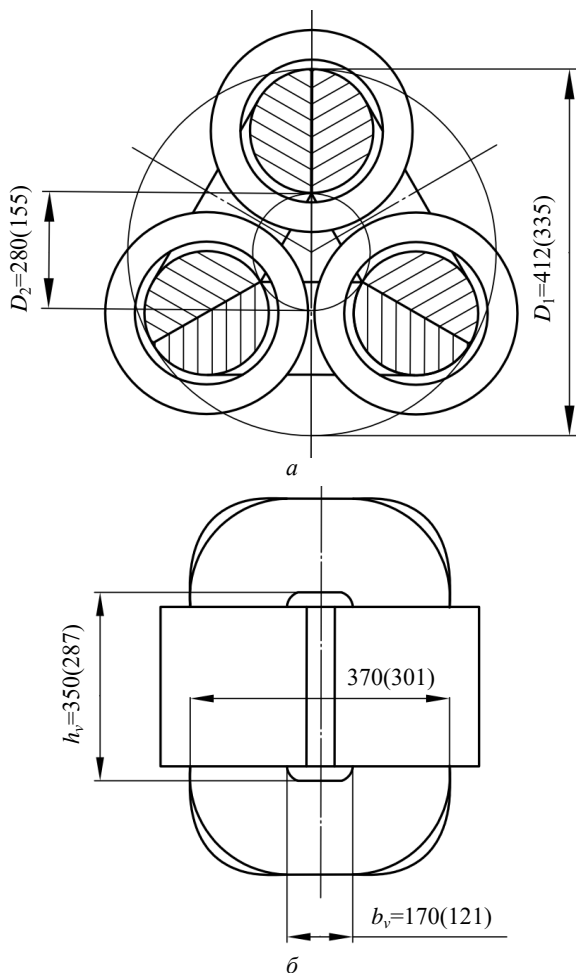


Рис. 2. Геометричні параметри електромагнітної системи трансформатора ТСЗМ-40-74.ОМ5 з  $K_w''=0,177$  та його аналога з  $K_w''=0,3$  у поперечному розрізі (а) та вигляді збоку (б)

Виходячи з викладеного, вирішення завдання зниження маси, матеріалоемності та втрат, а також витрат праці при виробництві трансформаторів з витими магнітопроводами є актуальним.

**Метою статті** є підвищення основних показників трансформатора на прикладі варіантів електромагнітних систем з вмотаною «човниковою» та намотаною обмотками, а також обґрунтування доцільності підвищення заповнення провідниками обмоткового вікна на основі зміни способу намотки обмоткових витків.

**Методи та результати дослідження.** Резервом удосконалення трансформаторів з витими нероз'ємними магнітопроводами можна вважати підвищення компактності ЕМС усуненням технологічних

проміжків в обмоткових вікнах. Таке підвищення є можливим зміною конструкції ізоляції і зміною зі спрощенням технології виготовлення обмоток вилученням кінематичних ланок руху намотувальних човників.

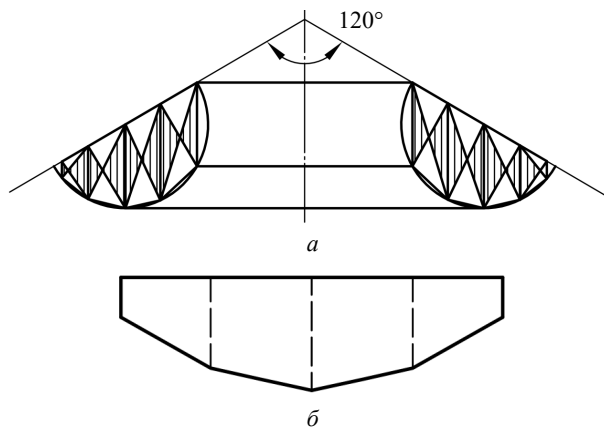


Рис. 3. Схеми секції магнітопроводу (а) та секційної розгортки полоси електротехнічної сталі (б)

Для виключення технологічних обмоткових проміжків та стикових зазорів, що забезпечують можливості відповідно «човникової обкатки» ізоляційного циліндра (шарів витків) та встановлення виткових котушок на роз'ємну стрижневу частину магнітопроводу, пропонується конструкція з двошаровою опорно-ізоляційною базою обмоток (рис. 4,а). Внутрішній ізоляційний циліндр обмоткового каркаса, що охоплює стрижень, нерухомий. Зовнішній шар обмоткового каркаса є рухомих циліндром, який з'єднаний з кільцевими ізоляційними елементами, що розташовані над торцями обмоткових котушок. Поверхні зон зовнішніх діаметрів кілець утворюють кінематичний зв'язок з передавачем обертового руху від привода намотувального пристосування (рис. 4,б).

Намотування обмоток на стрижні забезпечується обертанням зовнішньої частини збірної обмоткового каркаса. Після намотування фазних котушок зовнішній циліндр фіксується нерухомо. Концентричні обмоткові каркаси формуються скріпленням, зокрема клеєнням, напівкільцевих заготовок.

Порівняння варіантів ЕМС (рис. 2) виконується на основі універсального методу структурного та структурно-параметричного синтезу електромеханічних пристроїв [6]. Використовуються цільові функції маси  $F_m$  і втрат активної потужності  $F_e$  з безрозмірними оптимізаційними складовими  $I_m^*(x_c, y_w)$  та  $I_e^*(x_c, y_w, z_e)$  та відносними керованими змінними [6]:

$$F_m = (I_T)^{3/4} \gamma_{st} I_m^*(x_c, y_w, K_w^{(w)}); \quad (1)$$

$$F_e = (I_T)^{3/4} \gamma_{st} I_e^*(x_c, y_w, z_e, K_w^{(w)}), \quad (2)$$

де  $I_T$  – показник вихідних даних та електромагнітних навантажень трансформатора [6];  $x_c$  – відношення діаметрів  $D_1$  та  $D_2$  розрахункових окружностей магнітопроводу (рис. 2,а);  $y_w$  – відношення висоти  $h_v$  та ширини  $b_v$  обмоткового вікна (рис. 2,б);  $K_w^{(w)}$  – коефіцієнт заповнення обмоткового вікна міддю (класу напруги);  $z_e$  – електромагнітна керована змінна,  $\gamma_{st}, P_{st}$  – густина та питомі втрати ЕТС відповідно.

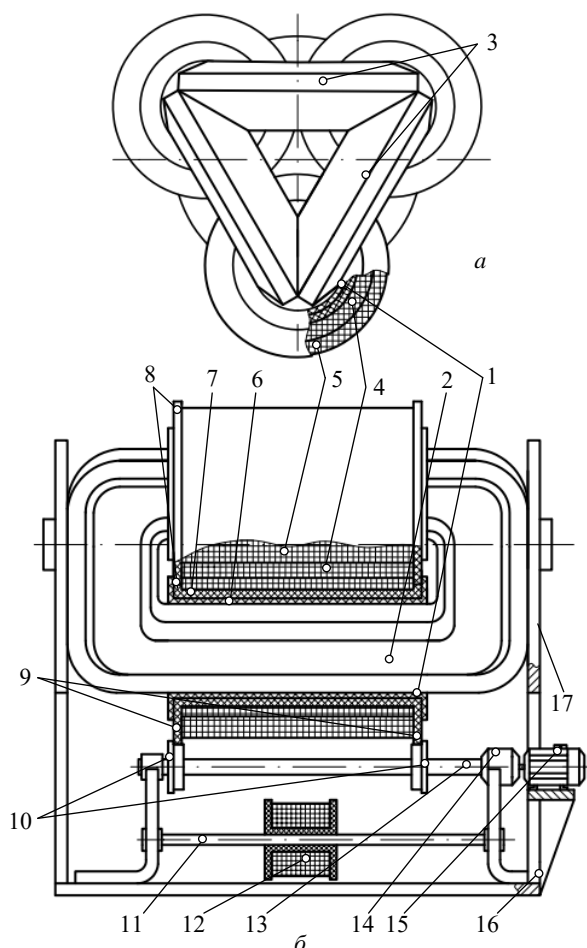


Рис. 4. Вид зверху активної частини (а) та принципова схема обладнання намотки обмоток на обертові складові ізоляційних каркасів (б): трансформатора з витим нероз'ємним магнітопроводом: 1 – каркас; 2 – стрижень; 3 – магнітопровід; 4, 5 – обмоткові витки низької та високої напруг; 6, 7 – нерухомий та рухомий ізоляційні шари; 8 – кільцевий ізоляційний елемент; 9 – кінематична пара; 10 – передавач обертового моменту; 11 – вісь; 12 – котушка заготовки витків обмотки; 13 – вал; 14 – редуктор; 15 – привідний двигун; 16 – основа; 17 – опора

Показники маси та втрат математичної моделі трансформатора з ЕМС (рис. 1, б та рис. 2) визначаються рівняннями [13, 14]:

$$I_m^*(x_c, y_w, K_w^{(n)}) = 2,07 \left\{ \frac{1}{[K_w^{(n)} K_R K_{st} f(x_c, y_w)]^{3/4}} \times \left\{ K_w^{(n)} K_R [(y_w + 1)(1 - 0,0718x_c)(x_c - 1)^2 + 0,657(x_c - 1)^3] + 3,482 K_w^{(n)} y_w (1 - 0,0718x_c)^2 (1 - 0,0718x_c) \gamma_{cu} / \gamma_{st} \right\} \right\} \quad (3)$$

$$I_e^*(x_c, y_w, z_e, K_w^{(n)}) = 2,07 K_{st} \left\{ \frac{1}{[K_w^{(n)} K_R K_{st} f(x_c, y_w)]^{3/4}} \times \left\{ K_w^{(n)} K_R [(y_w + 1)(1 - 0,0718x_c)(x_c - 1)^2 + 0,657(x_c - 1)^3] + 3,482 z_e K_w^{(n)} y_w (1 - 0,0718x_c)^2 (1 - 0,0718x_c) \right\} \right\} \quad (4)$$

$$f(x_c, y_w) = y_w (1 - 0,0718x_c)^2 (x_c - 1)^2,$$

де  $K_{st}$  – коефіцієнт заповнення магнітопроводу ЕТС;  $K_R$  – коефіцієнт заповнення кругового утворюючого контуру поперечним перерізом стрижня;  $K_{st}$  – коефіцієнт додаткових втрат неробочого руху;  $\gamma_{cu}$  – густина міді.

Розрахункове обґрунтування доцільності зміни конструкції ізоляційного каркасу та способу укладан-

ня обмотки в нероз'ємний магнітопровід виконано на прикладі трифазного трансформатора ТСЗМ-40-74.ОМ5 (рис. 1, б). Основні дані технічної характеристики зазначеного трансформатора (далі ТТ-40) і розрахункові дані його компактного аналога наведені в табл. 1.

Таблиця 1  
Основні технічні характеристики варіантів трифазного трансформатора «ТТ-40»

Варіант	Номинальна потужність, кВт	Напруга $U_1/U_2$ , В	Маса активної частини, кг	Коефіцієнт корисної дії
ТСЗМ-40-74.ОМ5	40	380/230	182	0,973
Аналог	40	380/230	154,15	0,976

Розрахунок величини втрат та коефіцієнту корисної дії варіантів ТТ-40 (табл. 1) виконаний при значенні відносної електромагнітної керуваної змінної [14]

$$z_e = \frac{K_{lcu} \gamma_{cu} P_{cu}^2 J_w^2}{K_{lst} \gamma_{st} P_{st}} = \frac{1,04 \cdot 8900 \cdot 2,4 \cdot 10^{-12} \cdot (2 \cdot 10^6)^2}{1,34 \cdot 76500 \cdot 1,1} = 7,88; \quad (5)$$

де  $K_{lcu}$ ,  $P_{cu}$  і  $J_w$  – відповідно коефіцієнт додаткових втрат короткого замикання, показник питомих втрат і густина струму мідних обмоток варіантів ТТ-40 сухого виконання.

Коефіцієнт  $K_{lst}$  визначається наявністю третіх гармонік секційних магнітних потоків магнітопроводу. Питомі втрати  $P_{st}$  відповідають амплітуді індукції 1,6 Тл і ЕТС 3407.

Значення геометричних та конструктивних параметрів варіантів ТТ-40 представлені в табл. 2. Розрахункові значення (табл. 1) маси ЕМС та втрат ТСЗМ (рис. 1, б) практично збігаються з паспортними даними, що підтверджує адекватність математичної моделі [13, 14]. Вказані значення отримані за рівняннями (3), (4), даними та реальними значеннями розмірів ЕМС (рис. 2).

Таблиця 2  
Геометричні та конструктивні параметри варіантів «ТТ-40»

Варіанти	Значення керуваних змінних, о.е.			Коефіцієнти заповнення обмоткового вікна
	$x_c$	$y_w$	$z_e$	
ТСЗМ-40-74.ОМ5	412/208 = 1,98	350/170 = 2,06	7,88	0,177
Аналог	335/155 = 2,16	287/301 = 2,37	7,88	0,3

Розрахункові значення показників (табл. 1) компактного аналога ТТ-40 визначені при ідентичних для варіантів (рис. 2) значеннях  $I_T$  (1), (2). Екстремальні значення  $x_c$ ,  $y_w$  рівнянь (3), (4) відповідають критерію оптимізації мінімум маси ЕМС.

Підвищення величини  $K_w = 0,177$  до значення, що відповідає класу напруги до 1000 ( $K_w = 0,3$ ), при-

зводить до суттєвого поліпшення технічної характеристики ТТ-40.

#### Висновки.

Заміна вмотаної «човникової» конструкції електромагнітних систем з безперервними стрічковими (нероз'ємними) секціями магнітопроводу на компактне виконання без технологічних міжкатушкових проміжків призводить до поліпшення показників трансформаторів з витими трисекційними магнітопроводами.

Зниження маси і габаритних розмірів електромагнітних систем класу напруги 1000 В при потужності 40 кВ·А становить приблизно 15 % і (17-18) %. Коефіцієнт корисної дії підвищується приблизно на 0,3 %.

**Конфлікт інтересів.** Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Костинский О.С. Обзор состояния трансформаторного производства и тенденций развития конструкций силовых трансформаторов. *Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики*, 2018, т. 20, № 1-2, с. 14-32. doi: <https://doi.org/10.30724/1998-9903-2018-20-1-2-14-32>.
2. 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/EPQU.2007.4424121>.
3. 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>.
4. 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>.
5. *Инновационный прорыв на рынке силовых трансформаторов.* Режим доступу: <http://www.elec.ru/articles/innovacionnyy-proryv-na-rynke-silovyh-transformatorov> (Дата звернення: 24.03.2021).
6. Ставинский А.А., Авдеева Е.А., Пальчиков О.О., Ставинский Р.А. Обобщенный метод структурно-параметрического синтеза электромагнитных систем электрических машин и индукционных аппаратов. Ч.1. Результаты сравнительного анализа вариантов трехфазных электромагнитных систем трансформаторов. *Электричество*, 2017, № 4, С. 39-49. doi: <https://doi.org/10.24160/0013-5380-2017-4-39-49>.
7. Almen J., Breitholtz M. *Performance evaluation of amorphous hexa-core for distribution transformers.* Bachelor's Thesis in Electric Power Engineering. Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden 2012. 50 p. Available at: <https://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/167013.pdf> (Accessed 20 March 2021).
8. 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>.
9. Kefalas T. Transformers Made of Composite Magnetic Cores: An Innovative Design Approach. *Recent Patents on Electrical Engineering*, 2009, vol. 2, no. 1, pp. 1-12. doi: <https://doi.org/10.2174/1874476110902010001>.
10. 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>.
11. Kefalas T.D., Magdaleno-Adame S. Techno-economic comparative evaluation of mixed and conventional magnetic wound cores for three-phase distribution transformers. *Electric Power Systems Research*, 2018, vol. 155, pp. 331-339. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.11.003>.
12. Hernandez I., Olivares-Galvan J.C., Georgilakis P.S., Cane-do J.M. A Novel Octagonal Wound Core for Distribution Transformers Validated by Electromagnetic Field Analysis and Comparison With Conventional Wound Core. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2010, vol. 46, no. 5, pp. 1251-1258. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2010.2040623>.
13. Avdieieva E.A., Stavinskiy R.A. Mass and cost figures for spatial axial three-phase electromagnetic systems with circular and hexagonal forming contours of twisted magnetic core rods. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2014, no. 1, pp. 15-20. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2014.1.02>.
14. Avdieieva E.A., Stavinskiy R.A. Watt loss in three-phase transformers with circular and hexagonal forming contours of twisted spatial magnetic core rods. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2014, no. 2, pp. 14-17. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2014.2.02>.

#### REFERENCES

1. Kostinskiy S.S. The review of the condition of branch of transformer manufacture and tendencies of development of the design of power transformers. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Problemy Energetiki*, 2018, vol. 20, no. 1-2, pp. 14-32. (Rus). doi: <https://doi.org/10.30724/1998-9903-2018-20-1-2-14-32>.
2. 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/EPQU.2007.4424121>.
3. 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>.
4. 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>.
5. *Innovative breakthrough in the power transformer market.* (Rus). Available at: <http://www.elec.ru/articles/innovacionnyy-proryv-na-rynke-silovyh-transformatorov> (Accessed 24 March 2021).
6. Stavinskii A.A., Avdeyeva Y.A., Pal'chikov O.O., Stavinskii R.A. The Generalized Method for Structural-Parametric Synthesis of the Electromagnet Systems of Electrical Machines and Induction Apparatuses. Part 1. Results from a Comparative Analysis of Different Versions of Three-Phase Transformer Electromagnet Systems. *Elektrichestvo*, 2017, vol. 4, pp. 39-49. (Rus). doi: <https://doi.org/10.24160/0013-5380-2017-4-39-49>.
7. Almen J., Breitholtz M. *Performance evaluation of amorphous hexa-core for distribution transformers.* Bachelor's Thesis in Electric Power Engineering. Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden 2012. 50 p. Available at: <https://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/167013.pdf> (Accessed 20 March 2021).
8. 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>.
9. Kefalas T. Transformers Made of Composite Magnetic Cores: An Innovative Design Approach. *Recent Patents on Electrical Engineering*, 2009, vol. 2, no. 1, pp. 1-12. doi: <https://doi.org/10.2174/1874476110902010001>.
10. 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>.



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

11. Kefalas T.D., Magdaleno-Adame S. Techno-economic comparative evaluation of mixed and conventional magnetic wound cores for three-phase distribution transformers. *Electric Power Systems Research*, 2018, vol. 155, pp. 331-339. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.11.003>.

12. Hernandez I., Olivares-Galvan J.C., Georgilakis P.S., Cane-do J.M. A Novel Octagonal Wound Core for Distribution Trans-formers Validated by Electromagnetic Field Analysis and Com-parison With Conventional Wound Core. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2010, vol. 46, no. 5, pp. 1251-1258. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2010.2040623>.

13. Avdieieva E.A., Stavinskiy R.A. Mass and cost figures for spatial axial three-phase electromagnetic systems with circular and hexagonal forming contours of twisted magnetic core rods. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2014, no. 1, pp. 15-20. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2014.1.02>.

14. Avdieieva E.A., Stavinskiy R.A. Watt loss in three-phase transformers with circular and hexagonal forming contours of twisted spatial magnetic core rods. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2014, no. 2, pp. 14-17. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2014.2.02>.

Надійшла (Received) 17.01.2022

Прийнята (Accepted) 23.03.2022

Опублікована (Published) 01.06.2022

Авдеєва Олена Андріївна<sup>1</sup>, к.т.н.,  
Вахоніна Лариса Володимирівна<sup>2</sup>, к.ф.-м.н., доц.,  
Садовий Олексій Степанович<sup>2</sup>, к.т.н.,  
Ставінський Ростислав Андрійович<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,  
Циганов Олександр Миколайович<sup>2</sup>, к.т.н.,

<sup>1</sup> Національний університет кораблебудування  
імені адмірала Макарова,  
54025, Миколаїв, пр. Героїв України, 9,  
e-mail: e.avdeeva@ukr.net

<sup>2</sup> Миколаївський національний аграрний університет,  
54020, Миколаїв, вул. Георгія Гонгадзе, 9,  
e-mail: sadovuyos@mnau.edu.ua (Corresponding author)

#### How to cite this article:

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>

O.A. Avdieieva<sup>1</sup>, L.V. Vakhonina<sup>2</sup>, O.S. Sadovoy<sup>2</sup>,  
R.A. Stavinskiy<sup>1</sup>, O.M. Tsyganov<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Admiral Makarov National University of Shipbuilding,  
9, Avenue Heroes of Ukraine, Mykolaiv, 54020, Ukraine.

<sup>2</sup> Mykolayiv National Agrarian University,  
9, Georgiya Gongadze Str., Mykolaiv, 54020, Ukraine.

#### **Improving the main indicators of transformers with twisted one-piece magnetic cores by changing the technology of circular winding turns formation.**

**Introduction.** With the adoption of standards to reduce losses in transformers it is necessary to change the design of transformers that remain unchanged. Further energy saving is possible with the use of non-traditional technical solutions for the improvement of transformers. **Problem.** In order to reduce idle losses, the curved magnetic circuits of power transformers are carried out in the form of low-volume circuits. Windings are injected into assembled magnetic conductors by shuttle machines. The shuttle of windings provides technological gaps in winding windows, which results in an increase in size, metal capacity and losses. **Goal.** Rationale for transformer performance improvement by excluding process gaps in winding windows. **Methodology.** The definition of the change in transformer indicators is performed using optimization functions of the dimensionless indicators of the technological level. The adequacy of the functions is confirmed by the calculation of the mass of the electromagnetic system and the losses of the transformer. The figures of the compact analogue are calculated from the named serial analogue. **Results.** The result is a reduction in mass and a loss in the compactness of the transformer. **Originality.** The improvement of the indicators and the simplification of the winding technology are provided by a change in the design of insulating frames of winding coils. Winding on the rods is ensured by rotating the outer part of the composite insulating frame. **Practical significance.** Replacement the design of the windings of transformer with power of 40 kVA of 1000 V voltage class with a spatially twisted, small-dimensional magnetic conductor on a compact analogue leads to a reduction in mass and overall dimensions by 15 % and (17-18) %. Efficiency increases by 0.3 %. References 14, tables 2, figures 4.

**Key words:** twisted transformer, one-piece magnetic core, insulating frame, coil, winding.

В.С. Маляр, О.Є. Гамола, В.С. Мадай, І.І. Васильчишин

## Математичне моделювання реостатно-реакторного пуску асинхронних двигунів з фазним ротором

Розроблено математичні моделі, методи і алгоритми аналізу пускових режимів і статичних характеристик асинхронних двигунів з фазним ротором. В розроблених алгоритмах математична модель двигуна подана диференціальними рівняннями, складеними для електричних контурів в системі ортогональних координат. Математичною основою розроблених алгоритмів розрахунку статичних характеристик є розв'язування нелінійних систем скінченних рівнянь електричної рівноваги методом Ньютона в поєднанні з методом продовження по параметру, а пускових режимів – числове інтегрування нелінійних систем диференціальних рівнянь електро механічної рівноваги. Елементами матриці Якобі в розроблених алгоритмах є власні і взаємні диференціальні індуктивності електричних контурів, які визначаються на основі характеристик намагнічування основним магнітним потоком, а також потоками розсіювання контурів ротора і статора, що дає змогу здійснювати розрахунок з урахуванням насичення магнітопроводу двигуна. Розроблені програми і алгоритми мають високу швидкодію і дають змогу здійснювати проектний синтез пускових активних і реактивних опорів в колі ротора з метою забезпечення закону зміни електромагнітного моменту під час пуску, який відповідає роботі системи електроприводу в заданих технологічних умовах, а також здійснювати мікропроцесорне керування в динамічних режимах. Бібл. 25, рис. 4.

**Ключові слова:** асинхронний двигун, фазний ротор, реакторний пуск, математична модель, статичні характеристики, перехідні процеси, насичення магнітопроводу.

**Вступ.** Найбільш поширеними серед електроприводів в промисловості, сільському господарстві і побуті є асинхронні двигуни (АД) з короткозамкненим ротором. Їх основними недоліками є значні пускові струми, які перевищують в 5–7 і навіть більше разів номінальні значення, а також порівняно невеликий рушійний момент, який для багатьох технологічних процесів є недостатнім. Крім того, пряме вмикання двигуна в мережу супроводжується значними пульсаціями електромагнітного моменту [1]. Розвиток пуско-регулювальних систем автоматизованого керування, а також частотних перетворювачів значно розширили сферу використання АД з короткозамкненим ротором. Проте проблема рушійного моменту електродвигунів з важкими умовами пуску потребує подальшого розвитку і удосконалення.

В останні роки значно зріс інтерес до асинхронних двигунів з фазним ротором у зв'язку з розширенням спектру побудованих на їх основі електроприводів, а отже виникає необхідність їх дослідження, зокрема методами математичного моделювання.

Пускові властивості асинхронного електроприводу можна значно покращити шляхом використання АД з фазним ротором [2], які, не зважаючи на вищу вартість від АД з короткозамкненим ротором, завдяки сучасним електронним системам керування отримали новий імпульс у розвитку і застосуванні для підйомно-транспортних механізмів, транспортерів, бурових лебідок та інших механізмів з важкими умовами пуску. Підвищення рушійного моменту досягається за рахунок вмикання в обмотку ротора різних пристроїв. Найчастіше для цього використовують реостат, активний опір якого можна змінювати дискретно шляхом вмикання чи закорочення його секцій [2]. Внаслідок збільшення активного опору фаз ротора критичне значення електромагнітного моменту не змінюється, а критичне ковзання зростає зі збільшенням опору реостата. Отже можна досягнути максимального значення електромагнітного моменту при ковзанні  $s = 1,0$ . Ця властивість використовується для пуску двигуна при моменті опору, що перевищує паспортне значення пускового моменту. При цьому зменшується

пусковий струм і збільшується  $\cos\phi$  [1, 2]. Однак невдалий вибір значення додаткового опору в колі ротора призводить до зменшення рушійного електромагнітного моменту. Зміною додаткового опору в колі ротора можна регулювати швидкість обертання ротора вниз від основної, хоча такий спосіб регулювання неекономічний.

Для забезпечення плавного прискорення під час пуску, крім активного опору, в коло ротора іноді вмикають ще і індуктивний опір спеціальної конструкції [3–8]. Індукційний елемент може бути увімкнений як послідовно до активного (рис. 1), так і паралельно. Реактор дає змогу забезпечити плавне прискорення електроприводу при малій кількості секцій реостата, тобто по суті виконує роль автоматичного регулятора струму в роторі і за певних умов може забезпечити постійність моменту двигуна в процесі пуску. В результаті струм ротора зменшується повільніше, ніж за наявності тільки активного опору. У разі паралельного з'єднання резистора і котушки індуктивності на початку пуску, коли частота струму в роторі велика, струм в основному замикається через реостат, чим забезпечується достатньо великий пусковий момент. В міру зниження частоти індуктивний опір зменшується і струм замикається через індуктивний елемент.

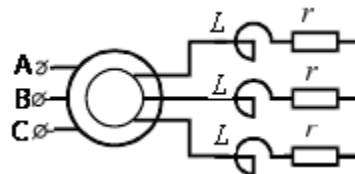


Рис. 1. Схема АД з пусковим реактором в колі фазного ротора

Вибір раціонального способу з'єднання активних і індуктивних елементів та їх параметрів можна здійснити математичним моделюванням, достовірність результатів якого визначається адекватністю математичної моделі. Крім того, для автоматизації процесу пуску АД за допомогою програмованих мікроконтролерів необхідно мати програми аналізу, які мають достатньо високу швидкодію, не потребують значного

© В.С. Маляр, О.Є. Гамола, В.С. Мадай, І.І. Васильчишин

обсягу обчислень. Отже розроблення методів і алгоритмів розрахунку пускових процесів в АД з фазним ротором є актуальною задачею.

**Аналіз останніх досліджень.** Задача розроблення алгоритму роботи пускової апаратури потребує визначення законів зміни пускових струмів та електромагнітного моменту під час пуску. Для цього необхідно мати відповідні математичні моделі розрахунку статичних характеристик, а також динамічних режимів, зокрема перехідних процесів з урахуванням закону зміни моменту навантаження. Їх основою є математичні моделі двигунів, якими визначається точність результатів математичного моделювання, а також обчислювальні методи, які слугують математичною основою для отримання результатів розрахунку і від яких залежить швидкодія розроблених програм.

Більшість методів аналізу усталених і динамічних режимів роботи АД з короткозамкненим ротором розроблені з використанням заступних схем з постійними параметрами, які здебільшого використовуються у відомих математичних пакетах прикладних програм. Такий підхід застосовується і до розроблення математичних моделей на основі АД з фазним ротором [3–14]. Хоча такі двигуни не потребують врахування витіснення струмів в обмотці ротора внаслідок відсутності явища скін-ефекту, вплив потоків розсіювання на перебіг процесів значний [9]. Розроблений в [13] аналітичний метод розрахунку статичних характеристик у фазному координатному базисі, дає змогу розглядати несиметричні і несинусоїдальні процеси, однак індуктивні параметри приймаються незмінними.

Насичення магнітопроводів сучасних двигунів зумовлює нелінійність залежностей потокозчеплень контурів від струмів, тому розроблені на допущенні про лінійність електромагнітних зв'язків математичні моделі, не забезпечують можливості розрахунків динамічних режимів з необхідною для практики точністю. Лінеаризація електромагнітних зв'язків в околі робочої точки [6] не вирішує проблеми, оскільки в реальній машині насичення змінюється в широких межах, а отже априорі його визначити неможливо.

В останні роки появились моделі в яких враховується насичення лише основним магнітним потоком [11–14]. Це значно підвищує точність розрахунку, однак і ці моделі не є достатньо точними для аналізу динамічних процесів [13, 16, 17], оскільки, як зазначено в [9, 24] дослідження повинні обов'язково враховувати ефект магнітного насичення не тільки на головному шляху магнітного потоку, але і на шляхах потоків розсіювання, вплив яких на перебіг процесів визначальний. У роботі [15] прийнята експериментальна процедура визначення параметрів машини, однак це надто дорого і неможливо здійснити на етапі проектування.

Для формування необхідних механічних характеристик АД з фазним ротором використовуються програмовані мікроконтролерні пускові системи [3, 23, 24], програмування яких потребує відповідних попередніх досліджень методами математичного моделювання. Прогрес у пристроях перемикання елементів пускових елементів, електронній обробці та мікропроцесорному керуванні потребує надійних алгоритмів керування, заснованих на відповідному програмному забезпеченні контролерів.

Достовірну інформацію про перебіг процесів під час пуску можна отримати лише за допомогою високо-розвинених математичних моделей АД, в яких адекватно враховуються насичення магнітопроводу. Оскільки методи, які мають в своїй основі розрахунок магнітного поля [20] внаслідок громіздкості непридатні для керування процесом пуску АД в реальному часі, то оптимальними щодо точності і складності є колові методи [18, 21, 23], в яких електромагнітні параметри розраховуються на основі характеристик намагнічування магнітопроводу двигуна [25]. Розроблені на їх основі програми не потребують значних обчислювальних ресурсів, дають змогу виконувати розрахунки в реальному перебігу часу і використовувати їх для автоматизації [24] як пускових, так і інших динамічних режимів.

**Метою статті** є розроблення математичних моделей, методів розрахунку статичних характеристик і динамічних режимів асинхронних двигунів з фазним ротором і різними параметрами пускового пристрою в контурі ротора.

**Виклад основного матеріалу.** Під час розроблення математичних моделей електроприводів важливим питанням є їх складність і швидкодія, яка є визначальною у разі їх використання для керування перебігом процесу в реальному часі. Отже важливим є питання вибору системи координат для опису електромагнітних зв'язків в АД, від якої залежить як обсяг обчислень, так і точність результатів розрахунку.

Більшість практично важливих задач математичного моделювання процесів в АД можна розв'язати з використанням перетворених систем координат, які засновані на теорії зображувальних векторів [1, 18]. У викладених в статті алгоритмах розрахунку використовується система ортогональних осей  $x, y$  [25], які обертаються з довільною швидкістю. Для симетричних режимів роботи АД вона має найменший обсяг обчислень і достатньо високу точність результатів розрахунку.

Електромагнітні процеси в АД з фазним ротором в осях  $x, y$  описуються системою чотирьох диференціальних рівнянь (ДР) електричної рівноваги

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{sx}}{dt} = \omega_0 \psi_{sy} - r_s i_{sx} + u_{sx}; \\ \frac{d\psi_{sy}}{dt} = -\omega_0 \psi_{sx} - r_s i_{sy} + u_{sy}; \\ \frac{d\psi_{rx}}{dt} = s \omega_0 \psi_{ry} - (r_r + r_p) i_{rx}; \\ \frac{d\psi_{ry}}{dt} = -s \omega_0 \psi_{rx} - (r_r + r_p) i_{ry}, \end{cases} \quad (1)$$

де  $\psi_{sx}, \psi_{sy}, \psi_{rx}, \psi_{ry}, i_{sx}, i_{sy}, i_{rx}, i_{ry}$  – потокозчеплення та струми перетворених контурів статора (індекс  $s$ ) і ротора (індекс  $r$ );  $r_s, r_r$  – активні опори цих контурів;  $r_p$  – опір фази реостата в колі ротора;  $\omega_0$  – циклічна частота напруги живлення;  $s$  – ковзання ротора.

В рівняннях (1) параметри обмотки ротора приведені до обмотки статора за загальноприйнятою методикою [19]. Крім того, надалі вважатимемо зображувальний вектор напруги  $\vec{U}$  обмотки статора суміщеним з віссю  $x$ , тобто приймемо  $u_{sx} = U_m$ , а  $u_{sy} = 0$ .

Для розрахунку процесу пуску АД необхідно систему ДР (1) доповнити рівнянням динаміки ротора:

$$\frac{ds}{dt} = -\frac{p_0}{J\omega_0} \left( \frac{3}{2} p_0 (\psi_{sx} i_{sy} - \psi_{sy} i_{sx}) - M_c(t) \right), \quad (2)$$

де  $p_0$  – кількість пар полюсів АД;  $J$  – приведений до валу двигуна момент інерції системи електроприводу;  $M_c$  – момент навантаження на валу двигуна.

Система ДР (1) разом з рівняннями (2) дає змогу розрахувати перехідний процес під час пуску АД. Для цього необхідно проінтегрувати її числовим методом за нульових початкових умов, обчислюючи на кожному крокові інтегрування матрицю диференціальних індуктивностей як елементів матриці Якобі та вектор потокозчеплень [25].

Потокозчеплення кожного контуру складається з потокозчеплення з основним магнітним потоком і з потоками розсіювання, причому потокозчеплення розсіювання контурів статора і контурів ротора взаємно незалежні. Тому з метою урахування індуктивного опору реактора в колі ротора рівняння для потокозчеплень контурів ротора можна подати у вигляді

$$\begin{aligned} \psi_{rx} &= \psi_{\delta rx} + (L_{\sigma r} + L_p) i_{rx}; \\ \psi_{ry} &= \psi_{\delta ry} + (L_{\sigma r} + L_p) i_{ry}, \end{aligned}$$

де  $\psi_{\delta rx}$ ,  $\psi_{\delta ry}$  – потокозчеплення відповідних контурів ротора, зумовлені основним магнітним потоком;  $L_{\sigma r}$  – індуктивність розсіювання контурів ротора, яка визначається з характеристики намагнічування потоками розсіювання обмотки ротора, розрахованої на основі геометрії магнітопроводу двигуна [19],

$$\psi_{\sigma r} = \psi_{\sigma r}(i_r); \quad i_r = \sqrt{i_{rx}^2 + i_{ry}^2}, \quad (3)$$

де  $L_p$  – індуктивність реактора в колі ротора, яка визначається за відповідними з проектування формулами.

Здійснювати вибір параметрів реактора і програмування пуско-регулювального пристрою на основі розрахунку перехідного процесу неможливо. Ця задача потребує розрахунку і аналізу статичних характеристик, які можна розрахувати з використанням рівнянь (1) електричної рівноваги. Вибравши на основі розрахунку статичних характеристик резистивні та індуктивні параметри пускового пристрою та закон їх зміни відповідно до часової залежності моменту навантаження  $M_c = M_c(t)$ , здійснюємо розрахунок часових залежностей координат шляхом числового інтегрування нелінійної системи ДР (1), (2).

Розглянемо алгоритм розрахунку статичних характеристик. В усталеному режимі роботи АД з ковзанням  $s$  система ДР електромагнітної рівноваги (1) зводиться до системи нелінійних алгебричних рівнянь, які з метою викладу алгоритму розрахунку усталеного режиму запишемо у вигляді векторного ДР

$$\bar{Q}(\bar{Y}(\bar{I}_{xy})) = \Omega_{xy} \bar{\Psi}_{xy} + R_{xy} \bar{I}_{xy} - \bar{U}_{xy}, \quad (4)$$

де  $\bar{\Psi}_{xy} = (\psi_{sx}, \psi_{sy}, \psi_{rx}, \psi_{ry})^*$ ;  $\bar{I}_{xy} = (i_{sx}, i_{sy}, i_{rx}, i_{ry})^*$ ;  $\bar{U}_{xy} = (U_m, 0, 0, 0)^*$  – вектори потокозчеплень, струмів контурів і прикладених до них напруг;

$$R_{xy} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r + r_p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r + r_p \end{bmatrix}$$

– матриця активних опорів контурів;

$$\Omega_{xy} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_0 & 0 & 0 \\ \omega_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -s\omega_0 \\ 0 & 0 & s\omega_0 & 0 \end{bmatrix}$$

– допоміжна матриця, в якій  $\omega_0$  – циклічна частота напруги живлення.

Оскільки вектор потокозчеплень  $\bar{\Psi}_{xy}$  визначається сукупністю струмів контурів, невідомим в системі скінчених рівнянь (4) є вектор струмів  $\bar{I}_{xy}$ , з використанням якого можна визначити потокозчеплення, електромагнітний момент тощо. Оскільки до рівняння (4) входять координати  $U_m$ ,  $s$ ,  $r_p$ ,  $L_p$ , то можна вважати, що вектор струмів є функцією цих координат

$$\bar{I}_{xy} = \bar{I}_{xy}(\bar{U}_{xy}, s, r_p, L_p).$$

Рівняння (4) дає змогу дослідити вплив кожної з цих координат на значення вектора струмів  $\bar{I}_{xy}$ , тобто розрахувати багатомірну статичну характеристику як залежність компонент вектора струмів від заданої координати. Для цього необхідно змінювати цю координату в заданих межах як параметр, залишаючи незмінними інші. Очевидно, що при цьому є проблема розв'язування нелінійної систем скінчених рівнянь а оскільки внаслідок насичення магнітопроводу система (4) нелінійна, то вона може бути розв'язана одним із числових методів, зокрема, методом Ньютона.

Згідно з ітераційним методом Ньютона  $(k+1)$ -е наближення вектора  $\bar{Y}$  визначається за формулою

$$\bar{Y}^{(k+1)} = \bar{Y}^{(k)} + \Delta \bar{Y}^{(k)}, \quad (5)$$

де  $\Delta \bar{Y}^{(k)}$  – приріст вектора  $\bar{Y}^{(k)}$ , який на кожному крокові визначається з лінійної системи рівнянь

$$J \Delta \bar{Y}^{(k)} = -\bar{Q}(\bar{Y}^{(k)}), \quad (6)$$

в якій  $\bar{Q}(\bar{Y}^{(k)})$  – значення вектора  $\bar{Q}$  нев'язок при  $\bar{Y} = \bar{Y}^{(k)}$ ;  $J$  – матриця Якобі векторної функції (4).

Зважаючи на те, що потокозчеплення контурів АД складаються з потокозчеплень, зумовлених основним магнітним потоком  $\psi_{\delta}$  і потокозчеплень розсіювання  $\psi_{\sigma}$  разом з потокозчепленням  $\psi_p$  реактора

$$\begin{cases} \omega_0 \psi_{sx} = \omega_0 \psi_{\delta x} + x_{\sigma s} i_{sx}; \\ \omega_0 \psi_{sy} = \omega_0 \psi_{\delta y} + x_{\sigma s} i_{sy}; \\ \omega_0 \psi_{rx} = \omega_0 \psi_{\delta x} + (x_{\sigma r} + x_p) i_{rx}; \\ \omega_0 \psi_{ry} = \omega_0 \psi_{\delta y} + (x_{\sigma r} + x_p) i_{ry}; \end{cases} \quad (7)$$

матриця Якобі визначається за формулою

$$J = X_{\delta} + X_{\sigma} + R_{xy}, \quad (8)$$

де

$$X_{\delta} = \begin{bmatrix} x_{sysx} & x_{sysy} & x_{syrx} & x_{sryr} \\ -x_{sxsx} & -x_{sxsy} & -x_{sxrx} & -x_{sxry} \\ sX_{rysx} & sX_{rysy} & sX_{ryrx} & sX_{ryry} \\ -sX_{rysx} & -sX_{rksy} & -sX_{rxrx} & -sX_{rxry} \end{bmatrix};$$

$$\bar{X}_{\sigma} = \begin{bmatrix} x_{\sigma s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -x_{\sigma s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s(x_{\sigma r} + x_{op}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -s(x_{\sigma r} + x_{op}) \end{bmatrix}.$$

Як видно з (8), елементами матриці Якобі є власні та взаємні диференціальні індуктивності контурів АД. Вони визначаються згідно викладеним в [25]. Крім того, для обчислення електромагнітного моменту необхідно визначити потокозчеплення контурів у відповідності з вибраною системою координат.

Ітераційний метод Ньютон має квадратичну збіжність, однак потребує початкового наближення, яке лежить в околі притягання. Для його визначення використовується такий алгоритм.

Задаючись значенням ковзання  $s = 1.0$  і параметрів  $r_p, L_p$  рівними нулю, нарощуємо за 5–10 кроків пропорційно параметру  $\varepsilon$  ( $0 < \varepsilon \leq 1$ ) від нуля до номінального значення прикладеної напруги  $U = \varepsilon U_m$ . Це дає змогу на кожному крокові забезпечити збіжність ітераційного процесу. Отримане в результаті значення компонент вектора  $\vec{I}_{xy}$  слугує початковими умовами для розрахунку статичних характеристик. Задаючись рядом значень ковзання  $s$  ротора, можна отримати багатовимірну статичну характеристику у вигляді залежності координат від ковзання. Однак розрахунок будь-якої статичної характеристики можна здійснити диференціальним методом. Для цього диференціюємо рівняння (4) по одній із координат ( $\lambda = s, r_p, L_p$ ) як параметру необхідної характеристики. В результаті отримуємо ДР аргументу  $\lambda$

$$J \frac{d\vec{I}_{xy}}{d\lambda} = \frac{\partial \vec{Q}}{\partial \lambda}, \quad (9)$$

в яку матриця Якобі та сама, що і в рівнянні (6).

Рівняння (9) для різних незалежних координат статичної характеристики відрізняється лише вектором правих частин. Зокрема, для координат  $s, r_p, x_p$  вони мають вигляд

$$\frac{\partial \vec{Q}}{\partial s} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega_0 \psi_{ry} \\ -\omega_0 \psi_{rx} \end{bmatrix}; \quad \frac{\partial \vec{Q}}{\partial r_p} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -i_{rx} \\ -i_{ry} \end{bmatrix}; \quad \frac{\partial \vec{Q}}{\partial x_p} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -i_{rx} \\ -i_{ry} \end{bmatrix}.$$

В результаті інтегрування нелінійної системи ДР (9) одним із числових методів по  $s$  отримуємо багатовимірну характеристику у вигляді залежностей сукупності координат вектора  $\vec{I}_{xy}$  від вибраної за незалежну координати, використовуючи які отримуємо залежності потокозчеплень, електромагнітного моменту тощо.

На рис. 2 – рис. 4 наведено приклади розрахунку статичних характеристик АД з фазним ротором ( $P_N = 250$  кВт,  $U = 380$  В,  $I = 263$  А,  $n_N = 1000$  об/хв).

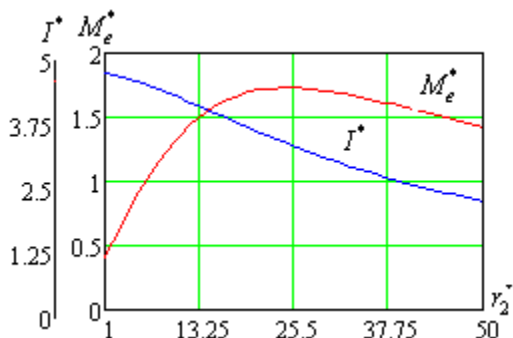


Рис. 2. Залежності струму ( $I^*$ ) і електромагнітного моменту ( $M_e^*$ ) у відносних одиницях від активного опору в колі ротора при ковзанні  $s = 1.0$

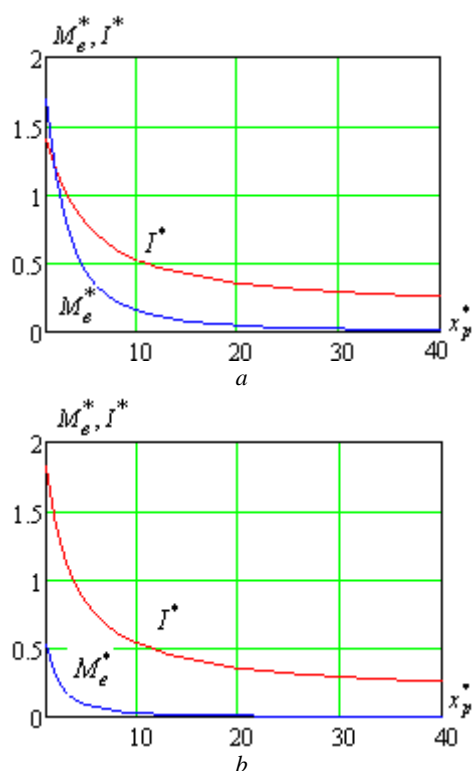


Рис. 3. Залежності відносних значень струму ( $I^*$ ) і електромагнітного моменту ( $M_e^*$ ) при  $s = 1.0$  від відносного значення  $x_p = x_r / x_{2\sigma}$  індуктивного опору в колі ротора і різними значеннями кратності активного опору реактора: а) – 1,0; б) – 10,0

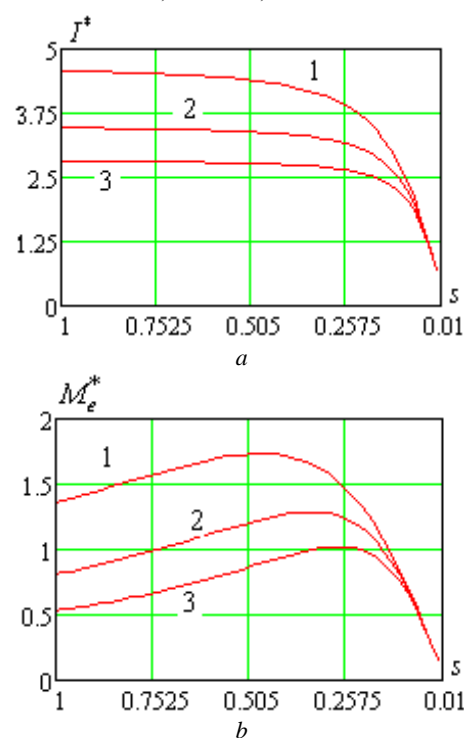


Рис. 4. Статичні пускові характеристики при трьох значеннях індуктивного опору в колі ротора і двох відносних значеннях активних опорів: а) – 3,9; б) – 11,7

Наведені криві слугують лише ілюстрацією можливості розроблених алгоритмів розрахунку. Очевидно, що, вибравши один із параметрів пуско-регулювального пристрою, необхідно розрахувати

механічну характеристику, а кожному значенню активного опору відповідає своя механічна характеристика, яка в свою чергу залежить від індуктивності реактора. Оскільки опір котушки індуктивності залежить від частоти струму в роторі, яка під час пуску є змінною, то правильно вибрані її параметри позитивно впливають на величину пускового струму, автоматично зменшуючи його значення.

#### Висновки.

На відміну від АД з короткозамкненим ротором, двигунам з фазним ротором в технічній літературі приділяється менше уваги, хоча фазний ротор дає змогу отримати більш різноманітні механічні характеристики, що важливо для електроприводів з важкими умовами пуску.

Розроблені в статті методи розрахунку дають змогу методами математичного моделювання здійснювати аналіз статичних пускових характеристик і перехідних процесів АД з фазним ротором при різних законах регулювання параметрів пускового пристрою в обмотці ротора з метою забезпечення необхідного закону зміни електромагнітного моменту.

Програма розрахунку має в своїй основі математичну модель АД, в якій використовуються реальні характеристики намагнічування основним магнітним потоком, а також потоками розсіювання обмоток статора і ротора, що дає змогу адекватно врахувати насичення магнітопроводу, чим забезпечується точність результатів розрахунку.

Викладені методи розрахунку режимів і характеристик в ортогональних координатних осях  $x$ ,  $y$  дають змогу здійснювати розрахунок з мінімальним обсягом обчислень і відповідно витратами машинного часу, що дає змогу використовувати їх для керування системою електроприводу в динамічних режимах в реальному часі протікання процесу.

**Конфлікт інтересів.** Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Чорний О.П., Толочко О.І., Титюк В.К., Родькін Д.Й., Чекавський Г.С. *Математичні моделі та особливості чисельних розрахунків динаміки електроприводів з асинхронними двигунами: монографія*. Кременчук: ПП Щербатих О.В., 2016. 302 с.
2. Вешеневский С.Н. *Характеристики двигателей в электроприводе*. М.: Энергия, 1977. 432 с.
3. Мещеряков В.Н., Морозов С.В., Теличко Л.Я. Расчет параметров индукционных сопротивлений для асинхронного двигателя с фазным ротором. *Известия вузов СССР. Электромеханика*, 1989, № 3, с. 50-52.
4. Киричек Г.М. Индукционные сопротивления в цепи ротора двухскоростного асинхронного двигателя. *Техническая электродинамика*, 1979, № 1, с. 52-56.
5. Головань В.И. Математическая постановка задачи синтеза системы асинхронного двигателя с индукционным сопротивлением в цепи ротора. *Техническая электродинамика, темат. вып.*, Ч 4, 2002, с. 37-42.
6. Головань В.И. *Асинхронный двигатель с индукционным сопротивлением в цепи фазного ротора: монография*. Черновцы: Прут, 2000. 160 с.
7. Головань В.И., Головань И.В. Автоматизированное проектирование индукционного сопротивления асинхронного двигателя. *Техническая электродинамика. Темат. вып.*, Ч 5, 2000, С. 100-105.

8. Головань В.И., Головань И.В. Ресурсозберігаючі аспекти при розробці технічних рішень асинхронних двигунів з індукційним реостатом в колі ротора. *Електротехніка і електромеханіка*, 2003, № 2, с. 19-23.
9. Hany M. Jabr, Narayan C. Kar. Leakage flux saturation effects on the transient performance of wound-rotor induction motors. *Electric Power Systems Research*, 2008, vol. 78, no. 7, pp. 1280-1289. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2007.11.004>.
10. Hilmi F. Ameen. Computer Simulation and Mathematical Modelling of Static Rotor Resistance Chopper Control of WRIM by Reference Frame Theory. *Procedia Computer Science*, 2011, vol. 3, pp. 1009-1017. doi: <https://doi.org/10.1016/j.procs.2010.12.166>.
11. Joksimovic G. Modelling and analysis of series-connected wound rotor induction motor. *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, 2008, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2008.4800247>.
12. Omel'chenko E.Y. Mathematical model of the wound-rotor three-phase induction motor. *Russian Electrical Engineering*, 2007, vol. 78, no. 11, pp. 580-585. doi: <https://doi.org/10.3103/S1068371207110041>.
13. Omelchenko E.Y., Telezhkin O.A., Enin S.S., Tanich V.O. Computer Model of a Synchronized Asynchronous Motor. *Procedia Engineering*, 2015, vol. 129, pp. 629-634. doi: <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2015.12.082>.
14. Розов Ю.М., Тигунов А.П. *Методические рекомендации по расчету асинхронного двигателя с индукционным роторным сопротивлением*. АН УССР. Институт проблем моделирования в энергетике. Киев: Наукова думка, 1981. 52 с.
15. Власов В.Г. Экспериментальные исследования и методика расчета асинхронных двигателей с индукционным сопротивлением в цепи ротора. *Электротехническая промышленность. Серия «Электропривод»*, 1967, № 3, с. 3-6.
16. Al-Jufout S., Khandakji K. Dynamic simulation of starting and chopper speed control of wound-rotor induction motor. *International Journal of Simulation: Systems, Science & Technology*, 2007, vol. 8, no. 2, pp. 1-7.
17. Yahaya A.E., Adamu M.Z., Paul O.A.-A., Isah A.A. Analysis of power flow and torque of asynchronous induction motor equivalent circuits. *International Journal of Advanced Scientific and Technical Research*, 2013, vol. 3, no. 6, pp. 713-732.
18. Тытлюк В.К., Барановская М.Л., Рожненко Ж.Г., Черный А.П., Бурдильная Е.В., Кобылянский Б.Б. Применение теории обобщенного электромеханического преобразователя к анализу статических характеристик асинхронного двигателя. *Электромеханика и энергозберігаючі системи*, 2020(50), № 2, с. 16-24. doi: <https://doi.org/10.30929/2072-2052.2020.2.50.16-24>.
19. Копылов И.П., Горяинов Ф.А., Клоков Б.К. *Проектирование электрических машин*. М.: Энергия, 1980. 496 с.
20. Милых И.И., Полякова Н.В. Определение электромагнитных параметров электрических машин на основе численных расчетов магнитных полей. *Електротехніка і електромеханіка*, 2006, № 2, с. 40-46.
21. Malyar V., Hamola O., Maday V., Vasylychshyn I. Mathematical modeling start-up and steady state modes of asynchronous motors operation with capacitive compensation of reactive power. *Przeglad Elektrotechniczny*, 2020, vol. 96, no. 11, pp. 109-114. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2020.11.22>.
22. Mengoni M., Rizzoli G., Zarri L., Tani A., Amerise A., Serra G. Control of a Three-Phase Wound-Rotor Induction Motor Drive for Automation Applications. *2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2019, pp. 1267-1272. doi: <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2019.8785281>.
23. Meshcheryakov V.N., Muravyev A.A., Boikov A.I., Pikalov V.V. The Soft Starting System for an Induction Motor with an Induction Resistance in the Wound Rotor Circuit. *2019 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon)*, 2019, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/FarEastCon.2019.8934280>.

24. Тележкин О.А. Разработка автоматизированного электропривода блочного стана грубого волочения на основе синхронизированного асинхронного двигателя: автореф. дис. ... к.т.н.: 05.09.03. Магнитогорский государственный технический университет. Магнитогорск, 2018. 20 с.

25. Фильц Р.В. *Математические основы теории электро-механических преобразователей*. К: Наукова думка, 1979. 208 с.

#### REFERENCES

1. Chorny O.P., Tolochko O.I., Tytiuk V.K., Rodkin D.Y., Chekavskiy H.S. *Matematychni modeli ta osoblyvosti chyselnykh rozrakhunkiv dynamiky elektropryvodiv z asynkronnymy dvyhunamy: monohrafiia* [Mathematical models and features of numerical calculations of dynamics of electric drives with induction motors: monograph]. Kremenchuk, PE Shcherbatykh O.V. Publ., 2016. 302 p. (Ukr).

2. Veshenevskiy S.N. *Kharakterystiki dvigatelei v elektroprivode* [Characteristics of motors in the electric drive]. Moscow, Energy Publ., 1977. 432 p. (Rus).

3. Meshcheriakov V.N., Morozov S.V., Telychko L.Ia. Calculation of induction resistance parameters for a wound-rotor induction motor. *Izvestiia of the USSR Higher Educational Institutions. Electromechanics*, 1989, no. 3, pp. 50-52. (Rus).

4. Kyrychek H.M. Induction resistances in the rotor circuit of a two-speed induction motor. *Technical Electrodynamics*, 1979, no. 1, pp. 52-56. (Rus).

5. Golovan V.I. Mathematical formulation of the problem of induction motor system synthesis with inductive resistance in the rotor circuit. *Technical Electrodynamics, special issue*, 2002, part 4, pp. 37-42. (Rus).

6. Golovan V.I. *Asinkhronnyi dvigatel' s induktsionnym soprotivleniem v tsepi faznogo rotora: monografiia* [Induction motor with induction resistance in the phase rotor circuit]. Chernivtsi, Prut Publ., 2000. 160 p. (Ukr).

7. Golovan V.I., Golovan I.V. Automated design of induction resistance of an induction motor. *Technical Electrodynamics, special issue*, 2000, part 5, pp. 100-105. (Rus).

8. Golovan V.I., Golovan I.V. Resource-saving aspects in the development of technical solutions for induction motors with induction rheostat in the rotor circuit. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2003, no. 2, pp. 19-23. (Ukr).

9. Hany M., Jabr, Narayan C. Kar. Leakage flux saturation effects on the transient performance of wound-rotor induction motors. *Electric Power Systems Research*, 2008, vol. 78, no. 7, pp. 1280-1289. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2007.11.004>.

10. Hilmi F. Ameen. Computer Simulation and Mathematical Modelling of Static Rotor Resistance Chopper Control of WRIM by Reference Frame Theory. *Procedia Computer Science*, 2011, vol. 3, pp. 1009-1017. doi: <https://doi.org/10.1016/j.procs.2010.12.166>.

11. Joksimovic G. Modelling and analysis of series-connected wound rotor induction motor. *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, 2008, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2008.4800247>.

12. Omel'chenko E.Y. Mathematical model of the wound-rotor three-phase induction motor. *Russian Electrical Engineering*, 2007, vol. 78, no. 11, pp. 580-585. doi: <https://doi.org/10.3103/S1068371207110041>.

13. Omelchenko E.Y., Telezhkin O.A., Enin S.S., Tanich V.O. Computer Model of a Synchronized Asynchronous Motor. *Procedia Engineering*, 2015, vol. 129, pp. 629-634. doi: <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2015.12.082>.

14. Rozov Yu.M., Tyhunov A.P. *Metodicheskie rekomendatsii po raschetu asinkhronnogo dvigatel'ia s induktsionnym rotornym soprotivleniem* [Methodical recommendations for the calculation of an induction motor with induction rotor resistance]. AS of the USSR. Institute for Problems of Modeling in Power Engineering. Naukova Dumka Publ., Kyiv, 1981. 52 p. (Rus).

15. Vlasov V.G. Experimental studies and methods of calculation of induction motors with induction resistance in the rotor circuit. *Electrical industrial. Series «Electric Drive»*, 1967, no. 293, pp. 3-6. (Rus).

16. Al-Jufout S., Khandakji K. Dynamic simulation of starting and chopper speed control of wound-rotor induction motor. *International Journal of Simulation: Systems, Science & Technology*, 2007, vol. 8, no. 2, pp. 1-7.

17. Yahaya A.E., Adamu M.Z., Paul O.A.-A., Isah A.A. Analysis of power flow and torque of asynchronous induction motor equivalent circuits. *International Journal of Advanced Scientific and Technical Research*, 2013, vol. 3, no. 6, pp. 713-732.

18. Tytiuk V., Baranovska M., Rozhnenko Z., Chorny O., Burdilna E., Kobylanskyi B. Application of the generalized electromechanical converter theory to analysis of the static characteristics of an induction motor. *Electromechanical and Energy Saving Systems*, 2020, vol. 2, no. 50, pp. 16-24. (Rus). <https://doi.org/10.30929/2072-2052.2020.2.50.16-24>.

19. Kopylov I.P., Goryainov F.A., Klokov B.K. *Proektirovanie elektricheskikh mashin* [Electrical machines designing]. Moscow, Energy Publ., 1980. 496 p. (Rus).

20. Milykh I.I., Polyakova N.V. Determination of electromagnetic parameters of electric machines based on numerical calculations of magnetic fields. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2006, no. 2, pp. 40-46.

21. Malyar V., Hamola O., Maday V., Vasylychshyn I. Mathematical modeling start-up and steady state modes of asynchronous motors operation with capacitive compensation of reactive power. *Przeglad Elektrotechniczny*, 2020, vol. 96, no. 11, pp. 109-114. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2020.11.22>.

22. Mengoni M., Rizzoli G., Zarri L., Tani A., Amerise A., Serra G. Control of a Three-Phase Wound-Rotor Induction Motor Drive for Automation Applications. *2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2019, pp. 1267-1272. doi: <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2019.8785281>.

23. Meshcheryakov V.N., Muravyev A.A., Boikov A.I., Pikalov V.V. The Soft Starting System for an Induction Motor with an Induction Resistance in the Wound Rotor Circuit. *2019 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon)*, 2019, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/FarEastCon.2019.8934280>.

24. Telezhkin O.A. *Razrabotka avtomatizirovannogo elektropivoda blochnogo stana grubogo volocheniia na osnove sinkhronizirovannogo asinkhronnogo dvigatel'ia: avtoref. dis.* [Development of automated electric drive for block coarse-drawing mill based on synchronized induction motor. Cand. tech. sci. diss.]. Magnitogorsk, MSTU Publ., 2018. 20 p. (Rus).

25. Fil'ts R.V. *Matematicheskie osnovy teorii elektromekhanicheskikh preobrazovatelei* [Mathematical foundations of the theory of electromechanical transducers]. Kyiv, Naukova dumka Publ., 1979. 208 p. (Rus).

Надійшла (Received) 10.01.2022  
 Прийнята (Accepted) 09.03.2022  
 Опублікована (Published) 01.06.2022

Маляр Василь Сафронівч<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
 Гамола Орест Євгенівч<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,  
 Мадай Володимир Степанович<sup>1</sup>, к.т.н., доц.  
 Васильчишин Іванна Іванівна<sup>1</sup>, к.т.н., доц.  
<sup>1</sup> Національний університет «Львівська політехніка»,  
 79013, Львів, вул. Степана Бандери, 12,  
 e-mail: vasyli.s.maliar@lpnu.ua,  
 orest.y.hamola@lpnu.ua (Corresponding author),  
 volodymyr.s.madai@lpnu.ua, ivanna.i.vasylychshyn@lpnu.ua

V.S. Malyar<sup>1</sup>, O.Ye. Hamola<sup>1</sup>, V.S. Maday<sup>1</sup>, I.I. Vasylychshyn<sup>1</sup>  
<sup>1</sup> Lviv Polytechnic National University,  
 12, Bandera Str., Lviv, 79013, Ukraine.

### **Mathematical modeling of rheostat-reactor start of wound-rotor induction motors.**

**Introduction.** Wound-rotor induction motors are less common compared squirrel-cage induction motors. However, they occupy a significant share among electric drives with difficult starting conditions. Their advantage is obtaining a high starting electromagnetic torque at lower values of starting currents.

**Problem.** Due to the possibility of including different devices in the rotor circuit, it is possible to shape the starting characteristics according to the needs of the technological process. Due to a narrower range of applications of electric drives based on wound-rotor induction motors, they are less investigated. Selection of parameters of starting and regulating devices, included in the rotor circuit, is carried out by simplified methods, which do not satisfy modern requirements to regulated electric drives.

**Goal.** The paper aims to develop mathematical models and methods for calculating the dynamic modes and static characteristics of the wound-rotor induction motor with a reactor in the rotor circuit. **Methodology.** In the developed algorithms, the mathematical model of the motor is presented by the differential equations made for electric circuits in a system of orthogonal coordinates that allows excluding angular coordinate from equations of electric equilibrium. The elements of the Jacobi matrix of equilibrium equations of motor circuits are eigenval-

ues, and mutual is the differential inductances of electrical circuits, which are determined based on the magnetization characteristics of the main magnetic flux and leakage fluxes of the rotor and stator circuits. **Results.** Mathematical models for the study of starting modes of wound rotor induction motor allow to calculate transients and static characteristics and, on their basis, to carry out design synthesis of starting reactors, which provide the law of change of electromagnetic torque during start-up operating conditions. **Originality.** The mathematical basis of the developed algorithms is the method of solving non-linear systems of equations by Newton method in combination with the method of continuation by parameter. The developed mathematical models and software made on their basis have high speed that allows to carry out high-reliability calculation of starting modes taking into account saturation of a magnetic circuit of the motor. **Practical value.** The developed algorithms do not require significant computing resources, have high speed, and can be used both for the design synthesis of start-control devices and control of the electric drive in real time and to predict its course. References 25, figures 4.

**Key words** induction motor, wound rotor, reactor start, mathematical model, static characteristics, transients, magnetic core saturation.

#### How to cite this article:

Malyar V.S., Hamola O.Ye., Maday V.S., Vasylychshyn I.I. Mathematical modeling of rheostat-reactor start of wound-rotor induction motors. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 8-14. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.02>



T.H. Panchal, A.N. Patel, R.M. Patel

## Reduction of cogging torque of radial flux permanent magnet brushless DC motor by magnet shifting technique

**Introduction.** In spite of many advantages of radial flux permanent magnet brushless DC motors it suffers from the distinct disadvantage of high cogging torque. The designer must emphasize to reduce the cogging torque during the design stage. This paper introduces magnet shifting technique to mitigate cogging torque of surface mounted radial flux brushless DC motor. **Methodology.** Initially 200 W, 1000 rpm surface mounted radial flux permanent magnet brushless DC motor is designed with symmetrical placement of permanent magnets with respect to each other on rotor core. Cogging torque profile of this initial motor is obtained by performing finite element modelling and analysis. **Originality.** This design has been improved by shifting the position of permanent magnets with respect to adjacent permanent magnets. The effect of magnet shifting on cogging torque has been analyzed by performing finite element analysis. **Results.** It has been examined that the peak to peak cogging torque is decreased from 1.1 N·m to 0.6 N·m with shifting of permanent magnets respectively. References 19, tables 2, figures 11.

**Key words:** cogging torque, finite element analysis, magnet shifting, permanent magnet brushless DC motor.

**Вступ.** Незважаючи на багато переваг безщіткових двигунів постійного струму з радіальним магнітним потоком, вони мають явний недолік, що полягає у високому крутному моменті зубчастої передачі. Проективальник повинен зосередитись на зниженні крутного моменту зубчастої передачі на етапі проектування. У цій статті представлена методика зсуву магніту для зменшення крутного моменту зубчастої передачі безщіткового двигуна постійного струму з радіальним потоком, встановленого на поверхні. **Методологія.** Спочатку безщітковий двигун постійного струму з радіальним магнітним потоком потужністю 200 Вт, 1000 об/хв спроектований із симетричним розміщенням постійних магнітів відносно один одного на сердечнику ротора. Розподіл крутного моменту зубчастої передачі цього початкового двигуна отриманий шляхом аналізу методом скінчених елементів (МСЕ). **Оригінальність.** Ця конструкція була вдосконалена за рахунок зсуву положення постійних магнітів по відношенню до сусідніх постійних магнітів. Вплив зсуву магніту на крутний момент зубчастої передачі було проаналізовано за допомогою аналізу МСЕ. **Результати.** Досліджено, що піковий крутний момент зубчастої передачі зменшився з 1,1 Н·м до 0,6 Н·м, відповідно, при зсуві постійних магнітів. Бібл. 19, табл. 2, рис. 11.

**Ключові слова:** крутний момент зубчастої передачі, аналіз методом скінчених елементів, зсув магніту, безщітковий двигун постійного струму з постійними магнітами.

**Introduction.** Permanent magnet brushless DC (PMBLDC) motors exhibit superior performance in comparison to conventional motors. They are inherently efficient, compact and having wide speed range and fast dynamic response [1, 2]. Because of the advancement in permanent magnet (PM) materials and semiconductor technology, PMBLDC motors have found various applications demanding precise speed and position control. This type of motors has potential to become workhorse of many industrial applications due to its attractive features. Noticeable torque ripple is one of the important limitations of PMBLDC motor. Vibration and acoustic noise is introduced by the torque ripple in the drive system which deteriorates overall performance. Torque ripple is high due to cogging torque and non-ideal commutation of exciting currents. Torque ripple can be reduced with decrease in cogging torque and modification in excitation pattern. Any modification in excitation pattern usually results into a reduction in efficiency. It is highly desirable to reduce cogging torque of permanent magnet motor during design to reduce torque ripple. Cogging torque is innate in PM motors due to presence of permanent magnets and slotted stator. Interaction between rotor PM magnetomotive force and slot reluctance originates cogging torque. Due to this interaction, the PMs constantly seek a position with low reluctance. The cogging torque does not depend on stator current which means that it occurs even though the stator winding is unexcited.

Reduction of cogging torque is of utmost importance as it improves the torque quality. Improvement in torque quality makes them suitable in various torque sensitive

applications. Various methods are proposed in literature for cogging torque reduction of radial flux PMBLDC motor viz. skewing of either stator or rotor, magnet pole arc variation, shifting of slot opening, teeth notching, unequal teeth width, magnet shaping and sizing, pole arc to pole pitch ratio, fractional pole pairs, number of slots/pole, addition of dummy slots, variation in air-gap length, magnet pole shaping, lowering magnet flux density, choosing proper thickness of stator teeth tips, variation in width of slot opening, etc. [3-18]. Skewing of either stator or rotor results in undesirable axial thrust. Skewing of stator slot increases length of conductors thus increases copper losses. Also winding becomes difficult to wind. Skewing of PMs and/or stator slots increases manufacturing complexity and production cost. Step skew of PMs also increases manufacturing complexity. To eradicate the cogging torque by skewing, the skewing angle should be one slot pitch. The cogging torque can be decreased by varying the magnet pole arc width. It is found that PM covers almost « $m$ » times that of slot pitch chosen, where « $m$ » is an integer. Generally, the pole pitch of  $(m + 0.17)$  or  $(m + 0.14)$  produces minimum cogging torque. A small variation in pole arc width results in considerable reduction in cogging torque. The cogging torque harmonic components can be diminished by notching the stator teeth i.e. incorporation of dummy slots in stator teeth. Addition of dummy slot increases the frequency of interaction between slot and salient poles. This reduces the magnitude of cogging torque. However, introduction of notches removes some material from

© T.H. Panchal, A.N. Patel, R.M. Patel

stator teeth and gives rise to saturation. Hence, this technique is not appropriate for minimization of cogging torque. The cogging period is given by one complete mechanical revolution divided by least common multiple of stator slots number  $N_s$  and rotor poles number  $N_p$ . The peak amplitude of cogging torque reduces as the frequency of cogging cycles increases. The cogging torque decreases considerably as number of stator slots increases minutely thus resulting in fractional slot pitch. The distance between stator slot and PM denotes to length of air-gap. The length of air-gap is different as the size of the motor changes. The recommended length of air-gap range for very small size motor is 0.12 – 0.25 mm, medium size motor is 0.38 – 0.5 mm, and large motor is, 0.63 – 0.88 mm. The cogging torque can be decreased by increasing length of air-gap thus reducing  $dR/d\theta$ . However, increase in air-gap length decreases the air-gap flux  $\Phi_g$  thus lowering the magnitude of cogging torque further. To keep  $\Phi_g$  constant, the width of magnet pole arc is required to be increased. The rate of change of flux density at magnet edges affects the cogging torque. Thus, shaping the magnet edges lowers the magnitude of cogging torque. The cogging torque can be decreased by reducing the air gap flux density. This can be done by changing the grades of PM material. The width of stator teeth influences the cogging torque. If the stator teeth tips are too thin, saturation is established in it which increases cogging torque. The width of slot opening and thickness of stator teeth tips should be equal. Cogging torque is also affected by the slot opening width. If the width of slot opening is decreased, the rate of change of permeance between PM and stator teeth is reduced. This lowers magnitude of cogging torque.

**The aim of this paper** is to present a magnet shifting technique which reduces cogging torque of surface mounted radial flux permanent magnet brushless DC motors.

Magnet shifting technique is relatively easy to implement hence it has better feature as far as manufacturability is concerned. There is no adverse implication on initial cost of motor as cost of PM remains unchanged. Lower order harmonics have been suppressed on account of shifting of magnets from its original position. Magnets are placed accordingly with an objective of harmonic suppression of cogging torque. Initially, the basics of cogging torque and reference design of radial flux PMBLDC motor is discussed. Thereafter, the magnet shifting technique used to decrease cogging torque of initially designed motor is explained. Thereafter, Improved design of PMBLDC motor incorporating magnet shifting technique, simulation results and analysis have been presented. At the end, Conclusion of this paper is presented

**Basics of cogging torque.** Following equation expresses the cogging torque and factors affecting it

$$T_{cog} = -\frac{1}{2} \cdot \Phi_g^2 \cdot \frac{dR}{d\theta_m}, \quad (1)$$

where  $\Phi_g$  is the flux crossing air-gap;  $R$  is the reluctance of gap;  $\theta_m$  is the angular displacement of rotor.

The cogging torque has zero average value and generated by propensity of PMs to align with stator teeth. There is periodical variation of air gap reluctance which makes cogging torque to vary periodically. Fourier series expresses cogging torque as under,

$$T_{cog} = \sum_{i=1}^{\infty} T_{jk} \cdot \sin(j \cdot k \cdot \theta), \quad (2)$$

where  $j$  is the least common multiple of number of slots ( $N_s$ ) and poles ( $N_p$ );  $i = 1, 2, 3, \dots$ ;  $T_{jk}$  is the coefficient of Fourier series.

In one mechanical revolution of rotor, cogging torque has  $j$  periods and  $N_s$  and  $N_p$  are directly related with it [19].

Equation (1) depicts that elimination of cogging torque can be achieved either by forming  $\Phi_g$  zero or by forcing  $dR/d\theta_m$  zero. It is not practical to reduce magnetic flux since it affects the torque productivity which is required to drive the motor. Hence, cogging torque can be reduced adequately with design modification because of air-gap reluctance variation. It is practically impossible to completely eliminate cogging torque.

Equation (2) shows that the cogging torque can be characterized as a Fourier series and is superposition of all sinusoidal harmonic components. In PM motors without any cogging torque reduction techniques, each magnet pole's cogging torque is added. This happens because each magnet pole is symmetrically placed with respect to the stator slots. The torque due to each PM is cophasel torque due to adjacent PM. Because of this, there is summation of each magnet pole's harmonic components. If the PM motor is designed such that cogging torque of magnet poles are out of phase with respect to others, some of the harmonic components of (2) are cancelled out. This results in to decrement of cogging torque of PM motors.

#### Reference design of radial flux PMBLDC motor.

The surface mounted PMBLDC motor of 200 W, 1000 rpm is analytically designed and is considered as reference motor for the analysis. The sizing of reference PMBLDC motor is carried out by assuming various design variables i.e. specific magnetic and electric loadings, stator current density, flux densities of stator and rotor cores, space factor, stacking factor, winding factor etc. Design variables are assumed considering performance requirements and availability of materials.

Cross sectional view of reference PMBLDC motor is shown in Fig. 1,a. The rotor poles are made of high energy NdFeB permanent magnet material of grade N42. Figure 1,b shows the design of surface mounted four pole rotor reference design. The design information of reference motor has been presented in Table 1.

Finite element (FE) analysis has been performed to attain cogging torque versus rotor angle characteristic of reference motor. The model of reference motor is prepared using FE software according to the calculated dimensions and appropriate materials are assigned to different sections of the motor. The waveform is obtained by rotating the rotor for discrete positions of  $1^\circ$  mechanical each and cogging torque values are obtained up to  $15^\circ$ . Figure 2 shows the cogging torque profile of reference motor. It is observed that reference PMBLDC motor has cogging torque (peak-to-peak, p-p) of 1.1 N·m.

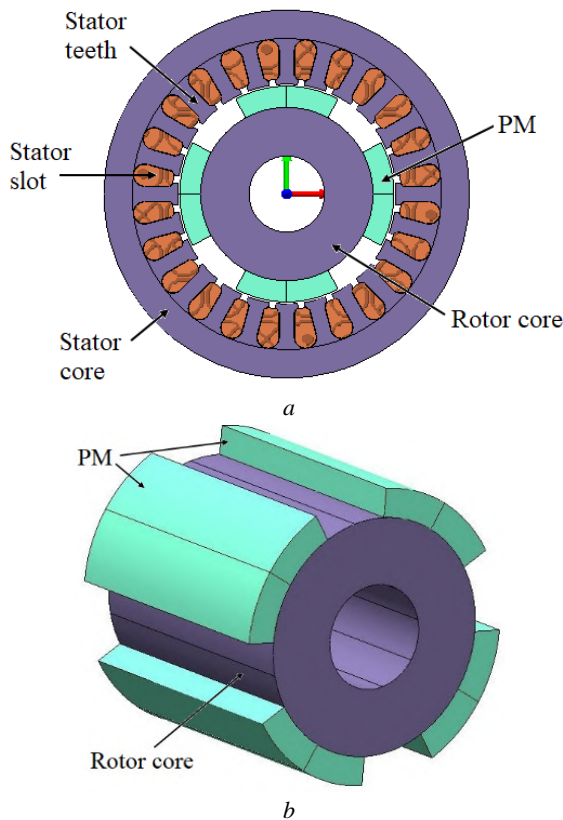


Fig. 1. Reference radial flux PMBLDC motor: a – cross sectional view; b – 3-D view of rotor

Table 1  
Design information of radial flux PMBLDC motor

Design parameter	Value
Outer diameter of stator, mm	87
Outer diameter of rotor, mm	51
Axial length, mm	50
Inner diameter of stator, mm	52
No. of stator slots	24
No. of phases	3
No. of rotor poles	4
No. of slots/pole/phase	2
PM thickness, mm	5
Air-gap length, mm	0.5
Type of PM	NdFeB
Stator core material	M19
Rotor core material	M19

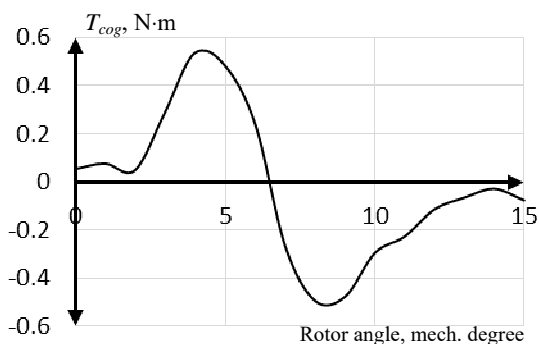


Fig. 2. Cogging torque versus rotor angle characteristic of reference PMBLDC motor

The average torque developed by the motor has been determined with 2-D FE analysis. Series of

2-D transient simulations have been performed. In this analysis, the rotor is rotated at rated speed of 1000 rpm and the stator winding is energized by appropriate switching of inverter switches. The value of electromagnetic torque at discrete rotor positions are obtained and plotted against these rotor positions. Figure 3 shows torque profile of reference motor. The average torque obtained using FE analysis is 1.91 N·m.

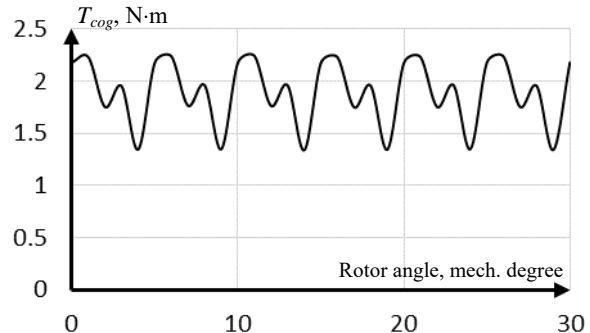


Fig. 3. Average torque profile of reference PMBLDC motor

**Magnet shifting technique.** The cogging torques due to each magnet pole are in phase in PM motor and thus all of them are added. This results into substantial cogging torque effect. To reduce this summative effect, placement of PMs can be shifted in comparison to adjacent PM so that cogging torque of adjacent magnets is out of phase with each other. Figure 4 shows surface magnet rotor with PM shifted by  $\theta_0$ .

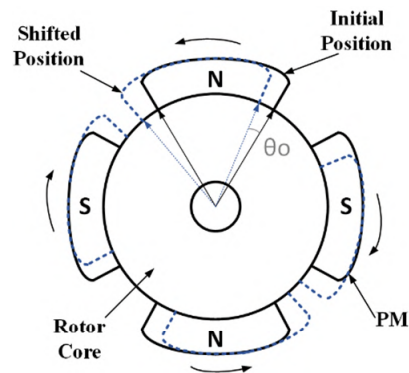


Fig. 4. Shifting of PM in surface mounted radial flux PMBLDC motor

The cogging torque influence of each PM is given by

$$T_{cog} = \sum_{i=1}^{\infty} T_{PN_i} \cdot \sin(N_s \cdot i \cdot \theta), \quad (3)$$

where  $T_{PN_i}$  is the per magnet coefficient;

$$T_{cog} = N_p \cdot \sum_{i=1}^{\infty} T_{PN_i} \cdot \sin(N_s \cdot i \cdot \theta), \quad (4)$$

which is equivalent to that given by (2) and rewritten as

$$T_{cog} = \sum_{i=1}^{\infty} T_{N_i} \cdot \sin(N_s \cdot i \cdot \theta). \quad (5)$$

Cogging torque produced by each magnet is in phase with the adjacent magnet hence it is imperative that each magnet's position can be shifted with respect to the adjacent one. The sum of all cogging torques from each magnet gives net cogging torque in the motor and is given by

$$T_{cog} = \sum_{k=0}^{N_p-1} \sum_{i=1}^{\infty} T_{PN_{si}} \cdot \sin(N_s \cdot i \cdot (\theta - k \cdot \theta_o)), \quad (6)$$

where  $\theta_o$  is the angle through which each PM is shifted in comparison to adjacent PM.

The net cogging torque is reduced to

$$T_{cog} = \sum_{i=1}^{\infty} T_{N_s N_p i} \cdot \sin(N_s \cdot N_p \cdot i \cdot \theta). \quad (7)$$

Harmonics other than multiples of  $N_p^{th}$  are cancelled, hence reducing the cogging torque.

**Improved design using magnet shifting technique.** The design is improved with application of magnet shifting technique to 200 W, 1000 rpm PMBLDC motor. The rotor of initial design is shown in Fig. 5,a and rotor of improved design with magnet shifting technique is shown in Fig. 5,b. Series of simulation exercise have been performed with FE technique to obtain cogging torque profile with relative magnet shifting from 1° to 3°.

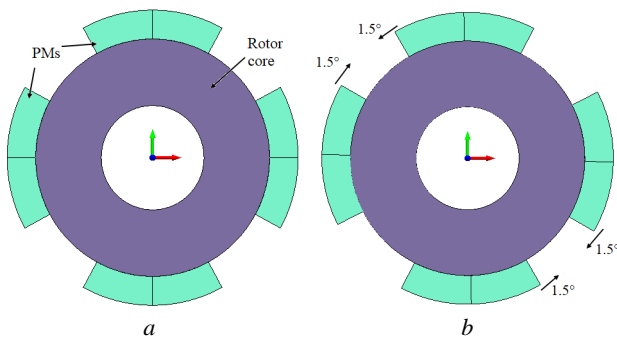


Fig. 5. Sectional view of rotor (a) reference design with regular PMs (b) improved design with shifted PMs

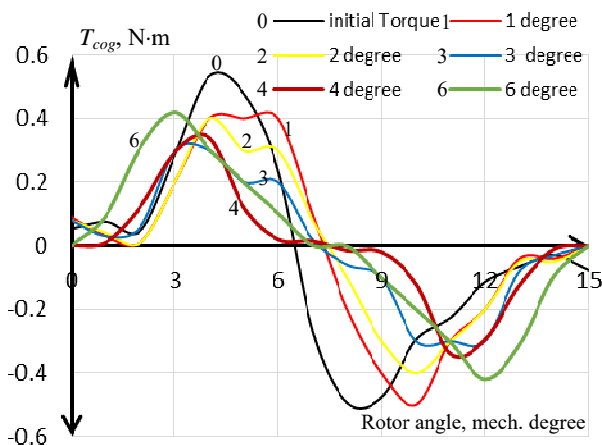


Fig. 6. Comparison between cogging torque profiles of reference design and improved design

The reference design of PMBLDC motor has cogging torque (p-p) of 1.1 N·m. With an objective of cogging torque reduction, magnet shifting is performed from 1° to 6° in the step of 1°. Figure 6 shows simulation results of cogging torque response on account of magnet shifting and its comparison with cogging torque profile of reference motor. It is observed that the improved design having magnet shifting of 3° has the minimum cogging torque (p-p) of 0.6 N·m. Cogging torque (p-p) has been reduced from 1.1 N·m to 0.6 N·m. Table 2 shows variation of cogging torque with variation in magnet shift

angle. It is observed that cogging torque has been reduced significantly as magnet shifting angle is increased up to 3°. The cogging torque is increased for magnet shift angle of 4° and 6°. The reduction in average torque is marginal in improved designs.

Table 2  
Comparison between initial and improved designs of radial flux PMBLDC motor

Sr. no.	Design details	Cogging torque peak to peak (N·m)	Average torque (N·m)
1	Initial design	1.10	1.91
2	Improved design	Magnet shift 1°	1.89
3		Magnet shift 2°	1.89
4		Magnet shift 3°	1.89
5		Magnet shift 4°	1.88
6		Magnet shift 6°	1.87

Comparison between average torque of reference design and improved design with magnet shift angle of 3° is shown in Fig. 7. It is seen that the torque ripple is also decreased in improved design incorporating magnet shifting technique.

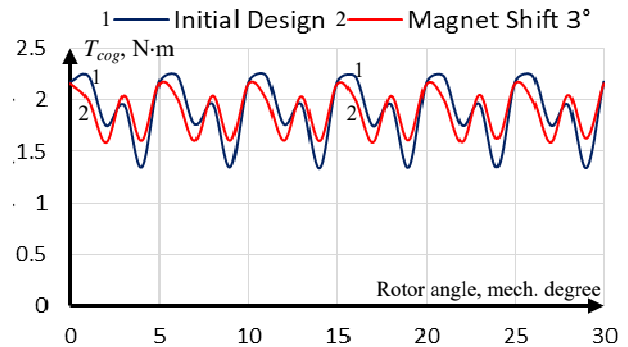


Fig. 7. Comparison between average torque profile of reference design and improved design

The back electromotive force (EMF) profiles of initial design and improved design are shown in Fig. 8. It is observed that the back EMF waveform is slightly improved when magnet shifting technique is applied. The value of back EMF remains nearly equal in both the designs. The harmonic spectrum of back EMF of initial design and improved design is shown in Fig. 9. It is observed that Total Harmonic Distortion (THD) is reduced from 8.03 % to 6.54 %.

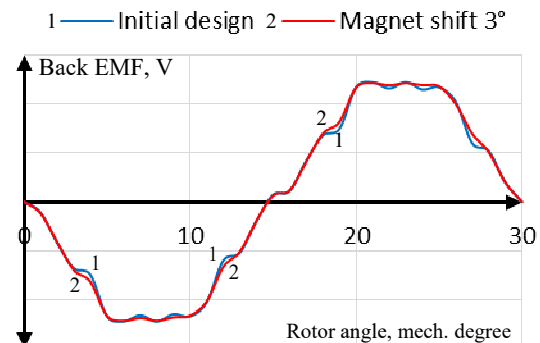


Fig. 8. Comparison between back EMF profile of initial design and improved design

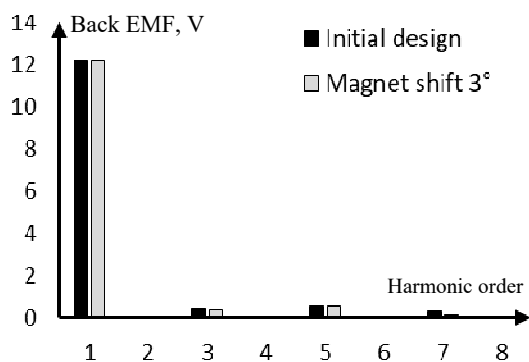


Fig. 9. Comparison of fast Fourier transform (FFT) analysis of back EMF

It is highly desirable to compare actual flux densities set up in various parts of motor with assumed flux densities in respective sections. Electromagnetic field analysis with FE software is carried out, on initially

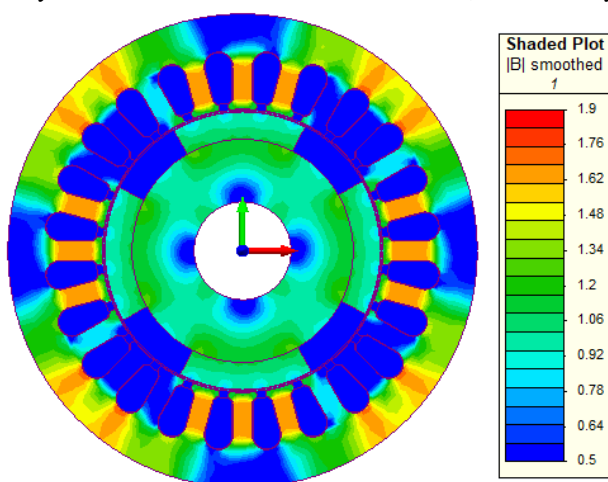


Fig. 10. Flux density distribution of reference design

designed reference motor and improved designed motor with magnet shifting technique, to evaluate flux densities in various portions of the motor.

A numerical technique, FE method is flexible, reliable and effective method in the analysis of power-frequency electromagnetic devices. FE analysis software uses this technique to perform electromagnetic field analysis in electromagnetic devices. The motor model is divided into FEs using self adaptive meshing. The Maxwell equations are used to evaluate flux densities and field intensities in each FE. The results obtained for each FE is integrated to obtain the flux density in various parts of the motor.

Shaded field plot of reference design and improved design have been shown in Fig. 10, 11 respectively. Actual flux densities in different parts of the motor are close to assumed flux densities of reference and improved designs. Hence, both designs are validated.

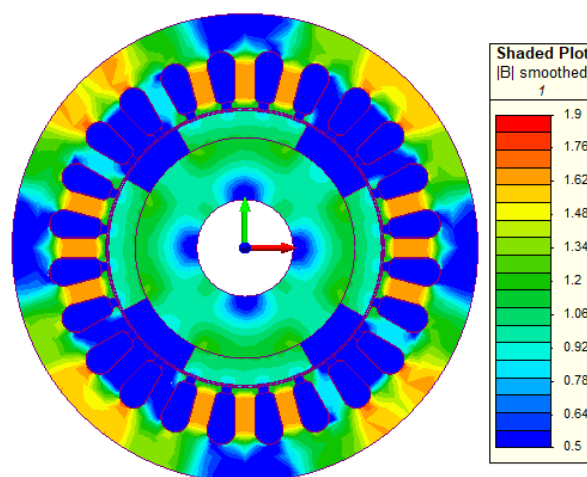


Fig. 11. Flux density distribution of improved design

### Conclusions.

The magnet shifting technique is introduced in this paper to analyze its effect on cogging torque of permanent magnet brushless DC motor. The surface mounted permanent magnet brushless DC motor of 200 W, 1000 rpm is designed initially by mounting four permanent magnets symmetrically with respect to each other and considered as a reference design for the analysis. Design is improved by shifting position of permanent magnets by 1°, 2°, 3°, 4° and 6° mechanical degree with respect to each other. Finite element analysis is carried out to find cogging torque of both reference design and improved design. As the magnet shift angle increases, the cogging torque reduces. It has been analyzed that cogging torque (p-p) is reduced to 54.5 % for magnet shift angle of 3° with marginal reduction in average torque. Thus, it is examined that magnet shifting technique is an effective technique to reduce cogging torque of radial flux permanent magnet brushless DC motor.

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

### REFERENCES

1. D. C. Hanselman, *Brushless Permanent Magnet Motor Design*, New York, McGraw- Hill, 1994.
2. 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>.
3. Liu Ronghui, Wang Rumei, Li Jiebao. Reduction of cogging torque in surface-mounted permanent magnet brushless motor based on Motorsolve. *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies*, 2012, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/ISGT-Asia.2012.6303245>.
4. Liu T., Huang S., Gao J., Lu K. Cogging Torque Reduction by Slot-Opening Shift for Permanent Magnet Machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2013, vol. 49, no. 7, pp. 4028-4031. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2013.2239977>.
5. Seo J.-D., Yoo J.-H., Jung T.-U. Design on notch structure of stator tooth to reduce of cogging torque of single-phase BLDC motor. *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2015, pp. 1475-1478. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2015.7385273>.
6. Chabchoub M., Ben Salah I., Krebs G., Neji R., Marchand C. PMSM cogging torque reduction: Comparison between different shapes of magnet. *2012 First International Conference on Renewable Energies and Vehicular Technology*, 2012, pp. 206-211. doi: <https://doi.org/10.1109/REVET.2012.6195272>.
7. Islam M.S., Mir S., Sebastian T. Issues in reducing the cogging torque of mass-produced permanent magnet brushless DC motor. *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference*, 2003, vol. 1, pp. 393-400. doi: <https://doi.org/10.1109/IAS.2003.1257531>.
8. Yu H.-C., Yu B.-S., Yu J., Lin C.-K. A Dual Notched Design of Radial-Flux Permanent Magnet Motors with Low

- Cogging Torque and Rare Earth Material. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2014, vol. 50, no. 11, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2014.2329139>.
9. Srisiriwanna T., Konghirun M. A study of cogging torque reduction methods in brushless dc motor. *2012 9th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, 2012, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/ECTICon.2012.6254191>.
10. Zhang B., Wang X., Zhang R., Mou X. Cogging torque reduction by combining teeth notching and rotor magnets skewing in PM BLDC with concentrated windings. *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2008, pp. 3189-3192.
11. Setiabudy R., Wahab H., Putra Y.S. Reduction of cogging torque on brushless direct current motor with segmentation of magnet permanent. *2017 4th International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE)*, 2017, pp. 81-86. doi: <https://doi.org/10.1109/ICITACEE.2017.8257680>.
12. Karnavas Y.L., Chasiotis I.D., Gkiokas A.D. An Investigation Study Considering the Effect of Magnet Type, Slot Type and Pole-Arc to Pole-Pitch Ratio Variation on PM Brushless DC Motor Design. *2018 5th International Conference on Mathematics and Computers in Sciences and Industry (MCSI)*, 2018, pp. 7-13. doi: <https://doi.org/10.1109/MCSI.2018.00010>.
13. Ki-Jin Han, Han-Sam Cho, Dong-Hyeok Cho, Hyun-Kyo Jung. Optimal core shape design for cogging torque reduction of brushless DC motor using genetic algorithm. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2000, vol. 36, no. 4, pp. 1927-1931. doi: <https://doi.org/10.1109/20.877824>.
14. Wang A., Ma D., Shu S. Influence of magnet pole shifting on cogging torque for PMSG application. *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2014, pp. 495-499. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2014.7013521>.
15. Islam R., Husain I., Fardoun A., McLaughlin K. Permanent Magnet Synchronous Motor Magnet Designs with Skewing for Torque Ripple and Cogging Torque Reduction. *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, 2007, pp. 1552-1559. doi: <https://doi.org/10.1109/07IAS.2007.240>.
16. Boukais B., Zeroug H. Magnet Segmentation for Commutation Torque Ripple Reduction in a Brushless DC Motor Drive. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2010, vol. 46, no. 11, pp. 3909-3919. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2010.2057439>.
17. Nur T., Haroen Y. Investigation the influence of magnet slots with fixed slot opening width on the cogging torque of Inset-PMSM. *The 2nd IEEE Conference on Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE) 2014*, pp. 195-197. doi: <https://doi.org/10.1109/ICPERE.2014.7067211>.
18. Petrov I., Ponomarev P., Alexandrova Y., Pyrhonen J. Unequal Teeth Widths for Torque Ripple Reduction in Permanent Magnet Synchronous Machines With Fractional-Slot Non-Overlapping Windings. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2015, vol. 51, no. 2, pp. 1-9. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2014.2355178>.
19. Dosiek L., Pillay P. (). Cogging Torque Reduction in Permanent Magnet Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2007, vol. 43, no. 6, pp. 1565-1571. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2007.908160>.

Received 26.01.2022

Accepted 25.04.2022

Published 01.06.2022

Tejas H. Panchal<sup>1</sup>, Assistant Professor,  
 Amit N. Patel<sup>1</sup>, PhD, Assistant Professor,  
 Rajesh M. Patel<sup>2</sup>, PhD, Professor,  
<sup>1</sup> Department of Electrical Engineering,  
 Institute of Technology, Nirma University,  
 Ahmedabad, Gujarat, India,  
 e-mail: tejas.panchal@nirmauni.ac.in (Corresponding author),  
 amit.patel@nirmauni.ac.in,  
<sup>2</sup> Department of Electrical Engineering,  
 MEFGI's Faculty of PG Studies,  
 Rajkot, Gujarat, India,  
 e-mail: r\_mpatel77@hotmail.com

#### How to cite this article:

Panchal T.H., Patel A.N., Patel R.M. Reduction of cogging torque of radial flux permanent magnet brushless DC motor by magnet shifting technique. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 15-20. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.03>

B.I. Kuznetsov, T.B. Nikitina, I.V. Bovdvi, O.V. Voloshko, V.V. Kolomiets, B.B. Kobylanskyi

## Comparison of the effectiveness of thriple-loop and double-loop systems of active shielding of a magnetic field in a multi-storey old buildings

**Aim.** The issues of comparing the effectiveness of reducing the level of the magnetic field in a five-storey old buildings generated by a single-circuit overhead power transmission lines with a triangular suspension of wires using a thriple-loop and double-loop systems of active screening, which respectively contain three or two compensating windings are considered. **Methodology.** Spatial location coordinates of the compensating windings and the currents in the shielding windings were determined during the design of systems of active screening based on solution of the maximin vector optimization problem, in which the vector of objective function is calculated based on Biot-Savart's law. The solution of this problem is calculated based on algorithms of multi-swarm multi-agent optimization. **Results.** The results of theoretical and experimental comparing the effectiveness of reducing the level of the magnetic field in a five-storey old generated by a single-circuit overhead power transmission lines with a triangular suspension of wires using a thriple-loop and double-loop systems of active screening, which respectively contain three or two compensating windings are presented. **Originality.** For the first time, the comparison the effectiveness of reducing the level of the magnetic field in a five-storey old using a thriple-loop and double-loop systems of active screening are considered. **Practical value.** From the point of view of the practical implementation it is shown the possibility to reduce the level of magnetic field induction in a five-storey old buildings to the sanitary standards of Ukraine for real overhead power transmission lines currents with the help of a synthesized double-loop systems of active screening. A double-loop active screening system is simpler in comparison with a thriple-loop active screening system when implementing. References 48, figures 7.

**Key words:** overhead power line, magnetic field, system of active screening, computer simulation, experimental research.

**Мета.** Розглянуто питання порівняння ефективності зниження рівня магнітного поля в п'ятиповерховому домі старої забудови, генеруемого одноконтурною повітряною лінією електропередачі з трикутним підвісом проводів з використанням трьохконтурної та двоконтурної систем активного екранування, які відповідно містять три або дві компенсаційні обмотки. **Методика.** При проектуванні системи активного екранування визначалися координати просторового розташування екрануючих обмоток і струми в екрануючих обмотках на основі рішення задачі максиміної векторної оптимізації, в якій вектор цільової функції розраховується за законом Біо-Савара. Рішення цієї задачі розраховано на основі алгоритмів багаторойової багатоагентної оптимізації. **Результати.** Наведені результати теоретичного та експериментального порівняння ефективності зниження рівня магнітного поля в п'ятиповерховому домі старої забудови, генеруемого одноконтурною повітряною лінією електропередачі з трикутним підвісом проводів з використанням трьохконтурної та двоконтурної систем активного екранування, які містять відповідно три або дві компенсаційні обмотки. **Оригінальність.** Вперше розглянуто порівняння ефективності зниження рівня магнітного поля в п'ятиповерховому домі старої забудови, за допомогою трьохконтурної та двоконтурної систем активного екранування. **Практична цінність.** З точки зору практичної реалізації показано можливість зниження рівня індукції магнітного поля в п'ятиповерховому домі старої забудови до санітарних норм України для реальних струмів повітряної лінії електропередачі за допомогою синтезованої двоконтурної системи активного екранування. Двоконтурна система активного екранування в порівнянні з трьохконтурною системою активного екранування при впровадженні простіша. Бібл. 48, рис. 7.

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

**Introduction.** Many existing overhead power transmission lines in Ukraine run near the zones of old residential buildings. Often old residential buildings are located in the immediate vicinity of residential buildings, as shown in Fig. 1. Naturally, in such residential buildings the level of magnetic field (MF) induction exceeds the sanitary standards of Ukraine by two or three times [1–4]. For the safe operation of many old residential buildings, it is economically expedient to reduce the induction level of the initial MF to the level of sanitary standards of Ukraine by means of active shielding [5–18].

These lines generate a magnetic field with a circular space-time characteristic [6] to compensate for which by means of active shielding at least two compensation windings are required [14].

To compensate for this magnetic field in a multi-storey old building, three or more compensation windings may be needed [16–18]. In [19], the issues of reducing the level of the magnetic field generated by a single-circuit power transmission line with a triangular arrangement of wires in a five-storey building of an old building are considered. With the help of such a system of active

shielding, it is possible to reduce the level of the initial magnetic field by 8 times from the induction level of the initial magnetic field of 4  $\mu\text{T}$  to the level of sanitary standards of Ukraine of 0.5  $\mu\text{T}$ . At the same time, sanitary standards are met throughout the entire space of the five-storey building.



Fig. 1. Location of a residential building near overhead power transmission lines

This active screening system has been synthesized for the rated current of the transmission line. However, the real currents in the power transmission lines of Ukraine are two to three times less than the rated currents. In this regard, it is advisable to synthesize an active screening system, with the help of which it is possible to reduce the level of magnetic field induction in old buildings to the sanitary standards of Ukraine at real power transmission line currents.

From the point of view of practical implementation, in comparison with a three-circuit active screening system, a two-circuit active screening system is simpler. When implementing a two-circuit system, firstly, fewer supports are needed to suspend only two rather than three compensating windings. Secondly, to supply the compensating windings of the windings, only two power amplifiers are needed instead of three, and a smaller number of sensors are needed to measure the magnetic flux density of the of magnetic field.

**The objective of the work** is to synthesize and to compare the effectiveness of triple-loop and double-loop systems of active shielding of the magnetic field generated by single-circuit overhead power lines with a triangular suspension of wires in a multi-story old building.

**Problem statement.** To reduce the level of the magnetic field around the world, systems of active shielding of the magnetic field are used with the help of a system of special controlled magnetic field sources – windings with adjustable current, installed in the area where it is necessary to maintain internal magnetic field parameters [11–14].

For a given shielding space, in particular an old multi-storey residential building located in the immediate vicinity of an overhead power line, it is necessary to create a magnetic field by means of active shielding, which would compensate for the original magnetic field.

Consider a system of active shielding of magnetic field using a system of special controlled sources of magnetic field – windings with adjustable current, installed in the area where it is necessary to maintain the parameters of the internal magnetic field within specified limits. The man-caused magnetic field is created by a three-phase high-voltage power line.

We introduce the vector of the required parameters of systems of active shielding, the components of which are vector of coordinates of the spatial location of the compensation windings and regulators parameters [20–24]. Also we introduce vector of the parameter of uncertainty of external magnetic field model [23, 24]. Then the problem of synthesis of systems of active shielding is associated with computation of such vector of the required parameters of systems of active shielding which assumes a minimum value from maximum value of the magnetic flux density at selected points of the shielding space [25–29]. However, in this case, it is necessary to simultaneously determine such a value of vector of the parameter uncertainty, at which the maximum value of the same magnetic flux density is maximum. This is the worst-case approach when robust systems synthesis [30–33].

**Method of synthesis.** This problem is the multi-criteria two-player zero-sum antagonistic game [40, 41].

The vector payoffs are the magnetic flux density in points of the shielding space. The vector payoff is the vector nonlinear functions of vector of the required parameters of systems of active shielding and vector of the parameter of uncertainty of external magnetic field model and calculated based on Biot-Savart's law [1]. In this game the first player is the parameters of systems of active shielding and its strategy is the minimization of vector payoff. The second player is the vector of parameter uncertainty and its strategy is maximization of the same vector payoff. The decision of this game is calculated on based of multi-swarm stochastic multi-agent optimization algorithm [42–48]. This decision is choose from systems of Pareto-optimal decisions [42].

**Computer simulation.** Let us consider the result of synthesis of triple-loop and double-loop systems of active shielding of the magnetic field generated by single-circuit overhead power lines with a triangular suspension of wires in a multi-story old building. In Fig. 2 are shown the layout of the power transmission line, a five-story building, in which it is necessary to reduce the level of the magnetic field, and the location of three (a) and two (b) compensating windings of systems of active screening.

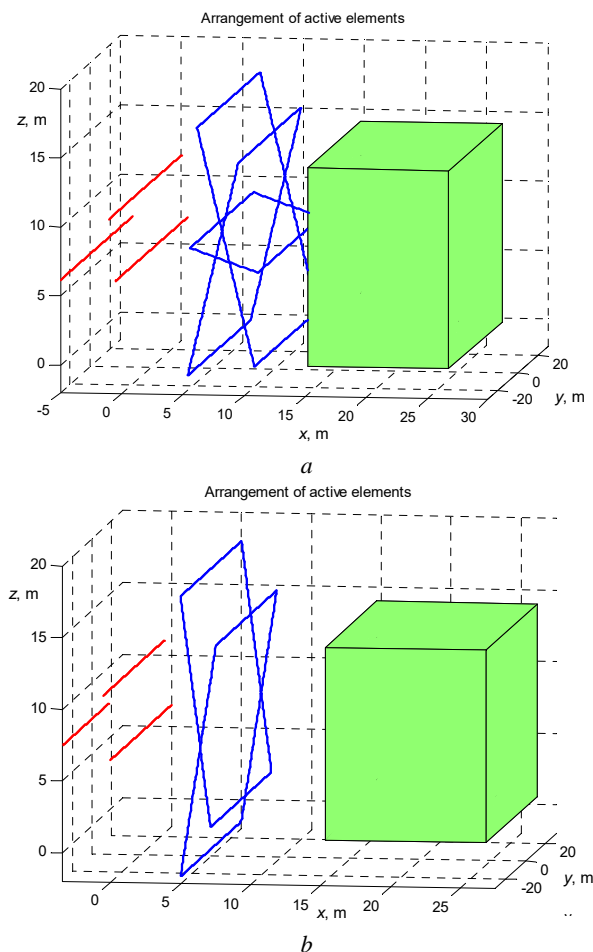


Fig. 2. Layout of the power transmission line, a five-story building, in which it is necessary to reduce the level of the magnetic field, and the location of three (a) and two (b) compensating windings of systems of active screening

The coordinates of the spatial position of the compensation windings, the parameters of the regulators and the currents in the compensation windings are calculated as a



result of solving the problem of vector optimization in the synthesis of the systems of active shielding.

In Fig. 3 are shown the distributions of the resulting magnetic field for triple-loop (a) and double-loop (b) systems. When operating a triple-loop system, as follows from Fig. 3,a, using the systems of active screening, the induction level of the resulting magnetic field in the entire space of a five-story building does not exceed the level of  $0.5 \mu\text{T}$ , which corresponds to the sanitary standards of Ukraine. However, when operating a double-loop system, as shown in Fig. 3,b, the level of induction of the resulting magnetic field at the border of a five-storey building exceeds the level of sanitary standards of Ukraine in  $0.5 \mu\text{T}$ . In general, the implementation of sanitary standards is carried out on 90 % of the area of five-story old building.

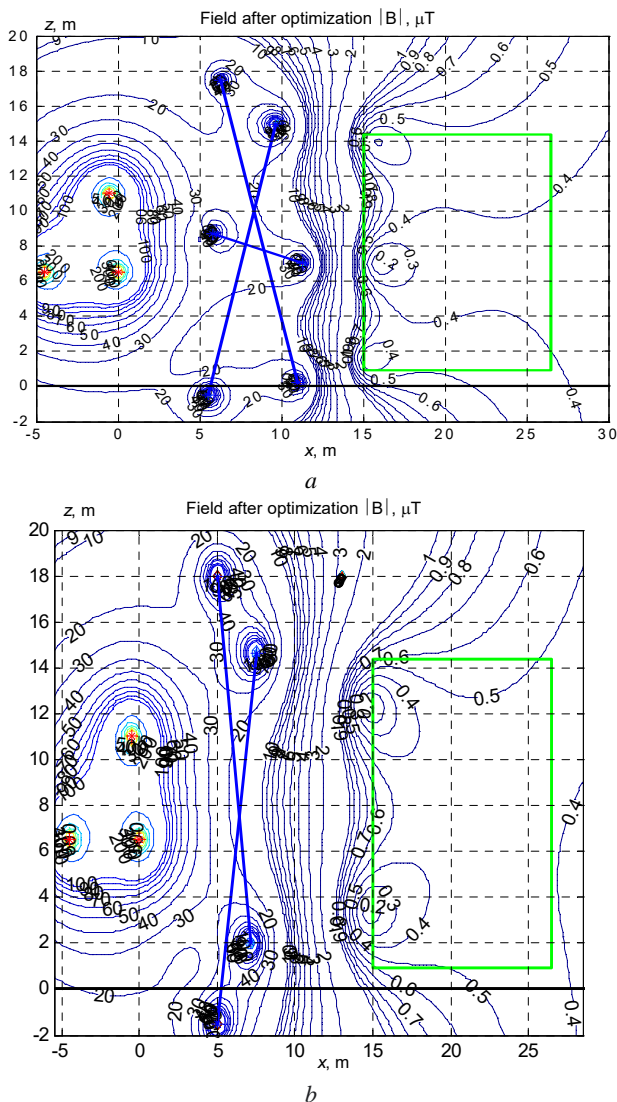


Fig. 3. Distributions of the resulting magnetic field for triple-loop (a) and double-loop (b) systems

In Fig. 4 are shown the dependences of the induction level of the initial MF and the resulting magnetic field as a function of the distance from the power transmission line. When operating a triple-loop systems of active screening, as follows from Fig. 3,a, the induction level in the entire space of a five-story building does not exceed  $0.5 \mu\text{T}$ . However, during the operation of a two-circuit

systems of active screening, the level of induction is slightly higher than the level of  $0.5 \mu\text{T}$  inside a five-story building near a power transmission line, as it shown in Fig. 3,b.

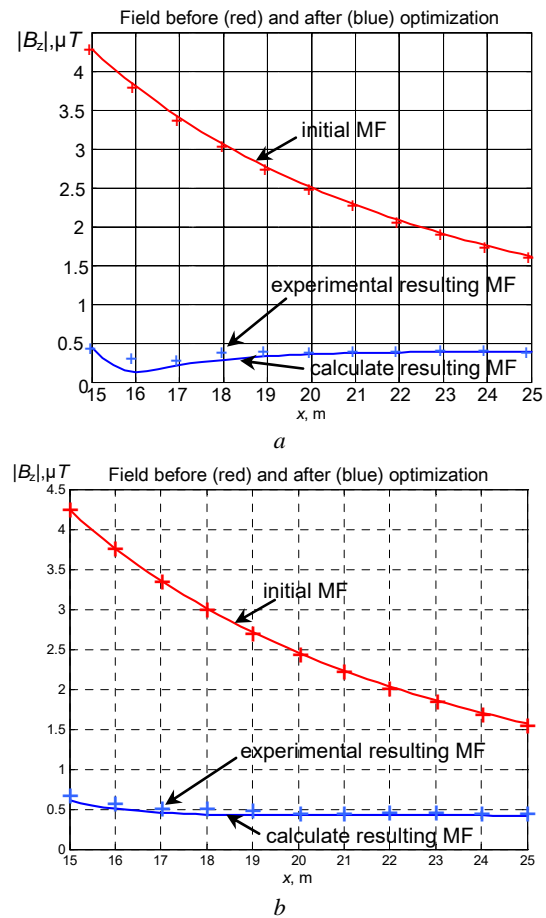


Fig. 4. Dependences of the induction level of the initial MF and the resulting magnetic field as a function of the distance from the power transmission line

In Fig. 5 are shown the spatio-temporal characteristics of the initial magnetic field (1), the magnetic field generated by the compensation windings (2) and the resulting magnetic field (3), respectively, for three-circuit (a) and two-loop (b) active screening systems. As follows from Fig. 5,a, during the operation of a three-loop active screening system, the initial magnetic field is almost completely compensated by the screening windings so that the spatio-temporal characteristic of the resulting magnetic field remaining after the operation of the three-loop active screening system is a point.

This results in a high shielding factor of more than 20 units in a limited area of the shielding space under consideration. However, when a two-loop active screening system operates in this limited area of the screening space, the screening factor is about 6 units. Therefore, the spatio-temporal characteristic of the resulting magnetic field remaining after the operation of the two-loop active screening system is a line.

**Experimental results.** For experimental research, models of three-loop and two-loop active shielding systems were developed, as well as a model of a single-loop overhead power line with a triangular suspension of wires.

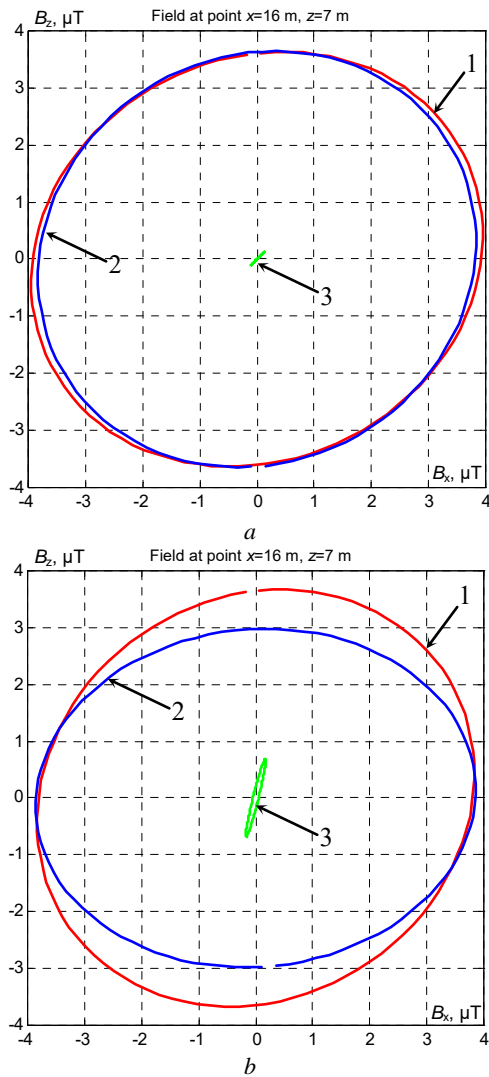


Fig. 5. The spatio-temporal characteristics of the initial magnetic field (1), the magnetic field generated by the compensation windings (2) and the resulting magnetic field (3), respectively, for three-circuit (a) and two-loop (b) active screening systems

Let us consider the field experimental model of systems of active screening. In Fig. 6 are shown three compensation windings (a) a triple-loop active screening system and two compensation windings (b) a double-loop active screening system.

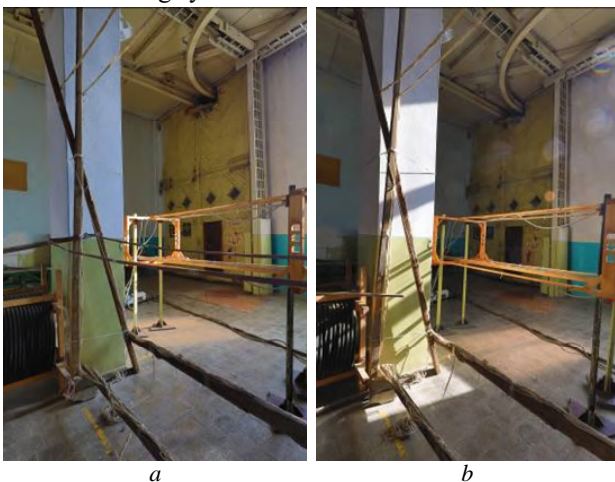


Fig. 6. Three compensation windings (a) for triple-loop active screening system and two compensation windings (b) for double-loop system of active screening

The special measuring system for experimental measurement of space-time characteristics was developed. This measuring system includes two measuring windings, the axes of which are perpendicular to each other. An important issue in tuning this measuring system is the precise setting of the gains and phase shifts of the individual measurement channels. In Fig. 7 are shown experimental measurement space-time characteristics of magnetic field.

In Fig. 7,a is shown experimental measurement space-time characteristics of initial magnetic field. The shape of this characteristic is close to a circle, which corresponds to the calculated space-time characteristics of initial magnetic field characteristic, which are shown in Fig. 5.

In Fig. 7,b is shown experimental measurement space-time characteristics of resulting magnetic field with double-loop system of active shielding is on. The shape of this characteristic is close to to the calculated space-time characteristics of resulting magnetic field with double-loop system of active shielding is on, which is shown in Fig. 5,b.

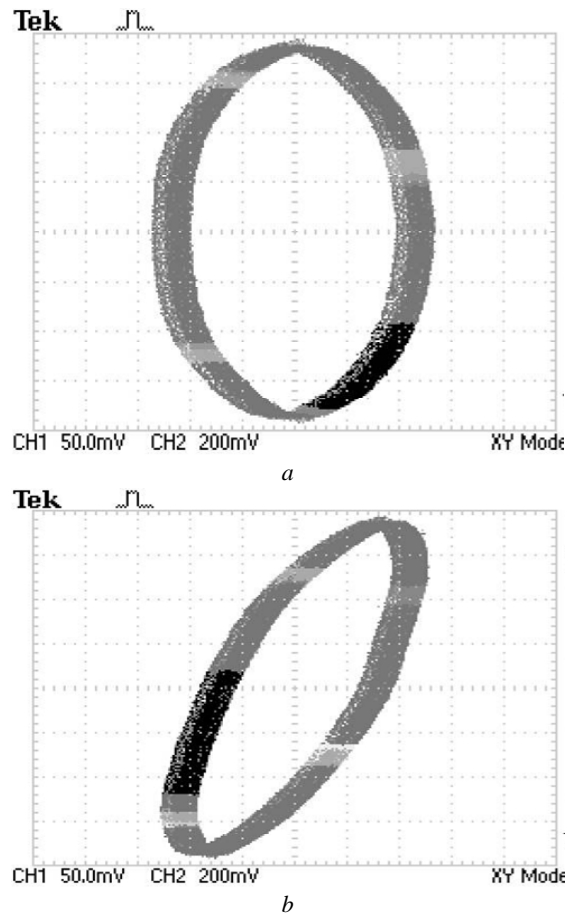


Fig. 7. The experimental measurement space-time characteristics of initial magnetic field (a) and resulting magnetic field (b) with double-loop system of active shielding is on

Note that experimental measurement space-time characteristics of resulting magnetic field with triple-loop system of active shielding is on quite small compared to experimental measurement space-time characteristics of initial magnetic field. The shape of this characteristic is close to a dot, which corresponds to the calculated space-time characteristics of resulting magnetic field with triple-loop system of active shielding is on, which are shown in Fig. 5,a.

In Fig. 4 also are shown the level of induction of magnetic field calculated (solid line) and measured with and without systems of active screening.

The difference of magnetic flux density found by measurements and simulations in the shielding zone does not exceed 20 %. The experimental shielding factor of systems of active screening is more than 8.

Note that real power transmission line currents are two to three times less than the rated currents. That's why from the point of view of the practical implementation it is shown the possibility to reduce the level of magnetic field induction in a five-storey old buildings to the sanitary standards of Ukraine for real overhead power transmission lines currents with the help of a synthesized double-loop systems of active screening. A double-loop system of active screening is simpler in comparison with a triple-loop active screening system when implementing.

**Discussion.** Note that during the operation of a three-circuit systems of active screening in the distribution of the induction of the resulting magnetic field there is a minimum with an induction value of 0.2  $\mu\text{T}$  at the point with coordinates (16.0, 7.0), for which the screening factor is 20 units. In addition to this global minimum, there are two more local minima with an induction value of 0.4  $\mu\text{T}$  at points with coordinates (16.0, 1.5) and (16.0, 14.0), the screening factor of which is 10 units.

During the operation of a two-circuit systems of active screening in the distribution of the induction of the resulting magnetic field, there are also two local minima with an induction value of 0.2  $\mu\text{T}$  at points with coordinates (15.0, 3.5) and (15.5, 12.5) on the border of a five-storey building, of which the screening factor is 20 units.

The presence of such local minima in the magnetic field induction distribution imposes specific requirements on the algorithms used for solving optimization problems. In particular, in the synthesis of the systems of active screening under consideration, stochastic multi-swarm multi-agent optimization algorithms were used.

### Conclusions.

1. The synthesis of triple-loop and double-loop systems of active shielding of the magnetic field generated by 110 kV single-circuit overhead power lines with a triangular suspension of wires in a five-storey old building has been performed. As a result of the synthesis, the coordinates of the location of three and two compensation windings, respectively, were determined, as well as the currents and phases in these compensation windings.

2. To synthesize robust systems of active screening, solutions to minimax vector optimization problems were calculated based on stochastic multi-agent optimization algorithms. The calculation of vector objective functions and constraints was carried out on the basis of the Bio-Savart's law.

3. The study of the efficiency of the synthesized triple-loop and double-loop systems of active screening of the magnetic field in a five-storey old building has been carried out. It is shown that with the help of a triple-loop system, the level of the initial magnetic field is reduced to the sanitary standards of Ukraine in the entire all space of a five-storey building. The screening factor is more than 8 units.

4. It is shown, that for rated currents of 110 kV power transmission line with the help of a double-loop system

the implementation of sanitary standards is carried out only on 90 % of the area of five-storey old building.

5. For real currents of 110 kV power transmission line, which are two to three times less than the rated currents, with the help of a synthesized double-loop systems of active screening, it is possible to reduce the level of induction of magnetic field in the entire all space of a five-storey old building to the sanitary standards of Ukraine.

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

### REFERENCES

1. Rozov V.Y., Zavalnyi A.V., Zolotov S.M., Gretsikh S.V. The normalization methods of the static geomagnetic field inside houses. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 2, pp. 35-40. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2015.2.07>.
2. Rozov V.Yu., Grinchenko V.S., Yerisov A.V., Dobredeyev P.N. Efficient shielding of three-phase cable line magnetic field by passive loop under limited thermal effect on power cables. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 6, pp. 50-54. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2019.6.07>.
3. Rozov V., Grinchenko V. Simulation and analysis of power frequency electromagnetic field in buildings closed to overhead lines. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kyiv, Ukraine, 2017, pp. 500-503. doi: <https://doi.org/10.1109/ukrcon.2017.8100538>.
4. Rozov V.Yu., Kundius K.D., Pelevin D.Ye. Active shielding of external magnetic field of built-in transformer substations. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 24-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.3.04>.
5. Salceanu A., Paulet M., Alistar B.D., Asimincesei O. Upon the contribution of image currents on the magnetic fields generated by overhead power lines. *2019 International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIEMEN)*. 2019. doi: <https://doi.org/10.1109/sielmen.2019.8905880>.
6. 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/tpwr.2011.2158593>.
7. Ippolito L., Siano P. Using multi-objective optimal power flow for reducing magnetic fields from power lines. *Electric Power Systems Research*, Feb. 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).
8. 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.epr.2014.01.005>.
9. 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>.
10. 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).
11. 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>.

12. 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>.
13. 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>.
14. 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 28.10.2020).
15. 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>.
16. 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>.
17. 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>.
18. 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>.
19. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Kolomiets V.V., Kobylanskiy B.B. Overhead power lines magnetic field reducing in multi-story building by active shielding means. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 2, pp. 23-29. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.04>.
20. Martynenko G. Practical application of the analytical method of electromagnetic circuit analysis for determining magnetic forces in active magnetic bearings. *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, 2020, pp. 1-4, doi: <https://doi.org/10.1109/paep49887.2020.9240774>.
21. Martynenko G., Martynenko V. Modeling of the dynamics of rotors of an energy gas turbine installation using an analytical method for analyzing active magnetic bearing circuits. *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2020, pp. 92-97. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250156>.
22. 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>.
23. 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>.
24. 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>.
25. Tytiuk V., Chornyi O., Baranovskaya M., Serhienko S., Zachepa I., Tsvirkun L., Kuznetsov V., Tryputen N. Synthesis of a fractional-order  $PI^{\alpha}D^{\beta}$ -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>.
26. Zagirnyak M., Chornyi 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>.
27. Chornyi 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>.
28. 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>.
29. 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>.
30. Ostroumov I., Kuzmenko N., Sushchenko O., Pavlikov V., Zhyla S., Solomentsev O., Zaliskyi M., Averyanova Y., Tserne E., Popov A., Volosyuk V., Ruzhentsev N., Dergachov K., Havrylenko O., Kuznetsov B., Nikitina T., Shmatko O. Modelling and simulation of DME navigation global service volume. *Advances in Space Research*, 2021, vol. 68, no. 8, pp. 3495-3507. doi: <https://doi.org/10.1016/j.asr.2021.06.027>.
31. Averyanova Y., Sushchenko O., 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. UAS cyber security hazards analysis and approach to qualitative assessment. In: Shukla S., Unal A., Varghese Kureethara J., Mishra D.K., Han D.S. (eds) *Data Science and Security. Lecture Notes in Networks and Systems*, 2021, vol. 290, pp. 258-265. Springer, Singapore. doi: [https://doi.org/10.1007/978-981-16-4486-3\\_28](https://doi.org/10.1007/978-981-16-4486-3_28).
32. Zaliskyi M., Solomentsev O., Shcherbyna O., Ostroumov I., Sushchenko O., Averyanova Y., Kuzmenko N., Shmatko O., Ruzhentsev N., Popov A., Zhyla S., Volosyuk V., Havrylenko O., Pavlikov V., Dergachov K., Tserne E., Nikitina T., Kuznetsov B. Heteroskedasticity analysis during operational data processing of radio electronic systems. In: Shukla S., Unal A., Varghese Kureethara J., Mishra D.K., Han D.S. (eds) *Data Science and Security. Lecture Notes in Networks and Systems*, 2021, vol. 290, pp. 168-175. Springer, Singapore. doi: [https://doi.org/10.1007/978-981-16-4486-3\\_18](https://doi.org/10.1007/978-981-16-4486-3_18).
33. Sushchenko O.A. Robust control of angular motion of platform with payload based on  $H_{\infty}$ -synthesis. *Journal of Automation and Information Sciences*, 2016, vol. 48, no. 12, pp. 13-26. doi: <https://doi.org/10.1615/jautomatinfscien.v48.i12.20>.
34. Chikovani V., Sushchenko O. Self-compensation for disturbances in differential vibratory gyroscope for space navigation. *International Journal of Aerospace Engineering*, 2019, vol. 2019, Article ID 5234061, 9 p. doi: <https://doi.org/10.1155/2019/5234061>.
35. Gal'chenko V.Y., Vorob'ev M.A. Structural synthesis of attachable eddy-current probes with a given distribution of the probing field in the test zone. *Russian Journal of Nondestructive Testing*, Jan. 2005, vol. 41, no. 1, pp. 29-33. doi: <https://doi.org/10.1007/s11181-005-0124-7>.
36. Halchenko V.Y., Ostapushchenko D.L., Vorobyov M.A. Mathematical simulation of magnetization processes of arbitrarily shaped ferromagnetic test objects in fields of given spatial configurations. *Russian Journal of Nondestructive Testing*, Sep. 2008, vol. 44, no. 9, pp. 589-600. doi: <https://doi.org/10.1134/S1061830908090015>.

37. Ostroumov I., Kuzmenko N., Sushchenko O., Zaliskyi M., Solomentsev O., Averyanova Y., Zhyla S., Pavlikov V., Tserne E., Volosyuk V., Dergachov K., Havrylenko O., Shmatko O., Popov A., Ruzhentshev N., Kuznetsov B., Nikitina T. A probability estimation of aircraft departures and arrivals delays. In: Gervasi O. et al. (eds) *Computational Science and Its Applications – ICCSA 2021. ICCSA 2021. Lecture Notes in Computer Science*, vol. 12950, pp. 363-377. Springer, Cham. doi: [https://doi.org/10.1007/978-3-030-86960-1\\_26](https://doi.org/10.1007/978-3-030-86960-1_26).
38. Chystiakov P., Chorny O., Zhautikov B., Sivyakova G. Remote control of electromechanical systems based on computer simulators. *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 2017, pp. 364-367. doi: <https://doi.org/10.1109/mees.2017.8248934>.
39. Zagirnyak M., Bisikalo O., Chorna O., Chorny O. A Model of the Assessment of an Induction Motor Condition and Operation Life, Based on the Measurement of the External Magnetic Field. *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kharkiv, 2018, pp. 316-321. doi: <https://doi.org/10.1109/ieps.2018.8559564>.
40. Ummels M. *Stochastic Multiplayer Games Theory and Algorithms*. Amsterdam University Press, 2010. 174 p.
41. Shoham Y., Leyton-Brown K. *Multiagent Systems: Algorithmic, Game-Theoretic, and Logical Foundations*. Cambridge University Press, 2009. 504 p.
42. 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>.
43. Zilzter Eckart. *Evolutionary algorithms for multiobjective optimizations: methods and applications*. PhD Thesis Swiss Federal Institute of Technology, Zurich, 1999. 114 p.
44. 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>.
45. Pulido G.T., Coello C.A.C. A constraint-handling mechanism for particle swarm optimization. *Proceedings of the 2004 Congress on Evolutionary Computation* (IEEE Cat. No.04TH8753), Portland, OR, USA, 2004, vol. 2, pp. 1396-1403. doi: <https://doi.org/10.1109/cec.2004.1331060>.
46. Michalewicz Z., Schoenauer M. Evolutionary Algorithms for Constrained Parameter Optimization Problems. *Evolutionary Computation*, 1996, vol. 4, no. 1, pp. 1-32. doi: <https://doi.org/10.1162/evco.1996.4.1.1>.
47. Parsopoulos K.E., Vrahatis M.N. Particle swarm optimization method for constrained optimization problems. *Proceedings of the Euro-International Symposium on Computational Intelligence*, 2002, pp. 174-181.
48. Xin-She Yang, Zhihua Cui, Renbin Xiao, Amir Hossein Gandomi, Mehmet Karamanoglu. *Swarm Intelligence and Bio-Inspired Computation: Theory and Applications*, Elsevier Inc., 2013. 450 p.

Received 25.02.2022

Accepted 27.03.2022

Published 01.06.2022

B.I. Kuznetsov<sup>1</sup>, Doctor of Technical Science, Professor,  
 T.B. Nikitina<sup>2</sup>, Doctor of Technical Science, Professor,  
 I.V. Bovdii<sup>1</sup>, PhD, Senior Research Scientist,  
 O.V. Voloshko<sup>1</sup>, PhD, Junior Research Scientist,  
 V.V. Kolomiets<sup>2</sup>, PhD, Associate Professor,  
 B.B. Kobylanskyi<sup>2</sup>, PhD, Associate Professor,  
<sup>1</sup> A. 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: tatjana5555@gmail.com; nnpuiupa@ukr.net

#### How to cite this article:

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdii I.V., Voloshko O.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Comparison of the effectiveness of triple-loop and double-loop systems of active shielding of a magnetic field in a multi-storey old buildings. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 21-27. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.04>

К.М. Василів

## Метод динамічних параметрів для математичного моделювання комутаційних процесів запирання вентилів напівпровідникових перетворювачів

*Розроблено метод математичного моделювання вентильних перетворювачів частоти (ВПЧ) на підставі аналізу природи виникнення і закономірностей протікання інверсного струму вентилів під час їх запирання застосуванням динамічних параметрів вентилів, якими слугують послідовно з'єднані індуктивність та активний опір, що змінюються відповідно до закономірності динаміки концентрації носіїв електричних зарядів в структурах напівпровідників (базах, емітерах та р-п переходах). Врахування наявності інверсного струму напівпровідникових вентилів істотно підвищує рівень адекватності математичного моделювання ВПЧ довільної структури і призначення та в довільних режимах їх роботи включно з несиметричними та аварійними перехідними електромагнітними процесами електротехнічних комплексів з ВПЧ не лише на проміжку часу комутації (запирання) вентилів, але й в продовж всього часу моделювання. Бібл. 21, рис. 9.*

**Ключові слова:** **вентиль, комутація, інверсний струм, рівень адекватності, математична модель, програмний код.**

**Вступ.** Одним із наукових і практичних напрямків розвитку електротехніки, який отримав назву «Електроніка», дав змогу розробити низку електронних напівпровідникових приладів, на базі яких створено доволі довгий перелік різноманітних вентильних перетворювачів частоти (ВПЧ), які слугують комутаторами регульованих електроприводів на базі електричних машин змінного струму [1], генераторів змінного струму [2], автономних систем електроживлення [3] та навіть у багатообмоткових трансформаторах для одночасного вмикання вторинних його обмоток в коло електроживлення [4]. ВПЧ також використовуються в електротехнічному обладнанні багатьох інших видів, наприклад, в розрядно-імпульсних системах спеціальних технологічних процесів, зокрема, обробки гранульованих струмопровідних середовищ [5] і таке інше. Використання ВПЧ у складі електротехнічного обладнання дало змогу принципово підвищити його функційні можливості.

Створення та вдосконалення вентильної перетворювальної техніки характерне трьома основними напрямками: розробкою схемних рішень, визначенням статичних і динамічних характеристик та вивченням основних енергетичних співвідношень. Перший напрямок характерний розробленням гіпотетичних моделей, які створені на базі аналітичних методів із застосуванням перемикальних функцій. Яскравим виразником цього етапу слугують праці [6, 7], які стосуються безпосередніх перетворювачів частоти, але це відноситься і до інших перетворювачів (випрямлячів, інверторів, перетворювачів частоти з ланкою постійного струму і т.ін.).

Одночасно з розробкою та впровадженням у практику використання ВПЧ виникла необхідність математичного моделювання електромагнітних процесів, які відбуваються в цих перетворювачах з метою вдосконалення як систем, до яких вони входять, так і самих ВПЧ безпосередньо. Принципово важливо зазначити, що гіпотетичні моделі на кшталт [6, 7] не дають змоги моделювати процеси ВПЧ.

Судячи з великої кількості наукових праць, спрямованих на розв'язання задачі математичного моделювання ВПЧ, вона виявилася на стільки складною, що проблема її розв'язання залишилася актуальною до сьогодні, незважаючи на те, що однозначно досягнуто вагомих позитивних результатів.

На сьогодні в практиці математичного моделювання ВПЧ використовується два підходи. Перший передбачає використання готових комплексів і середовищ моделювання. Так широкого застосування набув програмний комплекс MATLAB/Simulink, про що, як приклад, свідчить його використання в працях [8-11]. До цього ж підходу слід віднести використання спеціальних плат, наприклад, у [12] використано плату розробки EPC9035, яка є модулем напівмостового перетворювача, а розроблена вона компанією Power Conversion. Сюди ж логічно віднести програмний комплекс MotorSolve [13]. Важливо зазначити, що в [13] наголошується на тому, що моделі і алгоритми, закладені в програмі MotorSolve, закриті для користувача, що істотно обмежує можливості оцінки рівня адекватності моделей. Ця ж обставина характерна також і для інших програмних комплексів і плат моделювання, в тому числі і для MATLAB/Simulink в контексті недоступності вичерпної інформації стосовно використаних базових математичних, електротехнічних та інших методів моделювання, що підтверджує актуальність потреби розробки методів і математичних моделей вищого рівня адекватності, ніж у наявних для моделювання електротехнічних комплексів, які містять ВПЧ, з врахуванням всіх найважливіших чинників, що впливають на перебіг процесів, серед яких є і комутація вентилів. Особливо необхідно акцентувати увагу на недостатньо коректному моделюванні в MATLAB/Simulink запирання вентилів, в якому не враховується виникнення та протікання інверсних струмів (струми протилежного напрямку, знаку) протягом часу відновлення властивостей вентилів для їх запертого стану, а запираються вентиля (в разі природної комутації) відразу ж в момент часу спадання їх струмів до нуля.

Згадані вище засоби математичного моделювання ВПЧ, серед яких MATLAB/Simulink, характерні високим рівнем досконалості в сенсі їх практичного використання. Адже тут моделювання виконується в режимі конструювання шляхом вибору та об'єднання окремих структурних і функційних елементів в єдину систему, формуванням якої автоматично створюється відповідний програмний код (машинний алгоритм), який також автоматично утворений з використанням математичних, електротехнічних, механічних чи

© К.М. Василів

будь-яких інших методів. Тому такі засоби моделювання часто користувачами сприймаються як абсолют досконалості, що апіорі виключає в них потребу критично аналізувати та оцінювати рівень адекватності отриманих результатів.

Другий підхід характерний особистою розробкою дослідниками математичних моделей та навіть математичних і електротехнічних методів і на їх підставі алгоритмів і програмних кодів. Це вимагає досконалого володіння знаннями всього спектру від математичних методів до фізики процесів і програмування та дає змогу виникнути в сутність моделювання на найглибшому рівні, а значить мати інформацію про вихідні припущення та можливості точніше оцінити рівень адекватності моделювання. Позиція автора цієї статті збігається саме з другим підходом.

Виходячи з викладеного вище, для обґрунтування актуальності проблеми, на вирішення якої спрямована стаття, та для формулювання завдання, яке ставиться в статті, виконаємо короткий аналіз літератури на предмет з'ясування рівня адекватності математичного моделювання ВПЧ з погляду можливостей застосованих математичних і електротехнічних методів включно з вихідними припущеннями, які приймалися під час розробки математичних моделей.

**Аналіз літератури.** З погляду моделювання ВПЧ як структурного елементу довільної електротехнічної (електроенергетичної, чи електромеханічної) системи найефективнішими є методи двох напрямків, перший з яких передбачає опис електромагнітних процесів диференціальними рівняннями електричного стану зі змінною структурою і постійними параметрами [14], а другий – опис електромагнітних процесів диференціальними рівняннями електричного стану з постійною структурою і змінними параметрами.

До першої групи належать методи, в яких вентилю моделюються ідеальними ключами (S-моделі) [14]. Переконаливою перевагою S-моделей є те, що в них немає потреби оперувати параметрами вентилю для запертого стану, значення яких відрізняється від параметрів для стану провідності на 6-8 порядків. Це дає змогу уникнути розкиду параметрів і, як наслідок, жорсткості системи диференціальних рівнянь та проблематичності отримання результатів загалом. Проте цим методам властиві інші істотні вади, які обмежують застосування S-моделей вентилю в практиці моделювання ВПЧ. Отже, S-моделі передбачають розрив вентильних гілок для запертого стану вентилю, що апіорі означає зміну силового електричного кола ВПЧ, а значить кожному конкретному стану вентилю має відповідати своя схема силового електричного кола і своя відповідна система диференціальних рівнянь (СДР) електричного стану. І тут виникають три проблеми. Перша полягає в необхідності формування великої кількості СДР електричного стану (відповідно до повної комбінації всіх можливих схем силового електричного кола ВПЧ, виходячи з кожного конкретного стану вентилю). Ця проблема тягне за собою другу складну проблему, яка полягає в необхідності формування функцій перетворення, що встановлюють зв'язок двох суміжних в часі граничних значень струмів і напруг реактивних елементів вентиля в момент

його комутації, тобто переходу від попередньої в часі силової електричної схеми ВПЧ до наступної [14]. Процес формування таких функцій є окремою задачею, що не лише істотно ускладнює математичну модель ВПЧ, але й апіорі знижує рівень її адекватності. Третя проблема полягає в коректному визначенні моментів часу комутації вентилю, адже далеко не для всіх ВПЧ, а основне їх режимів роботи це можливо, наприклад, динамічних та несиметричних.

Вирішення першої проблеми потребує значних затрат навіть для ВПЧ з простою електричною схемою і зовсім важко вирішити таку проблему, коли йдеться про моделювання перехідних електромагнітних процесів, а особливо стосовно моделювання несиметричних аварійних режимів, для яких коректно передбачити всі стани вентилю практично неможливо. Третя проблема вирішується шляхом визначення заздалегідь стану вентилю, що є коректним лише в разі штучної комутації та лише для симетричного усталеного режиму.

Негативно на рівень адекватності ключових S-моделей вентилю впливає також ігнорування наявності зворотних струмів, адже концепція ключових моделей апіорі виключає наявність електричної гілки вентиля в його запертому стані, а з погляду фізики процесів у напівпровідникових електронних приладах такі струми (зворотні) наявні.

Уникнути вад ключових моделей у принципово важливих моментах дають змогу відомі математичні моделі, які ґрунтуються на формуванні системи диференціальних рівнянь електричного стану з постійною структурою і змінними параметрами [15, 16].

Ретельний аналіз наукових літературних джерел, а також досвід практичної роботи в області математичного моделювання ВПЧ вказує на те, що вагомим теоретичним і практичним результатом в контексті математичного моделювання електротехнічних систем (ЕТС) з вентильними перетворювачами частоти (відповідно до концепції їх моделювання СДР з постійною структурою і змінними параметрами) досягнуто поєднанням ідеї моделювання вентилю окремими активно-індуктивними гілками [16] з модульним принципом моделювання електромашинно-вентильних систем (ЕМВС) [15] та інвертуванням СДР [17]. Таке поєднання забезпечило можливість описати електромагнітні і електромеханічні процеси довільної ЕТС (з ВПЧ довільної структури та з довільною системою керування ними) єдиною СДР електричної і механічної рівноваги незалежно від стану вентилю, що, своєю чергою, дає змогу врахувати взаємні впливи структурних елементів ЕМВС, а також комутацію вентилю та роботу системи автоматичного керування для довільних режимів роботи ЕМВС (усталених і динамічних включно з симетричними і несиметричними, нормальними та аварійними).

Проаналізуємо докладніше математичну модель вентиля, в якій вентилю представляється активно-індуктивною електричною гілкою [15-17]. Отже, математична модель вентиля як базового структурного елементу ВПЧ розроблена на підставі таких вихідних припущень:

1) у провідному стані клапан моделюється активно-індуктивною гілкою з малими та максимально наближеними до реальних значень індуктивності і активного опору для провідного стану клапана;

2) у запертому стані клапан моделюється активно-індуктивною електричною гілкою з великою індуктивністю і активним опором, які максимально точно відповідають запертому стану реального клапана;

3) комутація клапанів відбувається миттєво (відкривається клапан за результатами розв'язку логічних рівнянь, які описують роботу системи керування ВПЧ), а замикаються клапани в момент часу переходу через нуль струму клапана, який комутує (в разі природної комутації).

Вибір значень активного опору і індуктивності, якими моделюються клапани, в певному розумінні є довільним, а критерієм вибору слугує якомога вищий рівень адекватності моделі. Виходячи з цього, в практиці моделювання ВПЧ для провідного стану вибираємо такі малі значення індуктивності  $L$  ( $L=0,1 \cdot 10^{-4}$  Гн) та активного опору  $R$  ( $R=0,1 \cdot 10^{-3}$  Ом), які найточніше відповідають дійсному значенню реальних клапанів у провідному стані, а для запертого стану значення індуктивності і активного опору клапанної гілки приймаємо такими, що максимально точно відповідають реально наявним індуктивності і активному опору для запертого стану клапана  $L=0,1 \cdot 10^{-3}$  Гн та  $R=0,1 \cdot 10^{-4}$  Ом. Критично важливо зазначити, що співвідношення  $L/R$  (яке визначає сталу часу) і для провідного, і для запертого станів клапанної гілки має бути таким, щоб було більшим приблизно в 50 разів від кроку інтегрування і водночас було не меншим від мінімальної сталої часу інших ділянок електричного кола, структурним елементом якого є ВПЧ [17].

В момент часу переходу клапана в запертий стан разом з активним опором на 6-8 порядків стрибком збільшується і індуктивність. Наслідком такої зміни індуктивності є поява розриву вже першої похідної струму через раптову (типу зламу) сильну зміну числового значення коефіцієнту  $L$  при похідній струму в рівнянні електричного стану клапана, записаного за другим законом Кірхгофа

$$L \cdot p i + R \cdot i + U = 0, \quad (1)$$

де  $L$ ,  $i$ ,  $R$ ,  $U$  - індуктивність, струм, активний опір та напруга клапанної гілки відповідно;  $p = d/dt$  - оператор диференціювання за часом  $t$ .

Проте після комутації клапанів інтегральні криві є гладкими бо перша похідна після комутації є неперервною, що анулює одну з істотних вад моделювання клапанів чисто активним опором. Підтриманням постійної часу для провідного і запертого стану клапанів незмінною забезпечує стійкість числового інтегрування СДР. Через раптову і масштабну зміну параметрів струми запертих клапанів отримуються істотно спотвореними, але значення цих струмів є достатньо малими, що на певному етапі розвитку теорії математичного моделювання ВПЧ, вважалося коректним нехтувати ними [15, 17].

Таким чином, критично важлива перевага математичного моделювання клапана активно-індуктивною гілкою порівняно з моделюванням чисто активним опором, полягає в незмінності постійної

часу клапана для провідного і запертого стану [15-17], що забезпечує числову стійкість інтегрування СДР електричного стану, а це, своєю чергою, дуже важливо в разі інтегрування довготривалих процесів.

Необхідна задача визначення моменту часу переходу струму клапана, який замикається, через нуль на кроці комутації (моменту часу замикавання клапана) визначається простою процедурою інвертування СДР, якою описано процеси (електромагнітні, електромеханічні, механічні та інші), що відбуваються в ЕМВС, до яких входять ВПЧ [17]. Сутність інвертування полягає в інтегруванні всієї СДР на кроці комутації клапана, за його струмом, який стає незалежною змінною, а числове значення кроку інтегрування дорівнює значенню струму клапана, який комутує, на початку кроку комутації. Час інтегрування тут стає інтегральною змінною, яка входить до невідомих та є результатом розв'язку СДР. Отже момент часу замикавання клапана визначається лише за один крок інтегрування під час інвертування СДР.

Варто зазначити, що процедура інвертування слугує незамінним інструментарієм для обходу особливих точок інтегральних змінних, які характерні наявністю вертикальних ділянок інтегральних кривих, в яких похідна дорівнює безмежності [17].

Попри наявність наведених вище доволі ефективних методів математичного моделювання ВПЧ на теперішній час все ще використовується метод, в якому клапанам моделюються активними опорами [18].

В контексті аналізу наукових літературних джерел загалом варто зазначити, що до сьогодні використовуються ще й інші відомі методи, наприклад, метод припасовування [19] та метод основної гармоніки [20], характерним для яких є прийняття надто спрощених (загрублених) вихідних припущень з орієнтацією на їх використання для розрахунку симетричних усталених струмів, що априорі не дає можливості адекватно моделювати перебіг електромагнітних процесів, які відбуваються в ЕТС з ВПЧ, в динамічних та несиметричних режимах роботи.

**Постановка питання.** Багаторічна практика математичного моделювання ЕМВС на базі описаної вище теорії [15-17] давала змогу отримати результати доволі високого рівня адекватності. Але ретельний аналіз вихідних допущень вказує на те, що ще є резерв в сенсі підвищення рівня адекватності математичних моделей ВПЧ.

В реальних умовах роботи напівпровідникових перетворювачів частоти стан їх клапанів (зокрема, тиристорів) та перебіг електричних процесів, які відбуваються в цих клапанах, визначається концентраціями і градієнтами носіїв додатних (дірок) та від'ємних (електронів) зарядів в окремих структурах клапанів - емітерах, колекторах та на p-n переходах. Саме концентрація і градієнти носіїв зарядів, які змінюються протягом певного проміжку часу (відновлення властивостей тиристора для запертого стану), врешті-решт спричиняють динамічну зміну опору клапанів під час їх комутації (наприклад, замикавання), а значить і стан кожного окремого клапана.

Для відновлення властивостей тиристора для запертого стану необхідно, щоб після проходження



прямого струму частина надлишкових зарядів, накопичених в базах, проходила через зовнішнє коло, що здійснюється зміною полярності напруги (прямої на зворотну) на електродах тиристора під дією якої і виникає інверсний (зворотний) струм, який пришвидшує процес набуття тиристором запертого стану. Отже, стан вентиля під час переходу з провідного до запертого змінюється під дією зворотної напруги та інверсного струму протягом певного проміжку часу, який характерний наявністю відповідних етапів зміни концентрації зарядів в глибинних шарах емітерів, баз та в околі р-п переходів, а значить струм вентиля під час його комутації (інверсний струм) змінюється також протягом певного часу відповідно до зміни концентрації носіїв зарядів.

Виходячи з цього, очевидним є те, що прийняте вихідне припущення, згідно з яким вентиль запирається в момент часу переходу струму вентиля, який комутує через нуль (комутація миттєва), є не достатньо коректним.

Процес зміни концентрації зарядів у шарах тиристора під час його запирання, якщо розглядати тиристор як елемент електричного кола відповідно до теорії електричних кіл, проявляється в зміні (збільшенні) його опору до значення, еквівалентного значенню опору ізолятора.

Час спаду зворотного струму в зовнішньому колі до певного усталеного значення ще не означає повного відновлення запертого стану тиристора, бо в глибинних шарах баз (головно товстій базі) залишаються ще надлишкові електрони і дірки, які продовжують комбінувати між собою. Після спаду зворотного струму до усталеного значення потрібна ще деяка пауза для того, щоб надлишкові заряди зникли в глибинних шарах товстої бази. Повний час відновлення властивостей тиристора для запертого стану  $t_V$ , який бере відлік від моменту спаду прямої напруги на тиристорі до нуля до моменту повного набуття тиристором властивостей для запертого стану, дорівнює

$$t_V = t_S + t_P, \quad (2)$$

де  $t_S$  – час спаду інверсного струму до усталеного значення;  $t_P$  – час зникнення надлишкових зарядів (паузи) в глибинних шарах товстої бази.

Час паузи залежить від геометричних розмірів шарів тиристора, часу життя носіїв зарядів, а також від швидкості спаду зворотної напруги і стрімкості наростання чергової прямої напруги, яка підводиться до тиристора. Час відновлення  $t_V$  є одним з основних каталожних параметрів тиристора, адже від нього залежать його частотні властивості. Він вважається відомим.

Виходячи з викладеного вище, **мета статті** полягає в розробці методу математичного моделювання електричних процесів, які відбуваються у вентилях під час їх запирання, з врахуванням відновлення їх властивостей для запертого стану, а також врахуванням виникнення і закономірності перебігу інверсного струму у вентилях. Розробка математичних моделей ВПЧ на базі цього методу істотно підвищить рівень адекватності математичних моделей і ВПЧ, і ЕМВС, до яких входять ВПЧ.

**Основні положення.** З наведеного вище аналізу процесів, які відбуваються у тиристорі видно, що під час запирання вентиля спочатку під дією від'ємної напруги виникає інверсний струм, а далі внаслідок зміни концентрації зарядів у базах цей струм зменшується, що дає підставу трактувати це як еквівалентне збільшення опору тиристора, якщо розглядати процеси в тиристорі з погляду їх зовнішніх проявів на рівні частини електричного кола анод-катод за законами класичної теорії електричних кіл. Виходячи з останньої наведеної тези, вбачається логічним і коректним розглядати та, відповідно, моделювати комутаційний процес, який відбувається в тиристорі під час його запирання, виходячи з таких положень:

1) індуктивність і активний опір, якими моделюється вентиляльна гілка, динамічно збільшуються за певним законом, наприклад, лінійним, параболічним або якимсь іншим, що забезпечує коректніше ніж в [16] визначення інверсного струму вентиля через плавну зміну індуктивності і активного опору вентиля, а значить плавну зміну першої похідної струму на відміну від стрімкої, як у базовому методі [16];

2) за час початку відліку динамічного збільшення індуктивності і активного опору вентиляльної гілки приймається момент часу, в який струм вентиля, що комутує, дорівнює нулю (переходить з плюса на мінус через нуль, тобто виникає інверсний струм);

3) процедура інвертування СДР виконується лише для визначення моменту часу, який відповідає точці відліку процесу комутації тиристора (виникнення інверсного струму), а не для повного запирання вентиля;

4) час повного відновлення тиристора для запертого стану вважається відомим і таким, що регламентується технічними даними тиристора;

5) присвоєння індуктивності і активному опору вентиляльної гілки значення, яке відповідає запертому стану тиристора (його остаточне запирання), виконується в момент часу закінчення процесу відновлення властивостей вентиля для запертого стану.

Ці положення, разом з прийнятими в [15-17] в частині пунктів 1) і 2) та частково 3) стосовно миттєвого відкривання вентилів та наведені тут вище, становлять теоретичну основу методу динамічних параметрів математичного моделювання вентиляльних перетворювачів частоти, який пропонується тут.

Потреба врахування часу запирання вентилів очевидна не лише з погляду закономірностей перебігу електрофізичних процесів, які відбуваються у вентилях, але й, виходячи з можливості функціонування принципово певного виду електротехнічного обладнання на базі ВПЧ, на чому наголошується в літературних джерелах, зокрема у [4, 10].

В одному з варіантів запропонована тут ідея була реалізована в [21] під час математичного моделювання електромагнітних процесів, які відбуваються в автономній системі електроживлення на базі асинхронізованого генератора з безконтактним каскадним модуляторним збуджувачем без опису базових теоретичних положень, викладених тут.

Практичну перевірку запропонованого методу виконаємо на прикладі математичного моделювання  $N_F$ -фазної системи випрямлення змінного струму

(СВЗС), узагальнена схема силового електричного кола якої зображена на рис. 1, де буквами А, К позначено анодну та катодну  $N_F$ -фазні тиристорні групи; буквою М –  $N_F$ -фазну мережу змінного струму; буквами Н, D – навантаження (ланку випрямленого струму) та діод, відповідно, які слугують структурними елементами СВЗС. Решта позначення є такими:  $E, i, R, L, \varphi$  – електрорушійна сила, струм, активний опір, індуктивність та електричні потенціали вузлів. Буквами А, К, М, Н, D в нижніх індексах позначено належність координат до відповідних прийнятому позначенню структурних елементів, а літерою Т – до тиристорів. Числами в нижніх індексах позначено порядкові номери координат в межах структурних елементів, а числами в нижніх індексах при потенціалах  $\varphi$  – порядкові номери потенціалів електричної схеми;  $N_F$  – кількість фаз, максимальне значення яких в програмному коді обмежено числом 24 ( $N_F = 24$ ).

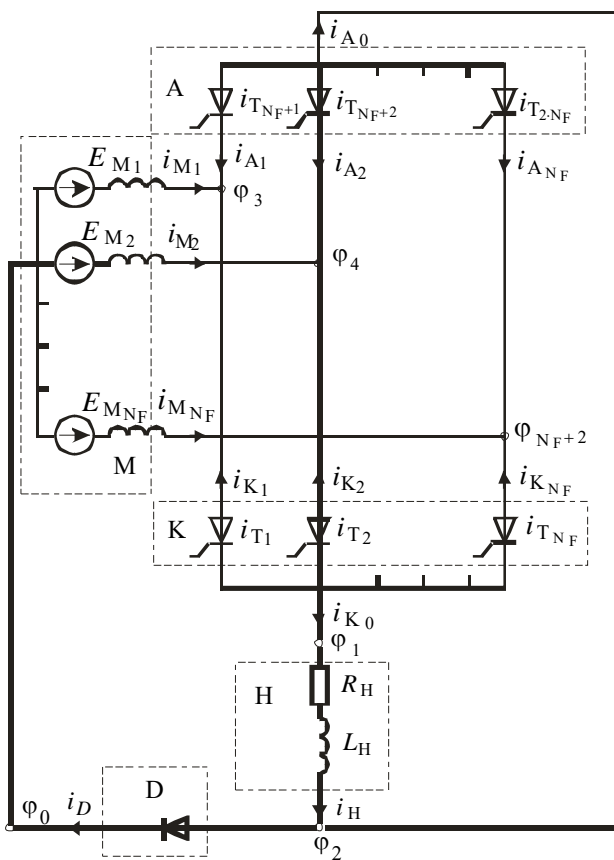


Рис. 1. Схема силового електричного кола  $N_F$ -фазної системи випрямлення змінного струму

Важливо зазначити, що на схемі рис. 1 (як і в математичній моделі, так у відповідному програмному коді) передбачена можливість вибору або мостової схеми (коли працюють обидві вентильні групи, а діод запертий), або схеми за з'єднанням у зірку (коли анодна група заперта, а діод постійно в провідному стані). Постійно запертий діод або вентиля анодної групи функційно означає розрив їх електричних гілок, що змінює узагальнену схему на вибрану. Вибір одного з зазначених варіантів схеми виконується лише під час роботи програмного коду на рівні числових значень ознак стану тиристорів і діоду вектор (24).

Математичною моделлю  $N_F$ -фазної СВЗС є СДР електричного стану та система логічних рівнянь, яка моделює роботу системи керування випрямляча.

Математичну модель  $N_F$ -фазної системи випрямлення електричних струмів розробимо на базі теорії математичного моделювання електромашинно-вентильних систем [15], згідно з якою, математичні моделі довільних ЕМВС розробляються за модульним принципом, тобто будуються з готових математичних моделей окремих структурних елементів схеми силового електричного кола. Як видно з рис. 1, тут такими структурними елементами слугують:  $N_F$ -фазна електрична мережа,  $N_F$ -фазні катодна та анодна тиристорні групи, а також активно-індуктивне навантаження та діод. Розглянемо математичні моделі кожного із структурних елементів.

**Математична модель  $N_F$ -фазної електричної мережі.** Електричну мережу зобразимо  $2 \cdot N_F$ -полюсником, а електричну рівновагу опишемо векторним рівнянням зовнішніх гілок, яке має такий вигляд:

$$p i_M + G_M \cdot \varphi_M + T_M = 0, \quad (3)$$

де вектор струмів зовнішніх гілок:

$$i_M = (i_{M_1}, \dots, i_{M_{N_F}}, -i_{M_1}, \dots, -i_{M_{N_F}}); \quad (4)$$

матриця коефіцієнтів:

$$G_M = \begin{bmatrix} G_e & -G_e \\ -G_e & G_e \end{bmatrix}, \quad (5)$$

в якій діагональна матриця обернених індуктивностей фаз мережі:

$$G_e = \text{diag} \left( \frac{1}{L_{M_1}}, \dots, \frac{1}{L_{M_{N_F}}} \right); \quad (6)$$

вектор потенціалів зовнішніх вузлів мережі, в якому  $\varphi_{0_j} = \varphi_0 = 0$  ( $j = 1, \dots, N_F$ ):

$$\varphi_M = (\varphi_3, \varphi_4, \dots, \varphi_{N_F+2}, \varphi_{0_1}, \dots, \varphi_{0_{N_F}}); \quad (7)$$

вектор вільних членів:

$$T_M = (T_e, -T_e), \quad (8)$$

в якому

$$T_e = \left( \frac{i_{M_1} \cdot R_{M_1} - e_{M_1}}{L_{M_1}}, \dots, \frac{i_{M_{N_F}} \cdot R_{M_{N_F}} - e_{M_{N_F}}}{L_{M_{N_F}}} \right). \quad (9)$$

У формулах (6), (9) позначено  $L_{M_j}, R_{M_j}, i_{M_j}, e_{M_j}$  – індуктивність, активний опір та миттєві значення струму і електрорушійної сили  $j$ -тої фази мережі.

**Математична модель  $N_F$ -фазної катодної тиристорної групи.** Катодну тиристорну групу зобразимо  $N_F+1$ -полюсником, а електричну рівновагу опишемо векторним рівнянням зовнішніх гілок, яке, згідно з [15] і запропонованим методом, має такий вигляд:

$$p i_K + G_K \cdot \varphi_K + T_K = 0, \quad (10)$$

де вектор струмів зовнішніх гілок:

$$i_K = (i_{K_1}, i_{K_2}, \dots, i_{K_{N_F}}, i_{K_0}) = (-i_{T_1}, -i_{T_2}, \dots, -i_{T_{N_F}}, i_{K_0}), \quad (11)$$

в якому

$$i_{K_0} = i_H = \sum_{j=1}^{N_F} i_{T_j}, \quad (12)$$

де  $i_{T_j}$  – струм  $j$ -го тиристора ( $j = 1, \dots, N_F$ );

де матриця коефіцієнтів:

$$G_K = \begin{bmatrix} G_{T_1} & 0 & \dots & 0 & -G_{T_1} \\ 0 & G_{T_2} & \dots & 0 & -G_{T_2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & G_{T_{N_F}} & -G_{T_{N_F}} \\ -G_{T_1} & -G_{T_2} & \dots & -G_{T_{N_F}} & \sum_{j=1}^{N_F} G_{T_j} \end{bmatrix}; \quad (13)$$

вектор зовнішніх потенціалів (полюсів) катодної тиристорної групи:

$$\varphi_K = (\varphi_3, \varphi_4, \dots, \varphi_{2+N_F}, \varphi_1); \quad (14)$$

вектор вільних членів:

$$T_K = \begin{bmatrix} G_{T_1} \cdot R_{T_1} \cdot i_{T_1} \\ G_{T_2} \cdot R_{T_2} \cdot i_{T_2} \\ \vdots \\ G_{T_{N_F}} \cdot R_{T_{N_F}} \cdot i_{T_{N_F}} \\ -\sum_{j=1}^{N_F} G_{T_0} \cdot R_{T_0} \cdot i_{T_0} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Складовими матриці коефіцієнтів  $G_K$  та вектора вільних членів  $T_K$  слугують: обернена індуктивність:

$$G_{T_j} = 1/L_{T_j}; \quad (16)$$

де  $L_{T_j}$  – індуктивність  $j$ -го тиристора;  $R_{T_j}, i_{T_j}$  – активний опір та струм  $j$ -ї тиристорної гілки катодної вентильної групи.

**Математична модель  $N_F$ -фазної анодної тиристорної групи.** Рівняння електричної рівноваги анодної тиристорної групи записано, виходячи з аналогічних міркувань як і для катодної.

**Математична модель діоду.** Модель діоду представимо двополюсником, а рівняння електричної рівноваги записані, виходячи з аналогічних міркувань, як для тиристорних груп.

**Математична модель активно-індуктивного навантаження.** Статичне навантаження зобразимо двополюсником, а електричну рівновагу описано векторним рівнянням зовнішніх гілок, яке отримано аналогічно до рівнянь електричної мережі.

**Вузлова система рівнянь електричного стану  $N_F$ -фазної системи випрямлення струму.** Вузлова система рівнянь електричного стану записується в базисі електричних потенціалів незалежних вузлів схеми силового електричного кола (рис. 1) та має такий вигляд:

$$A \cdot \varphi + B = 0, \quad (17)$$

де матриця коефіцієнтів:

$$A = \sum_{j=M}^H \Pi_j \cdot G_j \cdot \Pi_j^t; \quad (18)$$

вектор потенціалів незалежних вузлів схеми:

$$\varphi = (\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{N_F+2}); \quad (19)$$

вектор вільних членів:

$$B = \sum_{j=M}^H \Pi_j^t \cdot T_j; \quad (20)$$

а  $\Pi_j, G_j, T_j, \Pi_j^t$  – матриці інцидентії, матриці коефіцієнтів, вектори вільних членів та матриці, транспоновані до матриць  $\Pi_j$  для  $j$ -го структурного елементу схеми ( $j = M, K, A, D, H$ ).

**Логічні рівняння системи керування  $N_F$ -фазним випрямлячем.** Роботу системи керування тиристорним випрямлячем опишемо логічними рівняннями, які мають такий вигляд:

$$Z_j = Z_{U_j} \wedge Z_{\alpha_j} \wedge Z_{K_j} = \text{true } j = (1, \dots, 2 \cdot N_F), \quad (21)$$

де  $Z_j$  – умова відкриття  $j$ -го тиристора ( $j$ -й тиристор відкривається за істинного значення  $Z_j$ );  $Z_{U_j}$  – умова відкриття тиристорів за напругою ( $Z_{U_j}$  приймає значення істини за додатної напруги на  $j$ -му тиристорі, коли  $U_{T_j} \geq 0$ );  $Z_{\alpha_j}$  – приймає істинне значення, коли поточний кут  $j$ -го тиристора перебуває в заданому діапазоні з врахуванням кута запалювання;  $Z_{K_j}$  приймає значення істини, коли  $j$ -тий тиристор запертий; символом « $\wedge$ » позначено операцію логічного множення (кон'юнкцію).

Для діоду логічне рівняння має такий вигляд

$$Z_D = Z_{D_U} \wedge Z_{D_K}, \quad (22)$$

де  $Z_{D_U}$  – умова відкриття діоду за напругою ( $Z_{D_U}$  має значення істини за додатної напруги на діоді  $Z_{D_U} \geq 0$ );  $Z_{D_K}$  – має значення істини, коли діод запертий.

Стан діоду залишається постійним (запертим) для мостової схеми і провідним – для схеми зі з'єднанням у зірку, коли всі тиристори анодної вентильної групи заперті, тобто в електричній схемі і системі рівнянь анодна тиристорна група залишається, але вимкнена з роботи (це стосується програмного коду, в якому реалізована математична модель системи випрямлення змінного струму і алгоритм розрахунку електромагнітних процесів).

Для інтегрування СДР в математичній моделі СВЗС використано чисельний метод Рунге-Кутта другого порядку, що вдало поєднує достатній рівень точності з оптимальними затратами машинного часу, а для розв'язання лінійної системи алгебричних рівнянь електричного стану (17) використано метод Гауса.

**Алгоритм розрахунку електромагнітних процесів.** Вхідні дані для розрахунку електромагнітних процесів системи (рис. 1) поділимо на три групи. До першої з них віднесемо:  $E_M, L_M, R_M, f_M, N_F$  – амплітуду електрорушійної сили, індуктивність та активний опір фазних гілок мережі, частоту та кількість фаз мережі;  $L_W, R_W$  – індуктивність та активний опір для провідного стану тиристорів та діоду;  $L_Z, R_Z$  – індуктивність та активний опір для запертого стану тиристорів та діоду;  $R_H, L_H$  – активний опір та індуктивність активно-індуктивного навантаження;  $t_V$  – час відновлення властивостей тиристорів для їх запертого стану.

До другої групи вхідних даних віднесемо початкові умови, які об'єднані у вектор інтегрованих змінних  $V$  та вектор  $K_{\Pi}$  стану вентилів. Ці вектори мають таку структуру:

$$V = (i_H, i_D, i_{T_1}, \dots, i_{T_{2N_F}}, i_{M_1}, \dots, i_{M_{N_F}}, t), \quad (23)$$

де  $t$  – час інтегрування;

$$K_{\Pi} = (K_{T_1}, K_{T_2}, K_{T_3}, \dots, K_{T_{2N_F}}, K_D). \quad (24)$$

Елементи вектора  $K_{\Pi}$  з (24) мають значення:

- 1 – для провідного стану вентилів;
- 0 – для запертого в разі керованих вентилів;
- 2 – для запертих і не керованих.

До третьої групи віднесемо такі вхідні дані, які стосуються безпосередньо роботи програмного коду:  $t_K$  – кінцевий час інтегрування;  $\Delta t$  – крок інтегрування СДР в поза комутаційні проміжки часу;  $\Delta t_K$  – крок інтегрування в межах проміжку часу відновлення властивостей тиристорів для їх запертого стану.

Розрахунок електромагнітних процесів, які відбуваються в СВЗС, виконується в такій послідовності.

1. На підставі початкових умов: (вектора  $V$  (23)), масиву стану вентилів  $K_{\Pi}$  (24) і вхідних даних першої групи формуються матриці коефіцієнтів та вектори вільних членів структурних елементів системи випрямлення струмів за схемою (рис. 1): електричної мережі – (5), (8); катодної тиристорної групи – (13), (15) та всіх решти структурних елементів.

2. На підставі матриць коефіцієнтів і векторів вільних членів структурних елементів формується матриця коефіцієнтів і вектор вільних членів системи рівнянь (17) за формулами (18) та (20), відповідно.

3. Розв'язується система рівнянь електричного стану (17) стосовно вектора потенціалів незалежних вузлів  $\varphi$  (19) та формується вектор інтегрування  $pV$ , який дорівнює похідній за часом вектора інтегрованих змінних  $V$  (23) та має таку структуру:

$$pV = (p i_H, p i_D, p i_{T_1}, \dots, p i_{T_{2N_F}}, p i_{M_1}, \dots, p i_{M_{N_F}}, 1). \quad (25)$$

4. Розв'язується логічні рівняння (21) та визначається стан тиристорів. Якщо стан тиристорів змінився (відкрився хоча б один з них), то вектор інтегрування  $pV$  (25) визначається повторно.

5. Одним із явних чисельних методів інтегрується СДР з заданим кроком інтегрування  $\Delta t$  в наслідок чого отримується її розв'язок (нове значення вектора  $V$  (23)) на поточному кроці інтегрування.

6. Виконується перевірка на предмет зміни значення на від'ємне струму будь-якого з відкритих тиристорів на поточному кроці інтегрування. Якщо струм довільного відкритого тиристора змінився з додатного значення на від'ємне, то виконується інвертування СДР, яким визначається момент часу, в який струм відкритого тиристора дорівнює нулю (переходить через нуль з плюса на мінус). Починаючи з цього моменту часу, на проміжку часу  $t_v$ , і до моменту часу, коли  $j$ -й тиристор відновить свої властивості для запертого стану, параметри тиристора (його обернена індуктивність  $G_{T_j}$  та активний опір  $R_{T_j}$  з (13)

та (15) для катодної та аналогічно для анодної тиристорної групи) змінюється (збільшується опір і зменшується обернена індуктивність) за заданим законом

(лінійним, параболічним, експоненційним, чи довільним іншим). На протязі часу комутації  $t_v$ , крок інтегрування  $\Delta t_K$  порівняно із заданим кроком інтегрування  $\Delta t$  для поза комутаційного періоду логічно зменшити хоча б на один або навіть на два порядки ( $\Delta t_K = \Delta t / 100$ ). На першому кроці інтегрування після закінчення комутаційного періоду параметрам тиристора присвоюється значення для запертого стану, ознаці стану  $K_{T_j}$ -го тиристора присвоюється значення 0 ( $K_{T_j} = 0$ ), а кроку інтегрування повертається значення, яке відповідає поза комутаційному періоду.

7. З певною кратністю кроків інтегрування виконується вивід результатів розрахунків процесів у файли інформації. Цими результатами слугують всі координати, які входять до вектора інтегрованих змінних  $V$  (23) та потенціали незалежних вузлів схеми (рис. 1) (19) і їх різниця в довільній комбінації, а також результати гармонічного аналізу вибраних координат.

8. На кожному кроці інтегрування виконується перевірка на предмет виходу поточного часу інтегрування  $t$  за межі заданого його кінцевого значення  $t_K$ . Якщо поточне значення часу інтегрування  $t$  дорівнює або перевищує задане кінцеве  $t_K$  ( $t \geq t_K$ ), то процедура інтегрування СДР припиняється, а в протилежному разі, коли  $t < t_K$  – продовжується.

На підставі викладеної вище математичної моделі та відповідної їй алгоритму розроблено програмний код мовою програмування FORTRAN для комп'ютерного моделювання електромагнітних процесів, які відбуваються в системі випрямлення  $N_F$ -фазного струму (рис. 1). Для перевірки запропонованого методу на предмет коректності його теоретичних положень та придатності до практичного застосування за допомогою розробленого програмного коду виконано комп'ютерне моделювання електромагнітних процесів, які відбуваються в СВЗС (рис. 1) за декількома схемами силового електричного кола (за мостовою схемою випрямляча та за схемою випрямляча в зірку) з кількістю фаз  $N_F = 1, 2, 3, 6$  та  $12$  (з 24-х можливих). Нижче наведено результати комп'ютерного моделювання електромагнітних процесів для трифазної мостової СВЗС.

Вхідні дані першої групи вибрані з такими числовими значеннями, щоб за основними координатами, якими слугують випрямлена напруга та струм  $i_H$ ,  $u_H$  корелювалися зі значеннями випрямлених струму і напруги вентиляційної системи збудження турбогенераторів серії ТГВ потужністю 500 та 800 МВт. Отже, основні вхідні дані першої групи мають такі числові значення: для 3-фазної електричної мережі  $E_M = 800$  В,  $L_M = 0,1 \cdot 10^{-6}$  Гн,  $R_M = 0,1 \cdot 10^{-5}$  Ом,  $f = 50$  Гц – амплітуда електрорушійної сили, індуктивність та опір фазних електричних гілок мережі, а також частота її напруги і струму; для випрямляча та діоду:  $L_W = 0,1 \cdot 10^{-3}$  Гн,  $L_Z = 0,1 \cdot 10^3$  Гн – індуктивність тиристорних (і діодної) гілок в провідному і запертому станах, відповідно;  $R_W = 0,001$  Ом,  $R_Z = 1000$  Ом – активний опір тиристорних (і діодної) гілок в провідному і запертому станах, відповідно;  $\alpha_r = 0^\circ$  – кут регулювання тиристорів; для навантаження:  $L_H = 0,075$  Гн,  $R_H = 1,5$  Ом – індуктивність та активний опір;  $\Delta t = 10$  мкс – крок інтегруван-

ня;  $\Delta t_k=0,1$  мкс – крок інтегрування на проміжку комутації (запирання) вентилів;  $t_k = 0,65$  с – кінцевий час інтегрування;  $t_v = 50$  мкс – повний час відновлення властивостей тиристора для запертого стану.

Завдання моделювання полягає в дослідженні закономірностей перебігу електричних процесів, які відбуваються в тиристорах випрямляча з акцентом уваги на вивченні саме комутаційних процесів, які відбуваються під час запирання тиристорів з врахуванням наявності інверсного (зворотного) струму. Вище зазначено, що в запропонованому методі і, відповідно, математичній моделі передбачено можливість вибору закону зміни параметрів тиристорів під час їх комутації. В цьому контексті на першому етапі дослідження розглянемо лінійний закон зміни параметрів тиристорів, які комутують під час їх запирання.

На рис. 2 зображено розрахункові залежності миттєвих фазних струмів катодної тиристорної групи.

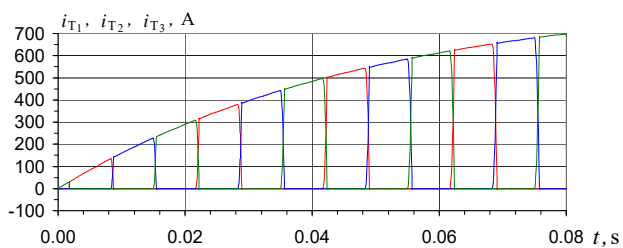


Рис. 2.  $i_{T_1}$ ,  $i_{T_2}$ ,  $i_{T_3}$  – фазні струми катодної групи

Очевидно, що миттєві струми анодної тиристорної групи мають аналогічний характер до струмів катодної групи, але зсунуті за фазою на  $180^\circ$ .

Важливою координатою з погляду аналізу електромагнітних процесів у СВЗС є випрямлений струм, крива якого зображена на рис. 3.

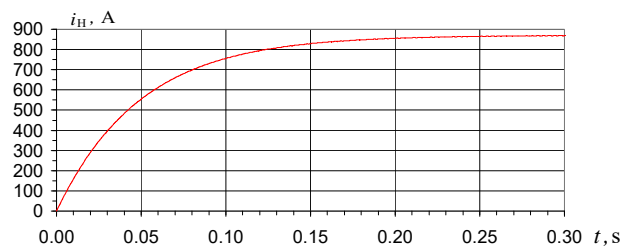


Рис. 3.  $i_H$  – випрямлений струм

З рис. 3 видно, що крива випрямленого струму огинає криві вентильних струмів катодної тиристорної групи за верхнім контуром, що відповідає фізиці електромагнітних процесів, які відбуваються у СВЗС. Загалом криві розрахункових залежностей фазних струмів катодної тиристорної групи та випрямленого струму, зображених на рис. 2, 3, відображають перебіг перехідного процесу в СВЗС з нульових початкових умов та надають інформацію про функціонування математичної моделі і відповідного програмного коду на предмет фізики процесів, які відбуваються в цій системі, і, певною мірою, про рівень адекватності реальної фізичній системі на рівні характеру кривих якісно та на рівні їх числових значень кількісно. З рис. 3 видно, що випрямлений струм набуває усталеного значення відповідно до сталої часу, значення якої визначається параметрами навантаження, тобто їх відношенням  $L_H/R_H$ .

З погляду задекларованого вище методу принципово важливо отримати інформацію про наявність та закономірність зміни інверсного струму тиристорів, які комутують під час їх запирання, а також про характер зміни параметрів тиристорів на етапі їх запирання (в продовж часу відновлення властивостей тиристорів для запертого стану). Таку інформацію надають криві струму, оберненої індуктивності та активного опору тиристора, який запирається. Для тиристора з номером 1 ці криві зображені на рис. 4–6.

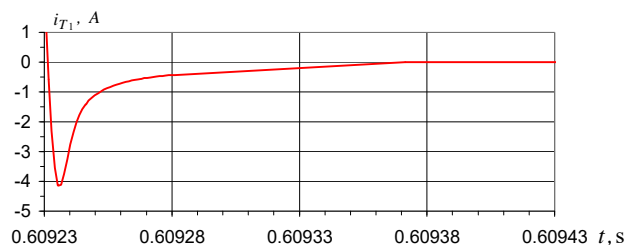


Рис. 4.  $i_{T_1}$  – інверсний струм першого тиристора (лінійний закон)

Характер кривої на рис. 4 однозначно вказує не лише на наявність інверсного струму першого тиристора (перехід струму тиристора у від'ємну область), але й на закономірність його зміни, згідно з якою він наростає до певного максимального значення (тут воно дорівнює  $i_{T_1} = -4.19$  А), а далі – його спадання до усталеного значення, яке дорівнює  $i_{T_1} = -0,2$  А.

Наявність інверсного струму та закономірність його зміни є цілком очікуваними та сприймаються як такі, що загалом відповідають процесу відновлення властивостей тиристорів для запертого стану під час їх комутації. Очевидно, що тут максимальне значення інверсного струму визначається закономірністю зміни параметрів тиристорів, які комутують. Нагадаємо, що в цьому варіанті розрахунків прийнято лінійний закон зміни параметрів тиристорів, які комутують.

Характер кривих оберненої індуктивності (рис. 5) та активного опору (рис. 6) є абсолютно очевидним, адже значення цих координат змінюється за лінійним законом в заданих межах відповідно до вихідних допущень і базових положень запропонованого методу.

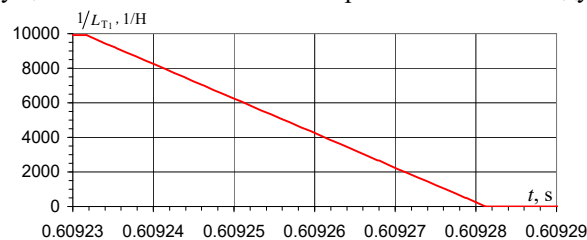


Рис. 5.  $1/L_{T_1}$  – обернена індуктивність першого тиристора

(лінійний закон)

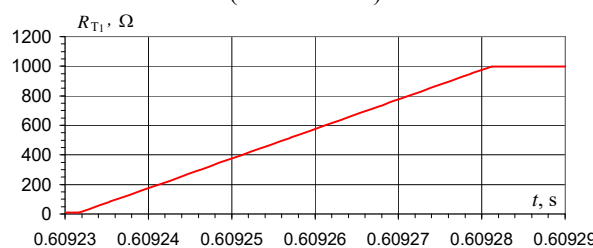


Рис. 6.  $R_{T_1}$  – активний опір першого тиристора (лінійний закон)

З метою з'ясування впливу на закономірності зміни інверсного струму тиристорів під час їх запирання розглянемо аналогічні розрахункові залежності, отримані, виходячи з параболічного закону зміни параметрів тиристорів, які комутують. Як і для лінійного закону, на рис. 7–9 зображено розрахункові залежності інверсного струму, оберненої індуктивності та активного опору першого тиристора.

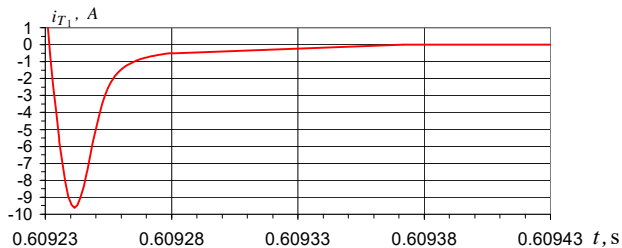


Рис. 7.  $i_{T_1}$  – інверсний струм першого тиристора (параболічний закон)

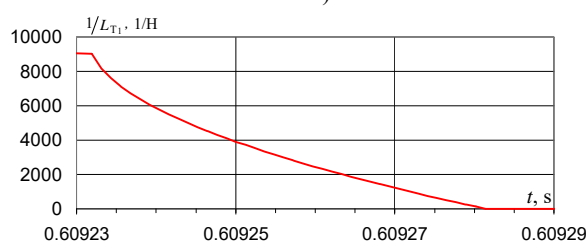


Рис. 8.  $1/L_{T_1}$  – обернена індуктивність 1-го тиристора (параболічний закон)

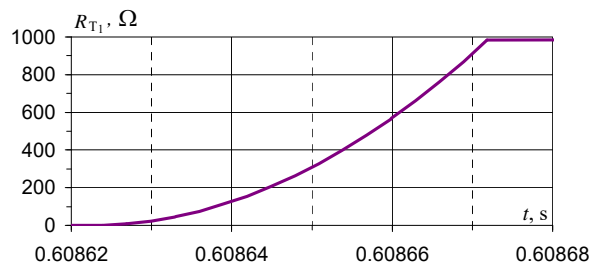


Рис. 9.  $R_{T_1}$  – активний опір першого тиристора (параболічний закон)

З рис. 7 видно, що загалом характер струму першого тиристора є подібним до характеру струму на рис. 4, а відрізняються крива струму на рис. 7 від струму на рис. 4 більшим максимальним значенням інверсного струму, яке дорівнює  $i_{T_1} = -9.63$  А. Така різниця пояснюється меншим значенням активного опору та індуктивності тиристора на початку проміжку часу відновлення властивостей тиристора для запертого стану, що виразно видно з рис. 8 та 9, на яких відповідні криві мають параболічну форму на етапі зміни параметрів тиристорів.

Факт різних значень максимуму інверсного струму для лінійного і параболічного закону зміни параметрів тиристора (що апріорі є очевидним), який комутує, означає проблему вибору варіанту закону під час комп'ютерного моделювання. З одного боку, лінійний закон за усередненим значенням повинен доволі точно описувати зміну параметрів, але, з другого боку, в реальних умовах такі фізичні процеси практично рідко є лінійними, а тому існують підстави стверджувати, що тут слід застосувати якийсь інший –

нелінійний (наприклад, параболічний) закон. Подібно до того, як час відновлення властивостей тиристорів для запертого стану є різним залежно від розміру і типу тиристорів та їх окремих структур (емітерів та баз), логічно в кожному разі окремо підбирати закон зміни параметрів тиристора. На цьому етапі дослідження йдеться лише про методи врахування інверсного струму на принципово вищому рівні адекватності, а ніж це пропонується іншими відомими на тепер методами і, як наслідок, точнішого врахування комутаційних процесів тиристорів, які відбуваються під час їх запирання.

Таким чином, результати математичного моделювання СВЗС з врахуванням наявності інверсного струму в тиристорах, які комутують під час їх запирання, отримані з використанням запропонованого методу, дають підставу стверджувати, що принципово такий підхід є достатньо аргументованим з погляду прийнятих коректних вихідних припущень і таким, що відповідає реальним процесам, які відбуваються в тиристорі на етапі його запирання та відновлення властивостей для запертого стану, на рівні концентрації носіїв електричних зарядів в реальних тиристорах, що остаточно проявляється в зміні опору тиристора і його функціонуванні як напівпровідника. Адже концентрація зарядів в структурах тиристора і його опір перебувають в причинно-наслідковому зв'язку, а це означає, що, якщо обґрунтовано і раціонально вибрати необхідний закон зміни параметрів тиристора для етапу відновлення властивостей для запертого стану, то такий закон відповідатиме еквівалентно реальним концентраціям електричних зарядів, що аргументує їх врахування.

#### Висновки та перспектива досліджень.

1. В наявній на тепер великій кількості методів математичного моделювання ВПЧ надто мало предметної уваги виділено врахуванню інверсних струмів, які виникають під час запирання вентилів і, які реально існують в запертих вентилях та мають певний вплив як на перебіг процесів у ВПЧ, так і на їх функціонування загалом. Коректне врахування інверсних струмів вентилів (особливо під час їх запирання) залишається актуальною проблемою, вирішення якої дало б змогу істотно підвищити рівень адекватності математичного моделювання ВПЧ.

2. В деяких методах інверсні струми вентилів не враховуються взагалі, наприклад, в ключових S-моделях [14] або отримуються некоректними через прийняту у вихідних припущеннях миттєву комутацію вентилів та, як наслідок, стрімку раптової зміни першої похідної струму вентиля, який комутує під час його запирання, а тому інверсними струмами ігнорують [15–17] на підставі малості їх значень.

3. Пропонується процес запирання вентилів, з врахуванням відновлення їх властивостей для запертого стану, моделювати зміною (за визначеним законом) параметрів, якими слугують обернена індуктивність і активний опір, протягом відомого часу запирання. Остаточне запирання вентилів виконати після сплину часу відновлення властивостей вентилів для запертого стану. Такий метод, з одного боку, забезпечує плавну зміну параметрів вентилів під час їх запирання та, як

наслідок, коректні значення інверсного струму, а з другого боку, враховує виникнення та динаміку зміни інверсного струму на етапі запирання вентилів під час відновлення їх властивостей для запертого стану, що істотно підвищує рівень адекватності математичного моделювання як самих ВПЧ, так і електротехнічних систем, які містять ВПЧ.

4. Результати комп'ютерного моделювання ВПЧ, отримані із застосуванням в математичній моделі запропонованого методу, дають підстави стверджувати, що наявність та закономірність зміни інверсних струмів відповідає процесам, які відбуваються у ВПЧ, на рівні концентрації носіїв електричних зарядів з погляду її прояву у величині та характері інверсного струму, що, своєю чергою, вказує на підвищення рівня адекватності математичного моделювання ВПЧ.

5. Предметом досліджень на перспективу вбачається визначення законів зміни динамічних параметрів вентилів відповідно до закономірності зміни концентрації носіїв зарядів у їх конструкційних і водночас функційних структурах (базах та емітерах).

**Конфлікт інтересів.** Автор заявляє про відсутність конфлікту інтересів.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Шаповал І.А., Михальський В.М., Дорошенко А.Л. Регулювання швидкості машини подвійного живлення з керуваннями перетворювачами в колах статора і ротора. *Технічна електродинаміка*, 2017, № 6, с. 18-25. doi: <http://doi.org/10.15407/techned2017.06.018>.
2. Мазуренко Л.І., Лищенко А.І. *Асинхронные генераторы с вентиляльным и вентиляльно-емкостным возбуждением для автономных энергоустановок.* – Київ: Наукова думка, 2011. – 272 с.
3. Мазуренко Л.І., Василів К.М., Джура О.В., Коцюруба А.В. Імітаційна модель та алгоритм керування автономною гідровітровою системою електроживлення. *Технічна електродинаміка*, 2020, № 1, с. 17-26. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.01.017>.
4. Новиков М.А., Панфилов Ж.И., Ремизевич Т.В., Рашитов П.А. Анализ процессов одновременной коммутации тиристорных мостов в преобразователях с многообмоточными трансформаторами. *Электричество*, 2013, № 6, с. 29-35.
5. Шидловська Н.А., Захарченко С.М. Розвиток напівпровідникових розрядно-імпульсних систем обробки гранульованих струмопровідних середовищ. *Технічна електродинаміка*, 2020, № 3, с. 69-78. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.069>.
6. Джюджи Л., Пелли Б. *Силовые полупроводниковые преобразователи частоты.* – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.
7. Жемеров Г.Г. *Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью.* – М.: Энергия, 1977. – 280 с.
8. Zhemerov G.G., Krylov D.S., Mashura A.V. Energy efficiency of the subway electrical supply system with electrical energy recovery at braking. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 5, pp. 25-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.5.04>.
9. Khlopenko N.J. Calculation and design of a robust speed controller of a frequency-controlled induction electric drive. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 31-36. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.3.05>.
10. Буткевич О.Ф., Чиженко О.І., Попович О.М., Трач І.В. Вплив FACTS на режим електричної мережі за прямого пуску потужної асинхронної машини у складі комплексного навантаження. *Технічна електродинаміка*, 2018, № 6, с. 62-68. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.062>.
11. Bibik O.V., Mazurenko L.I., Shykhnenko M.O. Formation of characteristics of operating modes of switched reluctance motors with periodic load. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 4, pp. 12-16. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.4.02>.
12. Onikienko Y.O., Pilinsky V.V., Popovych P.V., Lazebnyi V.S., Smolenska O.I., Baran V.S. Modelling of operation modes and electromagnetic interferences of gan-transistor converters. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 37-42. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.3.06>.
13. Rymsha V.V., Radimov I.N., Gulyy M.V., Merkulov I.V. Motorsolve software package: verification of parameters and characteristics of the brushless permanent magnet motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 5, pp. 20-24. <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.5.03>.
14. Тонкаль В.Е., Руденко В.С., Жуйков В.Я. и др. Вентильные преобразователи переменной структуры. – Киев: Наукова думка, 1989. – 336 с.
15. Плахтына Е.Г. Математическое моделирование электромашинно-вентильных систем. – Львов: Вища школа, 1986. – 164 с.
16. Дижур Д.П. Метод моделирования на ЦВМ вентильных преобразовательных схем. *Известия НИИ постоянного тока*, 1970, № 16, с. 7-9.
17. Филиц Р.В. Математические основы теории электромеханических преобразователей. – Киев: Наукова думка, 1979. – 208 с.
18. Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Зубков І.С., Пазенко В.П. Послідовне з'єднання резонансних інверторів напруги високо частотних установок індукційного нагріву. *Технічна електродинаміка*, 2018, № 4, с. 70-73. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.070>.
19. Белов Г.А., Серебрянников А.В., Гаранин С.Г. Расчет и анализ процессов в реверсивных импульсных преобразователях с двусторонней разностной широтно-импульсной модуляцией. *Электричество*, 2013, № 2, с. 42-63.
20. Горякин Д.В., Мыщык Г.С. Исследование режимов работы трехфазной мостовой инверторной схемы. *Электричество*, 2012, № 5, с. 23-31.
21. Мазуренко Л.І., Василів К.М. Закономірності електромагнітних процесів безконтактної системи збудження автономного асинхронізованого генератора на базі каскадного трифазно-трифазного модулятора напруги. *Технічна електродинаміка*, 2018, № 6, с. 46-49. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.046>.

#### REFERENCES

1. Shapoval I.A., Mykhalskyi V.M., Doroshenko A L. Speed control of the doubly-fed induction machine with controlled converters in the stator and rotor circuits. *Technical Electrodynamics*, 2017, no. 6, pp. 18-25. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2017.06.018>.
2. Mazurenko L.I., Lishchenko A.I. *Asinkhronnye generatory s ventil'nym i ventil'no-emkostnym возбуждением для автономных энергоустановок* [Asynchronous generators with valve and valve-capacitive excitation for autonomous power plants]. Kyiv, Naukova Dumka Publ., 2011. 272 p. (Rus).
3. Mazurenko L.I., Vasylyv K.M., Dzhura O.V., Kotsiuruba A.V. Simulation model and control algorithm for isolated hydro-wind power system. *Technical Electrodynamics*, 2020, no. 1, pp. 17-26. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.01.017>.
4. Novikov M.A., Panfilov Zh.I., Remizevich T.V., Rashitov P.A. Analysis of the processes of simultaneous switching of thyristor bridges in converters with multi-winding transformers. *Elektrichestvo*, 2013, no. 6, pp. 29-35. (Rus).
5. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M. Progress of semiconductor discharge-pulse systems for processing granular conduc-

tive media. *Technical Electrodynamics*, 2020, no. 3, pp. 69-78. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.069>.

6. Dzhindzhi L., Pelli B. *Silovye poluprovodnikovye preobrazovateli chastoty* [Power semiconductor frequency converters]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1983. 400 p. (Rus).

7. Zhemerov G.G. *Tiristornye preobrazovateli chastoty s neposredstvennoy svyaz'iu* [Thyristor frequency converters with direct connection]. Moscow, Energiia Publ., 1977. 280 p. (Rus).

8. Zhemerov G.G., Krylov D.S., Mashura A.V. Energy efficiency of the subway electrical supply system with electrical energy recovery at braking. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 5, pp. 25-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.5.04>.

9. Khlopenko N.J. Calculation and design of a robust speed controller of a frequency-controlled induction electric drive. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 31-36. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.3.05>.

10. Butkevych O.F., Chyzenko O.I., Popovych O.M., Trach I.V. An influence of the facts upon an electrical network's mode during direct start-up of an asynchronous machine in the complex load's composition. *Technical Electrodynamics*, 2018, no. 6, pp. 62-68. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.062>.

11. Bibik O.V., Mazurenko L.I., Shykhnenko M.O. Formation of characteristics of operating modes of switched reluctance motors with periodic load. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 4, pp. 12-16. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.4.02>.

12. Onikienko Y.O., Pilinsky V.V., Popovych P.V., Lazebnyi V.S., Smolenska O.I., Baran V.S. Modelling of operation modes and electromagnetic interferences of gan-transistor converters. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 37-42. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.3.06>.

13. Rymsha V.V., Radimov I.N., Gulyy M.V., Merkulov I.V. Motorsolve software package: verification of parameters and characteristics of the brushless permanent magnet motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 5, pp. 20-24. <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.5.03>.

14. Tonkal' V.E., Rudenko V.S., Zhuikov V.Ia. *Ventil'nye preobrazovateli peremennoi struktury* [Valve converters of variable structure]. Kyiv, Naukova Dumka Publ., 1989. 336 p. (Rus).

15. Plakhtyna E.G. *Matematicheskoe modelirovanie elektromashinno-ventil'nykh system* [Mathematical modeling of electromachine-valve systems]. Lvov, Vishcha Shkola Publ., 1986. 164 p. (Rus).

16. Dizhur D.P. Method of simulation on a digital computer of valve converter circuits. *Izvestia of the Research Institute of Direct Current*, 1970, no. 16, pp. 7-9. (Rus).

17. Fil'ts R.V. *Matematicheskie osnovy teorii elektromekhanicheskikh preobrazovatelei* [Mathematical foundations of the theory of electromechanical converters]. Kyiv, Naukova Dumka Publ., 1979. 208 p. (Rus).

How to cite this article:

Vasylyv K.M. Method of dynamic parameters for mathematical modelling of switching processes of valves closing of semiconductor converters. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 28-38. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.05>

18. Hutsaliuk V.Y., Yurchenko O.M., Zubkov I.S., Pazenko V.P. Serial connecting of resonant voltage inverters for high-frequency induction heating equipment. *Technical Electrodynamics*, 2018, no. 4, pp. 70-73. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.070>.

19. Belov G.A., Serebriannikov A.V., Garanin S.G. Calculation and analysis of processes in reversible pulse converters with two-way differential pulse-width modulation. *Elektrichestvo*, 2013, no. 2, pp. 42-63. (Rus).

20. Goriakin D.V., Mytsyk G.S. Study of the operating modes of a three-phase bridge inverter circuit. *Elektrichestvo*, 2012, no. 5, pp. 23-31. (Rus).

21. Mazurenko L.I., Vasylyv K.M. The law of the electric magnetic processes of the security exercise systems of the autonomous asynchronized generator on the case of the cascade three-phase three-flexible voltage modulator. *Technical Electrodynamics*, 2018, no. 6, pp. 46-49. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.046>.

Надійшла (Received) 03.02.2022  
 Прийнята (Accepted) 25.03.2022  
 Опублікована (Published) 01.06.2022

Василів Карл Миколайович <sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
<sup>1</sup> Національний університет «Львівська політехніка»,  
 79013, Львів, вул. Степана Бандери, 12,  
 e-mail: karl.vasylyv@gmail.com (Corresponding author)

K.M. Vasylyv <sup>1</sup>  
<sup>1</sup> Lviv Polytechnic National University,  
 12, Bandera Str., Lviv, 79013, Ukraine.

**Method of dynamic parameters for mathematical modelling of switching processes of valves closing of semiconductor converters.**

*A method has been developed for mathematical modeling of valve frequency converters (VFC) based on an analysis of the nature of the occurrence and patterns of the flow of inverse current of valves when they are locked using the dynamic parameters of valves, which are series-connected inductance and active resistance, changing in accordance with the pattern of concentration dynamics charges in semiconductor structures (bases, emitters and p-n junctions. Taking into account the presence of the inverse current of semiconductor valves significantly increases the level of adequacy of mathematical modeling of VFCs of arbitrary structure and purpose and in arbitrary modes of their operation, including asymmetric and emergency transient electromagnetic processes of electrotechnical complexes with VFCs, not only during the time interval of switching (closing) of valves, but throughout the entire time modeling. References 21, figures 9.*

**Key words:** valve, switching, inverse current, adequacy level, mathematical model, software code.



Г.В. Безпрозваних, М.В. Гринишина

## Ефективні параметри діелектричної абсорбції полімерної ізоляції з напівпровідними покриттями силових високовольтних кабелів

На підставі послідовно-паралельної нелінійної схеми заміщення напівпровідних покриттів та лінійної електричної полімерної ізоляції у широкому діапазоні частоти визначено ефективні параметри діелектричної абсорбції силових високовольтних кабелів одножильного виконання. За результатами моделювання, з урахуванням дисперсії електрофізичних характеристик напівпровідних покриттів, доведено, що ефективна електрична ємність тришарової композитної ізоляційної системи визначається ємністю полімерної ізоляції. Встановлено характер частотних залежностей та максимальні значення ефективного тангенсу кута діелектричних втрат в залежності від співвідношення між питомою електропровідністю на постійному і змінному струмі та товщиною напівпровідних екранів. Отримані співвідношення є підставою для розроблення практичних рекомендацій щодо обґрунтування товщини та електрофізичних параметрів напівпровідних покриттів для зменшення їх впливу на ефективний тангенс кута діелектричних втрат тришарової композитної електроізоляційної системи силових високовольтних кабелів. Бібл. 23, рис. 6.

**Ключові слова:** напівпровідні покриття, полімерна ізоляція, силовий високовольтний кабель, нелінійна схема заміщення, комплексна діелектрична проникність, активна питома провідність, ефективна електрична ємність, ефективний тангенс кута діелектричних втрат.

**Вступ.** Електропостачання 15 млн. одиниць різних груп споживачів в Україні здійснюється завдяки мережам середньої напруги, довжина яких становить понад 92 % від мереж усіх класів [1]. Необхідність заміни близько 140 тис. км електричних мереж обумовлює впровадження силових високовольтних кабелів з полімерною ізоляцією на основі зшитого поліетилену, високопродуктивних термопластичних еластомерів [2, 3]. З впровадженням сучасних кабельних високовольтних систем з'являється, по-перше, можливість широкого використання розгалуженої розподіленої кабельної мережі для передачі даних значного об'єму [4, 5]. По-друге, – проведення діагностики ізоляції для виявлення ознак її деградації, які в найбільшій мірі проявляються у високочастотному діапазоні [6-12].

Конструктивною особливістю силових високовольтних кабелів з полімерною ізоляцією є наявність напівпровідних екранів по струмопровідній жилі і ізоляції для вирівнювання електричного поля на поверхні жили і зменшення електричного поля на поверхні ізоляції [13, 14]. Напівпровідні екрани наносяться одночасно з екструзуванням полімерної ізоляції. Така технологія забезпечує високу адгезію між екранами і ізоляцією, зменшує ймовірність утворення газових включень в ізоляції і на границі з напівпровідними екранами.

Зазвичай застосовуються напівпровідні прошарки з композитного полімерного матеріалу додаванням технічного вуглецю в якості наповнювача в решітку полімеру. Такий матеріал забезпечує поступове зміння питомої електричної провідності та діелектричної проникності при переході електричного поля від струмопровідної жили до електричної ізоляції [14].

Введення домішок ацетиленової сажі, питомий опір частинок яких знаходиться в діапазоні від 0,0001 до 100 Ом·м, призводить до симетричного радіального профілю електричного поля в силовому кабелі коаксіальної конструкції, що запобігає збільшенню локального поля. Локальне електричне поле є головним стимулом для утворення та розростання водяних трингів, часткових розрядів і навіть механічних розривів силових кабелів [15].

Наявність напівпровідних екранів призводить до появи додаткових діелектричних втрат в порівнянні з полімерною ізоляцією без екранів. Втрати в кабелях за умови наявності напівпровідних покриттів залежать від діелектричної проникності та питомого опору композитного полімерного матеріалу, які є частотно-залежними параметрами [16, 17].

У статті використано поняття діелектричної абсорбції, що пов'язується з втратами енергії в поліетиленовій ізоляції, які в свою чергу, визначаються електричною ємністю та тангенсом кута діелектричних втрат. У загальному випадку термін «діелектрична абсорбція» пояснюється, наприклад, в роботах [18, 19] і використовується в дослідженні фізичних механізмів поглинання електромагнітної енергії, створення залишкового заряду, ін., а також в теорії електромагнітних хвиль [20], до того ж у статті [19] діелектрична абсорбція та втрати розділяються.

**Аналіз літературних джерел.** Електрофізичні характеристики напівпровідних покриттів істотно впливають на розподіл електричного поля і втрати в кабелях на робочій частоті 50 Гц [13]. В [21] авторами отримано ефективний тангенс кута діелектричних втрат тришарової композитної ізоляції без урахування залежності від частоти питомої провідності і діелектричної проникності та товщини напівпровідних покриттів.

Вплив напівпровідних покриттів з урахуванням втрат на поляризацію в діапазоні частоти 200 Гц – 20 кГц враховано в [16] на підставі паралельної схеми заміщення у вигляді електричної ємності та опору кожного з компонентів тришарової композитної системи, включених послідовно.

Із застосуванням схеми заміщення поліетиленової зшитої ізоляції з трьома релаксаційними RC-колами в [22] доведено виникнення релаксаційних максимумів на частотній залежності тангенсу кута діелектричних втрат в полімерній ізоляції з напівпровідними екранами силових кабелів середньої напруги.

В роботі [17] експериментально показано, що діелектричні втрати в напівпровідних екранах стають

домінуючими в силових високовольтних кабелях з полімерною ізоляцією на частоті більше 10 МГц.

Невисвітленими та вкрай актуальними залишаються питання щодо визначення впливу товщини та електрофізичних характеристик напівпровідних покриттів на ефективні електричну ємність і тангенс кута діелектричних втрат силових високовольтних кабелів в широкому діапазоні частоти.

**Метою статті** є визначення ефективної електричної ємності та тангенсу кута діелектричних втрат силових високовольтних кабелів з полімерною ізоляцією у широкому діапазоні частоти з урахуванням дисперсії електрофізичних характеристик та товщини напівпровідних екранів.

**Дисперсія електрофізичних характеристик матеріалів напівпровідних покриттів.** Полімерна неполярна ізоляція силових кабелів (зшитий поліетилен, термоеластопласти) характеризується високими діелектричними властивостями у широкому діапазоні частоти. Так, для зшитої поліетиленової ізоляції питома об'ємна провідність  $\gamma$  дорівнює ( $10^{-13} - 10^{-14}$ ) См/м; діелектрична проникність – на рівні 2,5 (статичне значення) та, практично, слабо залежать від частоти в області слабких електричних полів, що обумовлює несуттєве значення коефіцієнта діелектричних втрат  $\varepsilon''(\omega)$  та, відповідно, тангенсу кута діелектричних втрат  $\text{tg}\delta$  полімерної ізоляції. Дисперсія діелектричної проникності для зшитого поліетилену становить  $2,5 - 2,38 = 0,12$  в спектрі частоти до 100 МГц [3].

Напівпровідні покриття характеризуються високими значеннями питомої об'ємної провідності, діелектричної проникності та коефіцієнту діелектричних втрат, що обумовлено морфологічними та структурними особливостями полімерного матеріалу.

Умовно композитний полімерний матеріал з домішками сажі складається з трьох фаз: ізоляційної (рис. 1, область I), перколяційної (рис. 1, область II) та провідної (рис. 1, область III) [23].

В області низької частоти тунельний ефект між частинками сажі (вуглецю) вважається основним механізмом, що обумовлює слабку залежність питомої електричної провідності напівпровідника від частоти.

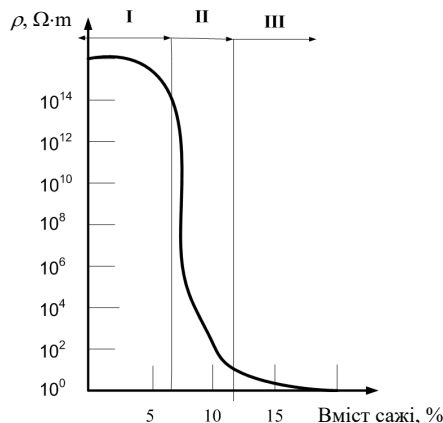


Рис. 1. Вплив вмісту сажі на питому провідність напівпровідного покриття силових кабелів

В такому разі питома об'ємна провідність  $\gamma$  мало відрізняється від питомої об'ємної провідності  $\gamma_{dc}$  на постійному струмі. Тангенс кута діелектричних втрат

$\text{tg}\delta_e$ , обумовлений електропровідністю, зменшується обернено пропорційно круговій частоті  $\omega$  та дійсній частині  $\varepsilon'(\omega)$  комплексної діелектричної проникності  $\varepsilon^*$  матеріалу напівпровідного покриття (рис. 2,а) [21]

$$\text{tg}\delta_e = \frac{\gamma_{dc}}{\omega \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon'(\omega)}, \quad (1)$$

де  $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м – електрична стала.

Загальний тангенс кута діелектричних втрат  $\text{tg}\delta_{semi}$  напівпровідного покриття враховує втрати на електропровідність  $\text{tg}\delta_e$  та поляризацію  $\text{tg}\delta_{pol}$  [16, 21]

$$\text{tg}\delta_{semi} = \text{tg}\delta_e + \text{tg}\delta_{pol} = \frac{\gamma_{dc}}{\omega \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon'(\omega)} + \frac{\varepsilon''(\omega)}{\varepsilon'(\omega)}, \quad (2)$$

де  $\varepsilon''(\omega)$  – залежна від частоти уявна частина комплексної діелектричної проникності (рис. 2,б).

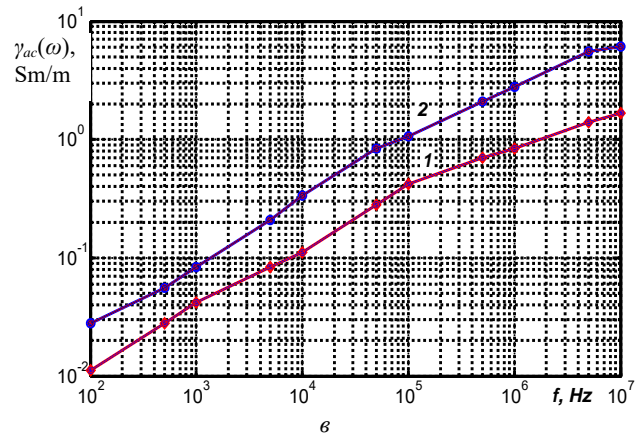
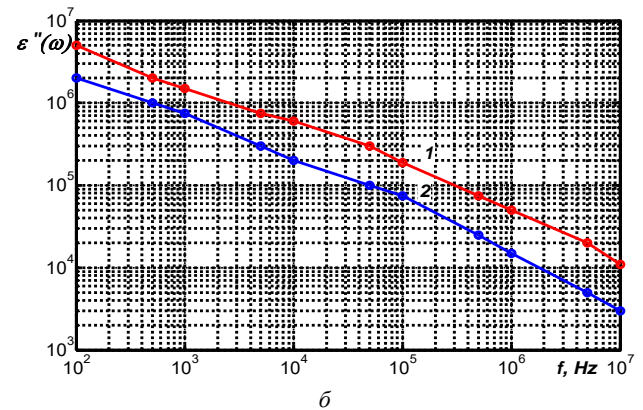
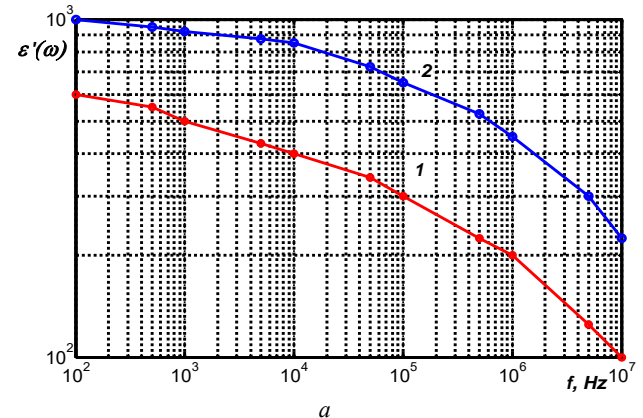


Рис. 2. Типові частотні залежності електрофізичних характеристик покриттів по жилі (крива 1) та ізоляції (крива 2) силових високовольтних кабелів за умови лінійної вольт-амперної характеристики напівпровідних матеріалів

Враховуючи, що активна питома об'ємна провідність  $\gamma_{ac}(\omega)$  на змінній напрузі кругової частоти  $\omega$  визначається уявною частиною  $\varepsilon'(\omega)$  комплексної діелектричної проникності (рис. 2,б)

$$\gamma_{ac}(\omega) = \omega \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon''(\omega), \quad (3)$$

частотна залежність тангенсу кута діелектричних втрат напівпровідних покриттів визначається як

$$\operatorname{tg} \delta_{semi}(\omega) = \frac{\gamma_{semi}(\omega)}{\omega \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon'(\omega)}, \quad (4)$$

де  $\gamma_{semi}(\omega) = \gamma_{dc} + \gamma_{ac}(\omega)$ .

За умови  $\gamma_{ac}(\omega) \gg \gamma_{dc}$ , що справедливо для сучасних композицій напівпровідних екранів силових високовольтних кабелів, тангенс кута діелектричних втрат напівпровідних покриттів визначається на підставі (5) [16]

$$\operatorname{tg} \delta_{semi}(\omega) = \frac{\gamma_{ac}(\omega)}{\omega \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon'(\omega)}. \quad (5)$$

**Ефективні параметри діелектричної абсорбції полімерної ізоляції з напівпровідними покриттями.** Послідовно-паралельна схема заміщення тришарової композитної ізоляційної системи з урахуванням дисперсії електрофізичних характеристик напівпровідних покриттів силових високовольтних кабелів представлена на рис. 3,а.

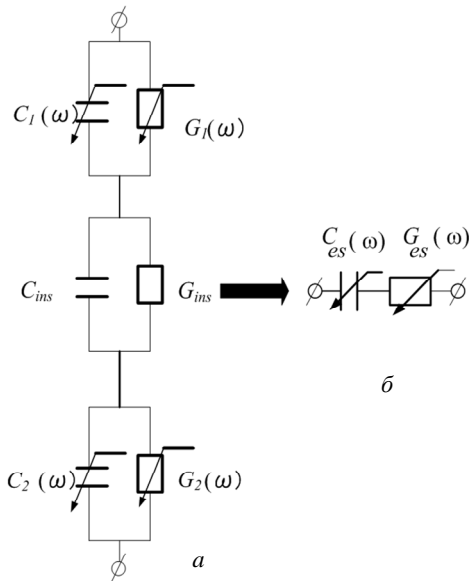


Рис. 3. Послідовно-паралельна (а) та еквівалентна послідовна (б) нелінійні схеми заміщення електричної ізоляції та напівпровідних покриттів силових високовольтних кабелів

На рис. 3,а позначено:  $C_{ins}$ ,  $C_1(\omega)$ ,  $C_2(\omega)$  – ємності та  $G_{ins}$ ,  $G_1(\omega)$ ,  $G_2(\omega)$  – активні провідності прошарків

$$C_{es}(\omega) = \frac{C_{1s} \cdot C_{inss} \cdot C_{2s}}{C_{1s} \cdot C_{inss} + C_{1s} \cdot C_{2s} + C_{inss} \cdot C_{2s}} = \frac{2 \pi \cdot A_1 \cdot A_{ins} \cdot A_2 \cdot D_1 \cdot D_{ins} \cdot D_2}{\omega^2 \cdot \varepsilon_0 \cdot [A_1 \cdot A_{ins} \cdot \varepsilon'_2(\omega) \cdot \Delta_2 \cdot D_1 \cdot D_{ins} + A_1 \cdot A_2 \cdot \varepsilon'_{ins} \cdot \Delta_{ins} \cdot D_1 \cdot D_2 + A_{ins} \cdot A_2 \cdot \varepsilon'_1(\omega) \cdot \Delta_1 \cdot D_{ins} \cdot D_2]}, \quad (11)$$

та тангенс кута діелектричних втрат  $\operatorname{tg} \delta_{es}(\omega)$

полімерної ізоляції та напівпровідних покриттів по струмопровідній жилі та ізоляції за паралельною схемою заміщення відповідно

$$C_1(\omega) = \frac{\varepsilon'_1(\omega) \cdot \varepsilon_0 \cdot S_1}{\Delta_1}; \quad C_{ins} = \frac{\varepsilon'_{ins} \cdot \varepsilon_0 \cdot S_{ins}}{\Delta_{ins}}; \quad (6)$$

$$C_2(\omega) = \frac{\varepsilon'_2(\omega) \cdot \varepsilon_0 \cdot S_2}{\Delta_2};$$

$$G_1(\omega) = \gamma_{semi1}(\omega) \cdot \frac{S_1}{\Delta_1}; \quad G_{ins} = \gamma_{ins} \cdot \frac{S_{ins}}{\Delta_{ins}}; \quad (7)$$

$$G_2(\omega) = \gamma_{semi2}(\omega) \cdot \frac{S_2}{\Delta_2};$$

де  $\varepsilon'_{ins}$ ,  $\varepsilon'_1(\omega)$ ,  $\varepsilon'_2(\omega)$  – дійсні частини комплексної діелектричної проникності ізоляції, напівпровідних покриттів по жилі та ізоляції;  $\gamma_{ins}$  – об'ємна питома провідність ізоляції та  $\gamma_{semi1}$ ,  $\gamma_{semi2}$  – загальні об'ємні питоми провідності з урахуванням частотної залежності активної провідності напівпровідних покриттів по жилі та ізоляції;  $S_{ins}$ ,  $S_1$ ,  $S_2$  – перерізи та  $\Delta_{ins}$ ,  $\Delta_1$ ,  $\Delta_2$  – товщини ізоляції та напівпровідних покриттів по жилі і ізоляції відповідно.

Перехід від паралельної до послідовної схеми заміщення дозволяє визначити тангенс кута діелектричних втрат, електричну ємність та активну провідність кожного з компонентів з урахуванням (5) – (7):

– для напівпровідного покриття по жилі:

$$\operatorname{tg} \delta_1(\omega) = \frac{G_1(\omega)}{\omega \cdot C_1(\omega)};$$

$$C_{1s}(\omega) = C_1(\omega) \cdot (1 + \operatorname{tg} \delta_1^2(\omega)); \quad (8)$$

$$G_{1s}(\omega) = \frac{\omega \cdot C_{1s}(\omega)}{\operatorname{tg} \delta_1(\omega)};$$

– для ізоляції кабелю:

$$C_{inss} = C_{ins} \cdot (1 + \operatorname{tg} \delta_{ins}^2); \quad (9)$$

$$G_{inss} = \frac{\omega \cdot C_{inss}}{\operatorname{tg} \delta_{ins}};$$

– для напівпровідного покриття по ізоляції:

$$\operatorname{tg} \delta_2(\omega) = \frac{G_2(\omega)}{\omega \cdot C_2(\omega)};$$

$$C_{2s}(\omega) = C_2(\omega) \cdot (1 + \operatorname{tg} \delta_2^2(\omega)); \quad (10)$$

$$G_{2s}(\omega) = \frac{\omega \cdot C_{2s}(\omega)}{\operatorname{tg} \delta_2(\omega)};$$

та визначити ефективні електричні параметри (рис. 3,б) тришарової композиційної системи за умови заданих частотних електрофізичних характеристик та товщин напівпровідних покриттів та ізоляції:

– електричну ємність  $C_{es}(\omega)$ :

$$\operatorname{tg} \delta_{es}(\omega) = \frac{\omega \cdot C_{es}(\omega)}{G_{es}(\omega)} = \frac{\omega \cdot C_{es}(\omega) \cdot (G_{1s}(\omega) \cdot G_{inss} + G_{1s}(\omega) \cdot G_{2s}(\omega) + G_{inss} \cdot G_{2s}(\omega))}{G_{1s}(\omega) \cdot G_{inss} \cdot G_{2s}(\omega)} =$$

$$\frac{\omega \cdot \varepsilon_0 \cdot D_1 \cdot D_{ins} \cdot D_2 \cdot \left[ A_1 \cdot A_{ins} \cdot \frac{\varepsilon_2''(\omega)}{\gamma_{semi2}(\omega)} \cdot \frac{\Delta_2}{D_2} + A_1 \cdot A_2 \cdot \frac{\varepsilon_{ins}''}{\gamma_{ins}} \cdot \frac{\Delta_{ins}}{D_{ins}} + A_{ins} \cdot A_2 \cdot \frac{\varepsilon_1''(\omega)}{\gamma_{semi1}(\omega)} \cdot \frac{\Delta_1}{D_1} \right]}{\omega^2 \cdot \varepsilon_0 \cdot [A_1 \cdot A_{ins} \cdot \varepsilon_2'(\omega) \cdot \Delta_2 \cdot D_1 \cdot D_{ins} + A_1 \cdot A_2 \cdot \varepsilon_{ins}' \cdot \Delta_{ins} \cdot D_1 \cdot D_2 + A_{ins} \cdot A_2 \cdot \varepsilon_1'(\omega) \cdot \Delta_1 \cdot D_{ins} \cdot D_2]}, \quad (12)$$

де

$$A_1 = (\omega^2 \cdot \varepsilon_0^2 \cdot \varepsilon_1'(\omega) + \gamma_{semi1}^2(\omega)),$$

$$A_{ins} = (\omega^2 \cdot \varepsilon_0^2 \cdot \varepsilon_{ins}' + \gamma_{ins}^2),$$

$$A_2 = (\omega^2 \cdot \varepsilon_0^2 \cdot \varepsilon_2'(\omega) + \gamma_{semi2}^2(\omega))$$

– розмірні коефіцієнти (См<sup>2</sup>/м<sup>2</sup>), які враховують частотні залежності електрофізичних характеристик напівпровідних екранів та полімерної ізоляції;

$$D_1 = (r_g + \Delta_1 / 2),$$

$$D_{ins} = (r_g + \Delta_1 + \Delta_{ins} / 2),$$

$$D_2 = (r_g + \Delta_1 + \Delta_{ins} + \Delta_2 / 2)$$

– геометричні фактори, залежні від радіуса жили  $r_g$ , товщини напівпровідного покриття по жилі  $\Delta_1$ , товщини ізоляції  $\Delta_{ins}$  і товщини напівпровідного покриття по ізоляції  $\Delta_2$  відповідно.

**Частотні залежності ефективних параметрів діелектричної абсорбції тришарової композитної системи силових кабелів.** На рис. 4 представлено модельні частотні залежності ефективної ємності (рис. 4,а) та ефективного тангенсу кута діелектричних втрат (рис. 4,б), визначені на підставі (11) і (12), силового одножильного кабелю з перерізом струмопровідної жили 95 мм<sup>2</sup> напруги 35 кВ. Товщина зшитой поліетиленової ізоляції дорівнює 7 мм. Значення тангенсу кута діелектричних втрат поліетиленової ізоляції становить  $\operatorname{tg} \delta_{ins} = 1 \cdot 10^{-4}$  на частоті 50 Гц та змінюється обернено пропорційно частоті відповідно до (1): визначальними є втрати на електропровідність.

Криві 1, 1' та 2 відповідають складовим електричної ємності: 1 та 1' – напівпровідному екрану по струмопровідній жилі, товщина котрого дорівнює 0,8 та 1,6 мм відповідно; крива 2 – напівпровідному екрану по зшитій поліетиленовій ізоляції товщиною 0,6 мм, крива 3 – власне ефективної ємності тришарової композитної системи (рис. 4,а). Об'ємні питомі провідності на постійному струмі напівпровідних покриттів по жилі та ізоляції дорівнюють  $\gamma_{dc1} = 10^{-2}$  См/м,  $\gamma_{dc2} = 1$  См/м відповідно. Поліетиленової ізоляції –  $\gamma_{ins} = 10^{-13}$  См/м. Активні питомі об'ємні провідності напівпровідних екранів  $\gamma_{ac}(\omega)$  на змінній напрузі визначено на підставі (3) з урахуванням частотної залежності компонентів, представлених на рис. 2,в.

Крива 4 – значення ємності ізоляції, визначеної за (13) [15]

$$C_{ins} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon_{ins}' \cdot \varepsilon_0}{\log(D_2 / D_1)}, \quad \Phi/\text{м}. \quad (13)$$

Результати моделювання доводять: значення ефективної ємності тришарової ізоляції (крива 3, рис. 4,а), визначеної на підставі (11), практично, не відрізняються від значень, отриманих на основі (13) (крива 4, рис. 4,а). Ефективна ємність кабелю з напівпровідними екранами визначається діелектричною проникніс-

тю самої ізоляції та товщиною компонентів: вплив напівпровідних екранів несуттєво проявляється у високочастотному діапазоні (див. рис. 4,а).

Ефективний тангенс кута діелектричних втрат тришарової композиції суттєво залежить, як від електрофізичних властивостей матеріалів напівпровідних екранів, так і їх товщині навіть за умови однакових електрофізичних характеристик (порівняйте криві 1 та 1', рис. 4,б). Збільшення товщини напівпровідного екрану по струмопровідній жилі в 2 рази призводить до зростання ефективного тангенсу кута діелектричних втрат в 2 рази з проявом характерного дипольного максимуму на частоті 50 кГц.

Варіювання електрофізичних властивостей та товщини напівпровідних екранів по жилі та зшитій поліетиленовій ізоляції силового кабелю напруги 35 кВ призводить до різного характеру частотних залежностей ефективного тангенсу кута діелектричних втрат (криві 1–5, рис. 5,а). Ефективний тангенс кута діелектричних втрат тришарової композитної системи в (1–7) разів перевищує тангенс кута діелектричних втрат власне полімерної ізоляції  $\operatorname{tg} \delta_{ins}$  для частоти 50 Гц (порівняйте криві 1–5, рис. 5,б) у широкому діапазоні частоти, що обумовлено впливом активної питомої провідності напівпровідних покриттів (див. рис. 2,в).

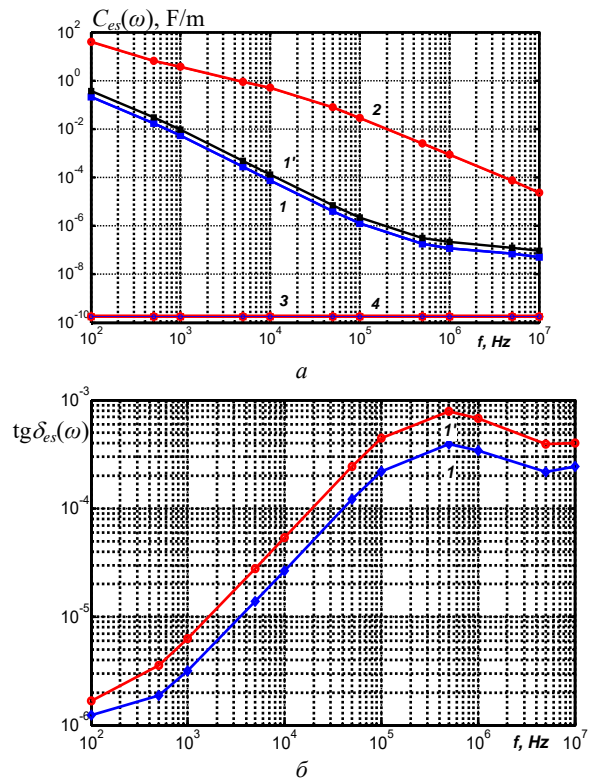


Рис. 4. Частотні залежності еквівалентних параметрів діелектричної абсорбції силового високовольтного кабелю з урахуванням дисперсії електрофізичних характеристик напівпровідних екранів

На рис. 5а,б криві 1 – 5 відповідають модельним залежностям, крива 6 (рис. 5,а) – експериментальній для зразка силового одножильного кабелю з поліетиленовою ізоляцією (товщина ізоляції 7 мм) на напругу 35 кВ, який довгий час знаходився в незахищеному від вологи стані – природна зволоженість (в конструкції кабелю відсутні водоблокуючі стрічки). Діелектричні параметри виміряне цифровим вимірювачем ємності і тангенсу кута діелектричних втрат RLC Meter DE-5000 в діапазоні частоти 100 Гц – 100 кГц.

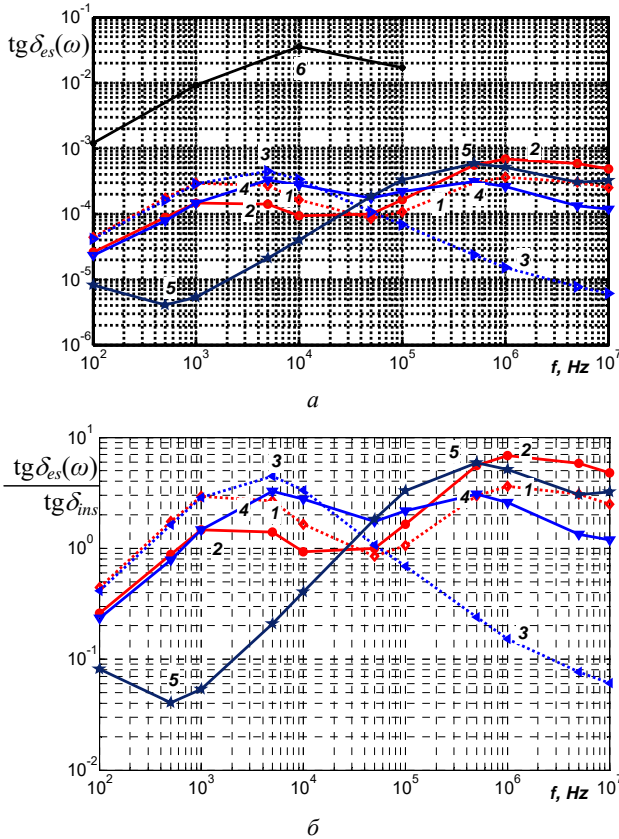


Рис. 5. Частотні залежності тангенсу кута діелектричних втрат при різних електричних властивостях та товщині напівпровідних екранів силового кабелю на напругу 35 кВ

Крива 1 – товщина напівпровідних екранів по струмопровідній жилі та ізоляції дорівнює 1,2 та 0,6 мм, крива 2 –  $\Delta_1 = 0,6$  мм та  $\Delta_2 = 1,2$  мм з питомою провідністю на постійному струмі  $\gamma_{dc1} = 10^{-4}$  См/м,  $\gamma_{dc2} = 10^{-2}$  См/м відповідно; криві 3, 4 –  $\Delta_1 = 0,6$  мм та  $\Delta_2 = 1,2$  мм з  $\gamma_{dc1} = 10^{-4}$  См/м,  $\gamma_{dc2} = 10^{-4}$  См/м (крива 3) та  $\gamma_{dc1} = 10^{-2}$  См/м,  $\gamma_{dc2} = 10^{-4}$  См/м (крива 4); крива 5 –  $\Delta_1 = 1,2$  мм та  $\Delta_2 = 0,6$  мм з  $\gamma_{dc1} = 10^{-2}$  См/м,  $\gamma_{dc2} = 1$  См/м.

Так, за умови:

1)  $\Delta_1 > \Delta_2$  та  $\gamma_{ac1} > \gamma_{dc1}$ ,  $\gamma_{ac2} \approx \gamma_{dc2}$  (крива 1) спостерігається два характерних максимуми ефективного тангенсу кута діелектричних втрат близько частоти 1 кГц та 1 МГц зі значеннями  $\text{tg} \delta_{es}$  в 3–3,3 рази вище  $\text{tg} \delta_{ms}$ ;

2)  $\Delta_1 < \Delta_2$  та  $\gamma_{ac1} > \gamma_{dc1}$ ,  $\gamma_{ac2} > \gamma_{dc2}$  (крива 3) спостерігається один максимум  $\text{tg} \delta_{es}$  на частоті 5 кГц з перевищенням значення в 4,5 рази;

3)  $\Delta_1 > \Delta_2$  та  $\gamma_{ac1} \approx \gamma_{dc1}$ ,  $\gamma_{ac2} \approx \gamma_{dc2}$  (крива 5) один максимум  $\text{tg} \delta_{es}$  близько частоти 50 МГц зі значеннями  $\text{tg} \delta_{es}$  в 6 разів вище  $\text{tg} \delta_{ms}$ .

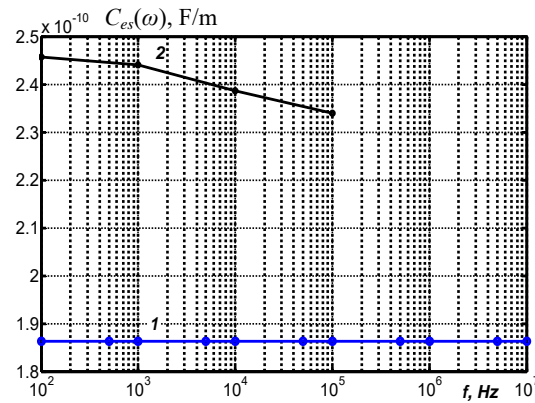


Рис. 6. Модельна (крива 1) та експериментальна (крива 2) залежності еквівалентної ємності одножильного кабелю на напругу 35 кВ

Характер змінення частотної модельної залежності ефективного тангенсу кута діелектричних втрат для кривої 3 в більшій мірі узгоджується з експериментальною кривою 6 зразка силового кабелю зі зволоженою поліетиленовою ізоляцією. Підтвердженням зволоженості та дифузії ацетиленової сажі (вуглецю) відповідно до теорії перколяції є прояв частотної залежності ємності зразка силового кабелю 35 кВ з товщиною ізоляції 7 мм (рис. 6, крива 2).

#### Висновки.

Вперше у широкому діапазоні частоти встановлено вплив електрофізичних характеристик, з урахуванням дисперсії комплексної діелектричної проникності і активної питомої провідності, та товщини напівпровідних екранів на ефективні параметри діелектричної абсорбції тришарової композитної електроізоляційної системи силових високовольтних кабелів.

Ефективна електрична ємність тришарової композитної системи визначається електричною ємністю полімерної ізоляції та залежить від діелектричної проникності і товщини ізоляції, що підтверджується експериментальними даними.

Розглянутий алгоритм визначення ефективного тангенсу кута діелектричних втрат у широкому діапазоні частоти є основою для створення методики щодо обґрунтування електрофізичних характеристик та товщини напівпровідних екранів для зменшення їх впливу на ефективні параметри діелектричної абсорбції силових високовольтних кабелів з полімерною ізоляцією.

**Конфлікт інтересів.** Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. СОУ-Н ЕЕ 20.302:2007 Норми випробування електрообладнання (нова редакція 2020 р.). – Київ, 2020. – 262 с. Режим доступу: <https://docs.dtkr.ua/download/pdf/1225.943.1> (Дата звернення: 28.03.2021).
2. Wire and Cable Market (Type - Wire, and Cable; Voltage Type - Low Voltage, Medium Voltage, and High and Extra High Voltage; Applications - Power Transmission and Distribution, Transport, Data Transmission, Infrastructure): Global Industry Analysis, Trends, Size, Share and Forecasts to 2024. *Infinium Global Research*, 2020. Режим доступу: <https://www.infiniumglobalresearch.com/ict-semiconductor/global-wire-and-cable-market> (Дата звернення: 28.03.2021).

3. Huang X., Zhang J., Jiang P. Thermoplastic insulation materials for power cables: History and progress. *Gaodiyana Jishu/High Voltage Engineering*, 2018, vol. 44, no. 5, pp. 1377-1398. doi: <https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20180430001>.
4. Cataliotti A., Daidone A., Tine G. Power Line Communication in Medium Voltage Systems: Characterization of MV Cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2008, vol. 23, no. 4, pp. 1896-1902. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2008.919048>.
5. Zhao H., Zhang W., Wang Y. Characteristic Impedance Analysis of Medium-Voltage Underground Cables with Grounded Shields and Armors for Power Line Communication. *Electronics*, 2019, vol. 8, no. 5, p. 571. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics8050571>.
6. Linde E., Verardi L., Fabiani D., Gedde U.W. Dielectric spectroscopy as a condition monitoring technique for cable insulation based on crosslinked polyethylene. *Polymer Testing*, 2015, vol. 44, pp. 135-142. doi: <https://doi.org/10.1016/j.polymertesting.2015.04.004>.
7. Bezprozvannykh G.V., Kostjukov I.A. A calculation model for determination of impedance of power high voltage single-core cables with polymer insulation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 3, pp. 47-51. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.3.08>.
8. Araneo R., Celozzi S., Faria J.A.B. Frequency-domain analysis of the characteristic impedance matrix of high-voltage transmission lines. *2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC EUROPE*, 2017, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2017.8094662>.
9. Papazyan R. Concepts for market-based MV cable operations and maintenance using insulation parameters measurements. *2020 12th Electrical Engineering Faculty Conference (BulEF)*, 2020, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/BulEF51036.2020.9326055>.
10. Heider M.Z., Rahman M.M., Al-Arainy A.A. Study of frequency variant tan delta diagnosis for MV cables insulation status assessment. *2019 5th International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*, 2019, pp. 260-264. doi: <https://doi.org/10.1109/ICAEE48663.2019.8975616>.
11. Sun B., Makram E., Xu X. Impacts of Water-Tree Fault on Ferroresonance in Underground Cables. *Journal of Power and Energy Engineering*, 2017, vol. 05, no. 12, pp. 75-86. doi: <https://doi.org/10.4236/jpee.2017.512010>.
12. Burkes K.W., Makram E.B., Hadidi R. Water Tree Detection in Underground Cables Using Time Domain Reflectometry. *IEEE Power and Energy Technology Systems Journal*, 2015, vol. 2, no. 2, pp. 53-62. doi: <https://doi.org/10.1109/JPETS.2015.2420791>.
13. Kucheriava I.M. Power cable defects and their influence on electric field distribution in polyethylene insulation. *Technical Electrodynamics*, 2017, no. 2, pp. 19-24. doi: <http://doi.org/10.15407/techned2017.02.019>.
14. Wei Y., Liu M., Han W., Li G., Hao C., Lei Q. Charge Injection Characteristics of Semi-Conductive Composites with Carbon Black-Polymer for HVDC Cable. *Polymers*, 2019, vol. 11, no. 7, p. 1134. doi: <https://doi.org/10.3390/polym11071134>.
15. Bezprozvannykh G.V., Kyessayev A.G. The technological and exploitative factors of local increase of electric field strength in the power cable of coaxial design. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2016, no. 6, pp. 54-59. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2016.6.09>.
16. Liu T., Fothergill J., Dodd S., Nilsson U. Influence of semicon shields on the dielectric loss of XLPE cables. *2009 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, 2009, pp. 246-249. doi: <https://doi.org/10.1109/CEIDP.2009.5377792>.
17. Chunchuan Xu, Boggs S.A. High frequency properties of shielded power cable. Part 2: sources of error in measuring shield dielectric properties. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 2006, vol. 22, no. 1, pp. 7-13. doi: <https://doi.org/10.1109/MEI.2006.1618966>.
18. Fröhlich H. *Theory of dielectrics. Dielectric constant and dielectric loss*. Oxford, Clarendon Press, 1949. 180 p.
19. Murphy E.J., Lowry H.H. The Complex Nature of Dielectric Absorption and Dielectric Loss. *The Journal of Physical Chemistry*, 1930, vol. 34, no. 3, pp. 598-620. doi: <https://doi.org/10.1021/j150309a014>.
20. Von Hippel A.R. *Dielectrics and waves*. New York, London, John Wiley and Sons, Chapman and Hall, 1959. 284 p.
21. Золотарев В.М., Золотарев В.В., Бузько С.В., Антоненко Т.Ю., Науменко А.А. Влияние проводимости экранов на диэлектрические потери в кабелях. *Вісник НТУ «ХПИ»*, 2014, № 21, С. 50-54. Режим доступу: [http://repository.kpi.kharkov.ua/bitstream/KhPI-Press/9217/1/vestnik\\_HPI\\_2014\\_21\\_Zolotaryov\\_Vliyanivye.pdf](http://repository.kpi.kharkov.ua/bitstream/KhPI-Press/9217/1/vestnik_HPI_2014_21_Zolotaryov_Vliyanivye.pdf) (Дата звернення: 15.04.2021).
22. Bezprozvannykh A.V., Kessaev A.G., Shcherba M.A. Frequency dependence of dielectric loss tangent on the degree of humidification of polyethylene cable insulation. *Technical Electrodynamics*, 2016, no. 3, pp. 18-24. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.018>.
23. Rothon R. *Fillers for Polymer Applications*. Springer International Publishing, 2017. 317 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-28117-9>.

#### REFERENCES

1. SOU-N EE 20.302: 2007 Standards for testing electrical equipment (new version 2020). – К., 262 p. (Ukr). Available at: <http://www.elec.ru/articles/innovacionnyc-prorv-na-rynke-silovyh-transformatorov> (Accessed 28 March 2021).
2. Wire and Cable Market (Type - Wire, and Cable; Voltage Type - Low Voltage, Medium Voltage, and High and Extra High Voltage; Applications - Power Transmission and Distribution, Transport, Data Transmission, Infrastructure): Global Industry Analysis, Trends, Size, Share and Forecasts to 2024. *Infinium Global Research*, 2020. Available at: <https://www.infiniumglobalresearch.com/ict-semiconductor/global-wire-and-cable-market> (Accessed 28 March 2021).
3. Huang X., Zhang J., Jiang P. Thermoplastic insulation materials for power cables: History and progress. *Gaodiyana Jishu/High Voltage Engineering*, 2018, vol. 44, no. 5, pp. 1377-1398. doi: <https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20180430001>.
4. Cataliotti A., Daidone A., Tine G. Power Line Communication in Medium Voltage Systems: Characterization of MV Cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2008, vol. 23, no. 4, pp. 1896-1902. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2008.919048>.
5. Zhao H., Zhang W., Wang Y. Characteristic Impedance Analysis of Medium-Voltage Underground Cables with Grounded Shields and Armors for Power Line Communication. *Electronics*, 2019, vol. 8, no. 5, p. 571. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics8050571>.
6. Linde E., Verardi L., Fabiani D., Gedde U.W. Dielectric spectroscopy as a condition monitoring technique for cable insulation based on crosslinked polyethylene. *Polymer Testing*, 2015, vol. 44, pp. 135-142. doi: <https://doi.org/10.1016/j.polymertesting.2015.04.004>.
7. Bezprozvannykh G.V., Kostjukov I.A. A calculation model for determination of impedance of power high voltage single-core cables with polymer insulation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 3, pp. 47-51. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.3.08>.
8. Araneo R., Celozzi S., Faria J.A.B. Frequency-domain analysis of the characteristic impedance matrix of high-voltage transmission lines. *2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC EUROPE*, 2017, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2017.8094662>.
9. Papazyan R. Concepts for market-based MV cable operations and maintenance using insulation parameters measurements. *2020*

- 12th Electrical Engineering Faculty Conference (BulEF), 2020, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/BulEF51036.2020.9326055>.
10. Heider M.Z., Rahman M.M., Al-Arainy A.A. Study of frequency variant tan delta diagnosis for MV cables insulation status assessment. *2019 5th International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*, 2019, pp. 260-264. doi: <https://doi.org/10.1109/ICAEE48663.2019.8975616>.
11. Sun B., Makram E., Xu X. Impacts of Water-Tree Fault on Ferroresonance in Underground Cables. *Journal of Power and Energy Engineering*, 2017, vol. 05, no. 12, pp. 75-86. doi: <https://doi.org/10.4236/jpee.2017.512010>.
12. Burkes K.W., Makram E.B., Hadidi R. Water Tree Detection in Underground Cables Using Time Domain Reflectometry. *IEEE Power and Energy Technology Systems Journal*, 2015, vol. 2, no. 2, pp. 53-62. doi: <https://doi.org/10.1109/JPETS.2015.2420791>.
13. Kucheriava I.M. Power cable defects and their influence on electric field distribution in polyethylene insulation. *Technical Electrodynamics*, 2017, no. 2, pp. 19-24. doi: <http://doi.org/10.15407/techned2017.02.019>.
14. Wei Y., Liu M., Han W., Li G., Hao C., Lei Q. Charge Injection Characteristics of Semi-Conductive Composites with Carbon Black-Polymer for HVDC Cable. *Polymers*, 2019, vol. 11, no. 7, p. 1134. doi: <https://doi.org/10.3390/polym11071134>.
15. Bezprozvannykh G.V., Kyessayev A.G. The technological and exploitative factors of local increase of electric field strength in the power cable of coaxial design. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2016, no. 6, pp. 54-59. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2016.6.09>.
16. Liu T., Fothergill J., Dodd S., Nilsson U. Influence of semiconductor shields on the dielectric loss of XLPE cables. *2009 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, 2009, pp. 246-249. doi: <https://doi.org/10.1109/CEIDP.2009.5377792>.
17. Chunchuan Xu, Boggs S.A. High frequency properties of shielded power cable. Part 2: sources of error in measuring shield dielectric properties. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 2006, vol. 22, no. 1, pp. 7-13. doi: <https://doi.org/10.1109/MEI.2006.1618966>.
18. Fröhlich H. *Theory of dielectrics. Dielectric constant and dielectric loss*. Oxford, Clarendon Press, 1949. 180 p.
19. Murphy E.J., Lowry H.H. The Complex Nature of Dielectric Absorption and Dielectric Loss. *The Journal of Physical Chemistry*, 1930, vol. 34, no. 3, pp. 598-620. doi: <https://doi.org/10.1021/j150309a014>.
20. Von Hippel A.R. *Dielectrics and waves*. New York, London, John Wiley and Sons, Chapman and Hall, 1959. 284 p.
21. Zolotarev V.M., Zolotarev V.V., Buzko S.V., Antonets T.Yu., Naumenko A.A. Effect of shield conductivity on dielectric losses in cables. *Bulletin NTU «KhPI»*, 2014, no. 21, pp. 50-54. (Rus). Available at: [http://repository.kpi.kharkov.ua/bitstream/KhPI-Press/9217/1/vestnik\\_HPI\\_2014\\_21\\_Zolotaryov\\_Vliyaniye.pdf](http://repository.kpi.kharkov.ua/bitstream/KhPI-Press/9217/1/vestnik_HPI_2014_21_Zolotaryov_Vliyaniye.pdf) (Accessed 15 April 2021).
22. Bezprozvannykh A.V., Kessaev A.G., Shcherba M.A. Frequency dependence of dielectric loss tangent on the degree of humidification of polyethylene cable insulation. *Technical Electrodynamics*, 2016, no. 3, pp. 18-24. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.018>.

#### How to cite this article:

Bezprozvannykh G.V., Grynshyna M.V. Effective parameters of dielectric absorption of polymeric insulation with semiconductor coatings of power high voltage cables. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 39-45. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.06>

23. Rotheron R. *Fillers for Polymer Applications*. Springer International Publishing, 2017. 317 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-28117-9>.

Надійшла (Received) 10.01.2022  
 Прийнята (Accepted) 11.02.2022  
 Опублікована (Published) 01.06.2022

Безпрозваних Ганна Вікторівна<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
 Гриншину Маргарита Володимирівна<sup>2</sup>, аспірантка,  
 техн. директор,

<sup>1</sup> Національний технічний університет  
 «Харківський політехнічний інститут»  
 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,  
 e-mail: bezprozvannykh@kpi.kharkov.ua (Corresponding author)  
<sup>2</sup> ТОВ «Інтеркабель Київ»,  
 08112, Київська обл., Києво-Святошинський р-н,  
 с. Капітанівка, вул. Дачна, 5.  
 e-mail: m.grynshyna@interkabel.ua

G.V. Bezprozvannykh<sup>1</sup>, M.V. Grynshyna<sup>2</sup>  
<sup>1</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,  
 2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

<sup>2</sup> TOV «Interkabel Kiev»,  
 5, Dachnaya Str., p. Kapitanovka,  
 Kiev-Svyatoshinsky district, Kiev region, 08112, Ukraine.

#### **Effective parameters of dielectric absorption of polymeric insulation with semiconductor coatings of power high voltage cables.**

**Introduction.** The presence of semiconductor shields leads to additional dielectric losses compared to polymer insulation without shields. Losses in cables in the presence of semiconductor coatings depend on the dielectric permittivity and resistivity of the composite polymeric material, which are frequency-dependent characteristics. **Purpose.** To determine in a wide range of frequencies, taking into account the variance of electrophysical characteristics and thickness of semiconductor shields effective electric capacitance and tangent of dielectric losses angle of high-voltage power cables with polymer insulation. **Methodology.** Serial-parallel nonlinear circuit replacement of semiconductor coatings and linear polymer insulation to determine in a wide range of frequency the effective parameters of the dielectric absorption of a three-layer composite system of high-voltage power cables of single core. **Practical value.** The obtained relations are the basis for the development of practical recommendations for substantiating the thickness and electrophysical parameters of semiconductor shields to reduce the impact on the effective tangent of the dielectric losses angle of a three-layer composite system of high-voltage power cables. References 23, figures 6.

**Key words:** semiconductor coatings, polymer insulation, high-voltage power cable, nonlinear substitution circuit, complex dielectric permittivity, active conductivity, effective electric capacitance, effective tangent of dielectric losses angle.

M. Ali Moussa, A. Derrouazin, M. Latroch, M. Aillerie

## A hybrid renewable energy production system using a smart controller based on fuzzy logic

**Introduction.** This article proposes an improved energy management and optimization system with an intelligent economic strategy based on fuzzy logic technology with multiple inputs and outputs (I/O). It is used to control hybrid electric energy sources built around photovoltaic solar panels, wind turbine and electric energy storage system assisted by the electric grid. **The novelty** in this work that solar photovoltaic, wind turbine and storage system energy sources are prioritized over the grid network which is solicited only during adverse weather conditions, in order to supply a typical household using up to 4,000 Wh per day. In addition of that, the surplus of renewable energy produced during favorable climatic condition is used to produce hydrogen suitable for household heating and cooking using electrolyzer system. **Purpose.** Development of improved energy management and optimization system with an intelligent economic strategy based on fuzzy logic technology. This system is embedded on Arduino 2560 mega microcontroller, on which the fundamental program of fuzzy logic and the distribution of events with all possible scenarios have been implemented according to a flowchart allowing the management of the hybrid system. **Methods** as well as a parametric search and a simulation to characterize the system, are carried out in order to put on the proposed techniques to ensure continuous accommodation at home. **Results.** The proposed system results confirm their effectiveness by visualizing the output control signals from the electronic switches. **Practical value** of which transmits power through a single-phase DC/AC converter to power the AC load for the accommodation. References 20, figures 9.

**Key words:** hybrid energy system, renewable energy, battery storage, fuzzy logic, smart management.

**Вступ.** У статті пропонується вдосконалена система керування та оптимізації енергоспоживання з інтелектуальною економічною стратегією, заснованою на методі нечіткої логіки з декількома входами та виходами. Вона використовується для керування гібридними джерелами електричної енергії, побудованими на основі фотоелектричних сонячних панелей, вітрових турбін та системи зберігання електричної енергії за допомогою електричної мережі. **Новизна** роботи полягає в тому, що сонячні фотоелектричні, вітряні турбіни та джерела енергії системи зберігання енергії мають пріоритет над електромережею, яка запитується лише за несприятливих погодних умов, щоб забезпечувати типове домашнє господарство до 4000 Вт·год на день. Крім того, надлишки відновлюваної енергії, що виробляється у сприятливих кліматичних умовах, використовуються для виробництва водню, придатного для опалення та приготування їжі за допомогою електролізера. **Мета.** Розробка вдосконаленої системи керування та оптимізації енергоспоживання з інтелектуальною економічною стратегією, що заснована на методі нечіткої логіки. Ця система вбудована в мегамікроконтролер Arduino 2560, на якому реалізована головна програма нечіткої логіки та розподілу подій з усіма можливими сценаріями за блок-схемою, що дозволяє керувати гібридною системою. Зазначені **методи**, а також параметричний пошук та моделювання для характеристики системи реалізуються для того, щоб застосувати запропоновані методи для забезпечення безперервного проживання у будинку. **Результати.** Результати реалізації запропонованої системи підтверджують їх ефективність візуалізацією вихідних сигналів керування від електронних перемикачів. **Практичне значення** полягає у передачі потужності через однофазний перетворювач постійного струму у змінний для живлення навантаження змінного струму для житлових приміщень. Бібл. 20, рис. 9.

**Ключові слова:** гібридна енергетична система, відновлювана енергія, акумуляторна батарея, нечітка логіка, інтелектуальне керування.

**Introduction.** To avoid the problems of pollution in the production of electricity, alternative solutions can be photovoltaic (PV), wind, or even hydroelectric sources. In addition, the distribution networks cannot be sufficient to supply electricity to the entire world population: whether they are in the mountains or on an island, in the least inhabited regions or in the middle of the desert, the sites difficult to be access or very isolated cannot always be connected to the network, for lack of technical solutions or economic viability. However, being able to be sized for domestic use, renewable energy sources lend themselves particularly well to the production of electricity called isolated sites, or micro-grids. They are then often associated with batteries, which ensure the storage of energy in the event of excess production, or to compensate for the momentary lack of power during peak consumption [1-5].

Hybrid energy systems (HES) combining several sources, such as renewable energy systems (RES), the national distribution network (the historical network), traditional energy sources and storage systems are generally considered as a solution for the future is efficient and reliable, many analyzes (planning and sizing) have been performed on single-source renewable energy sources, with the main objective being to determine the best system configuration for efficient and safe operation.

They can be developed in a substantial way for urban electrification or isolated (rural) sites. When, the cost of grid extension of rural electrification is prohibitive due to geographic isolation, low population density, or limited financial resources. In both cases, the issue of energy management, particularly in terms of resource control and efficiency, becomes essential. In this, it has become in the space of a few years, one of the eminently strategic subjects. Its implementation is both complex and exciting as the prospects are promising, especially in relation to smart grid technologies.

A different hybrid energy system has been studied in many research papers [6-18]. The authors in [19] are proposing to realize a technical-economic capacity of a hybrid renewable energy system (HRES) to occupy the energy demand of a university site in the Himalayan state of northeastern Sikkim, and also the other aspect of exploring the electrical voltage of other renewable energy resources such as biogas and syngas and hydrokinetic energy, in addition to a solar-wind hybridization mainly carried out in the resource-rich urban planning territory of the east of the Himalayas. The authors in [20] operating a hybrid off-grid renewable energy system (HRES) for an institution's huge high-rise urban development in Nigeria. The exploitation is based on a comparison of the employment of a single



criterion with a combination of factors in determining the most feasible energy system. A wind turbine, a diesel generator, a PV system, and a battery storage system are all part of the proposed HRES – Multiple Energy Resources Hybrid Optimization (HOMER).

**The goal of the paper** is the development of improved energy management and optimization system with an intelligent economic strategy based on fuzzy logic technology.

This paper is a continuity of previous work [17], where a complex hybrid energy system is studied, sized, optimized and a smart router system is achieved to manage electric energy flow based on fuzzy logic techniques. The added value in this contribution is the implementation of artificial intelligence in hardware based on Arduino type microcontroller which built on multi analog/digital inputs/outputs and PWM (pulse width modulation technique), from where electronic switches command' signals are highlighted and discussed.

**Hybrid energy system design.** The proposed hybrid energy system HES is a combination of solar energy conversion system comprising solar panels with integrated a MPPT (maximum power point tracker) converter, wind energy conversion system built on direct current outcome converter permanent magnet synchronous wind turbine and then a storage system with acid-plumb batteries.

The equipment of the dwelling operates at 220V 50 Hz with an optimal use of the energy thanks to economic LED lighting lamps and zenithal daylight. The standard equipment used in this house consumes total amount energy about 4 kWh per day with a peak of 660 W when using the entire electric component at the same time. The system energy flow is managed by a smart energy router system based on artificial intelligence using fuzzy logic algorithm [8].

Figure 1 shows the global hybrid system with the combination of solar PV, wind turbine and storage within all the regulators.

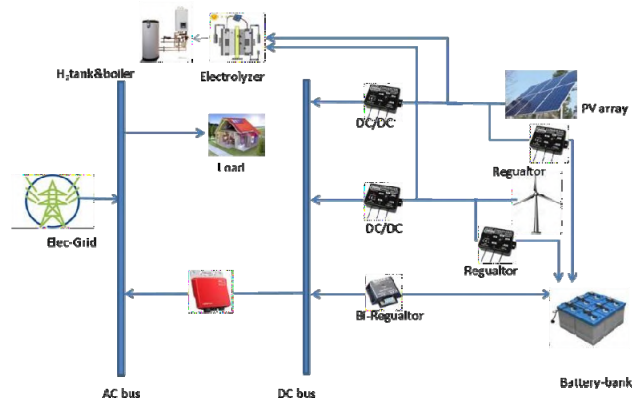


Fig. 1. Synoptic of the proposed HPS (Hybrid Power System)

**Components of the hybrid energy system.** As part of our work, solar energy has been favored as a primary renewable energy source because of the chosen site at north of Algeria. The selected PV panels are polycrystalline type delivering, each of them, an output summer voltage amount of 30.7 V and developing 250 W nominal power. The panels are equipped with MPPT regulators [9] and connected in parallel to obtain an

overall power of 2 kW. This choice was pointed due to their quality/price [9, 10]. The connection of the solar panels in parallel mode to multiply the output current and maintain a standardized output voltage at 24 V DC which is fed directly into the common DC bus of the system

Considering the case study, the instantaneous power cannot exceed, according to the established dimensioning and for the case of maximum of energy demand, the value of 660W. For this reason and taking into account the wind potential in the study area, our choice was oriented towards small, inexpensive EO-24-1000R-UGS-Silent three- bladed wind turbine with 2.9 m rotor diameter, developing nominal power up to 1 kW.

Because of their availability on the market in different capacities, as well as their proven effectiveness, especially in the automotive field, our choice was pointed to an electrochemical lead-acid storage type, although the cycling behavior of the latter is not important compared to other technologies such as lithium. But they have the advantage of an affordable investment, much simpler maintenance and their resistance to high electrical capacity demands. What joins our goal to develop at low cost the use and generalization of the renewable energy in our country.

Given the uncertain nature of renewable resources, particularly solar and wind, deficits and excess energy production can be observed. For the second situation, the excess of energy is often harmful for the stability of the system. For that, several works proposed an evacuation of this surplus produced electric energy in a specific load which one calls dump load [17]. Previous work in reference [18], proposed to recover this surplus of energy production, from only renewable sources especially during favorable climatic conditions, and to exploit it to produce hydrogen with the help of an electrolyze device in order to be useful for household heating and cooking

**Fuzzy logic controller.** The intelligent controller, as shown in Fig. 2, with its multiple image entries of the available power profiles as well as the outputs such as grid to load (G2L), PV to load (PV2L), wind turbine to load (W2L), battery storage to load (B2L), PV to battery storage (PV2B), wind turbine to battery storage (W2B), electric grid to battery storage (G2B), PV to electrolyzer (PV2E) and wind turbine to electrolyzer (W2E), represents the routes pointed by the intelligent controller allowing renewable and conventional energies transfer to the load, to the electrolyze and the storage. The Fuzzy Logic System Controller (FLSC) is designed according to well-defined basic conditions allowing the best functioning of the overall system for all its scenarios and possible operating points by considering the logical constraints initially fixed by an expert [19] as:

- the principal sources of load feeding are PV and wind energy, followed by battery storage and finally the electrical grid;
- batteries are replenished by the grid only when solar and wind energy levels are low;
- when all other sources of energy are off, the power grid powers the load.

Only PV solar energy and a wind turbine are used to power the hydrogen production system. These instructions and recommendations initially dictated for suitable operation of the intelligent controller are shown

in the simplified diagram below in Fig. 3, which generate a set of 81 rules. The formulation and implementation of these constraints are established using fuzzy logic tools and performing dozens of combinations with the three levels – H (high) 3, M (medium) 2 and L (low) 1. On the other hand, the logical results of the FLSC are imposed for each combination at the entrance of the four energetic states (charge, solar, wind, storage).

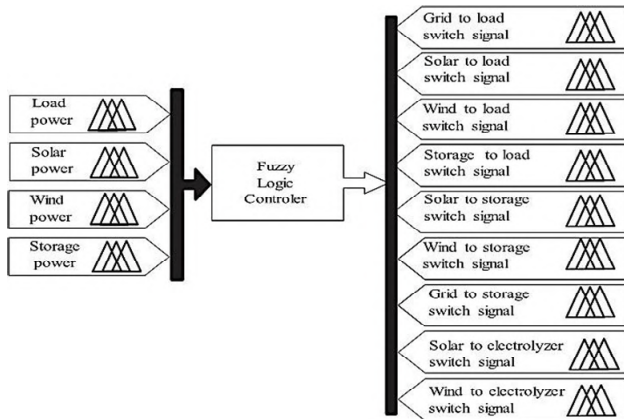


Fig. 2. FLSC intelligent controller diagram (fuzzy logic smart controller)

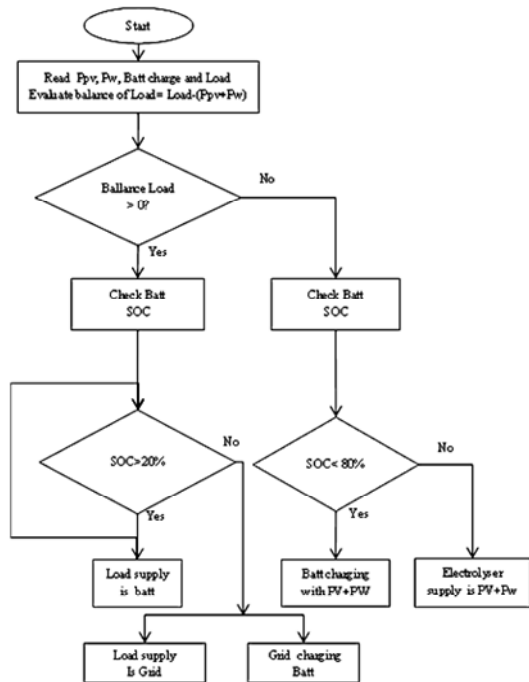


Fig. 3. Operational flowchart of the HPS-FLSC (hybrid power system – fuzzy logic system controller). Here SOC is the state of charge

**FLSC hardware implementation.** In the last section on a previous work [17], we presented a simulation work on MATLAB fuzzy logic, the results obtained are detailed, where the outputs of the FLSC manage the PWM blocks in order to control the command signals duty cycle of electronic switches.

In the goal to move from simulation to emulation, we successfully implemented the topology of smart controller under Arduino mega 2560 microcontroller, which is built on more eeprom memory capacity, over than fifty analog and digital I/O and thirteen ready pulse width modulation PWM outputs. That why we pointed this type of hardware.

It corresponds wildly to the presented FLSC controller, which needs to control nine electronic switches. The work consists to convert the MATLAB fuzzy logic FLSC program to the open-source Arduino Software (IDE) sketch. The entries are images depicted of the inputs energy profiles like the load demand, the PV, the wind turbine and the capacity of the batteries.

Figure 4 presents the electrical scheme of the controller using Proteus electronic software where all connections with the microcontroller are shown. The outgoing are connected to LEDs displaying the level of the output PWM signal depending on the four inputs power profiles' states exactly as illuminated in precedent section.

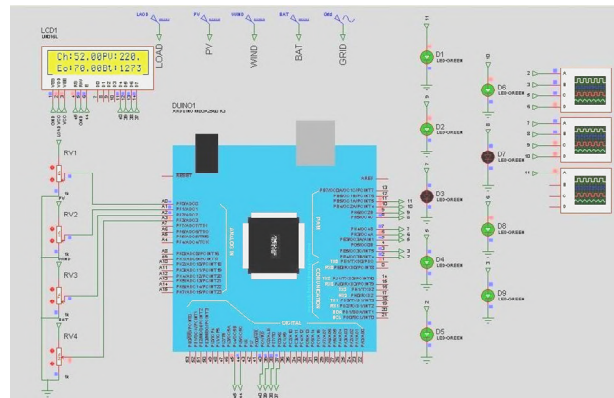


Fig. 4. Electrical scheme of the Arduino-FLSC controller

Using MATLAB tools for simulation, data power profiles for solar and wind energy, as well as battery storage, were imposed on the system during a typical day in May to ensure the reliability of the intended FLSC controller [20]. The load supplies vary from month to month. Summer is the hottest season in the northern hemisphere. As a result, the load demand for those months would be reduced, and for the other three seasons, more gloomy days with lower temperatures are projected. As a result, due to the possibility of heating and additional lights, these months would have a higher electricity demand. Figure 5 depicts the power profile inputs as they change during the course of a typical day.

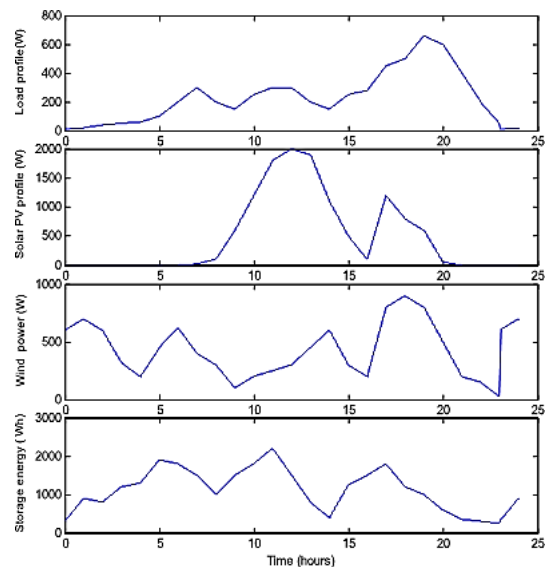


Fig. 5. Power profiles versus time of the hybrid power system (HPS) during 24 hours

**Results and discussion.** Figure 6 shows the FLSC defuzzification findings utilizing the corresponding membership functions in MATLAB Fuzzy tools. The resulting analog signals oscillate between 0 and 1, and PWM techniques are used to convert each FLSC output to a square signal with a variable duty cycle and fixed frequency. Each command signal is injected into a matching electronic switch, and all of the switches' selected quantities of available energy sources are added together and converted to AC current via the DC/AC converter to fulfill habitation appliances. Excess DC-produced renewable energy is used directly to make hydrogen. Based on these results [18, 20], the implementation of the hardware consists to conversion and adaptation of the validated MATLAB program in the IDE platform where command lines are processed and compiled in IDE-Arduino microcontroller software.

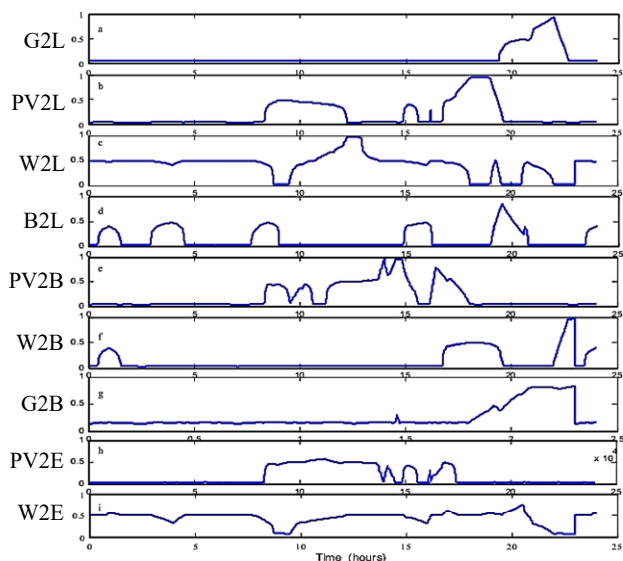


Fig. 6. FLSC outcome switches command signals

In order to validate the operative FLSC program after many steps from MATLAB to Ide-Arduino, a simulation in Proteus software is scheduled and rule no. 2 is tested, where the input sand the outputs of the FLSC-Arduino obey to a series of codes as mentioned in the framed line [1.1.1.2, 1.1.1.2.1.1.1.1.1] shown in the Fig. 7 below. The settings of the input levels are assumed by potentiometers which are visualized on LCD display in Fig. 4 as:

- load (Ch): 52 W of 660 W → Low L → level 1,
- PV: 220 W of 2000 W → Low L → level 1,
- wind turbine: 70 W of 1000 W → Low L → level 1,
- battery: 1273 W·h of 2400 W·h → Medium M → level 2.

With the same reasoning, the FLSC-Arduino outcomes are shown in the Fig. 8 under PWM command signals, which are ready to excite the electronics switches. The width (duty-cycle) of the 9 outputs from the top to the bottom correspond widely to the suite of the series line [1.1.1.2; 1.1.1.2.1.1.1.1.1]→[L.L.L.M; L.L.L.M.L.L.L.L.L]

The top to the bottom correspond widely to the suite of the series line: [1.1.1.2; 1.1.1.2.1.1.1.1.1]→[L.L.L.M; L.L.L.M.L.L.L.L.L]

Figure 9 presents a screenshot of the real cabling and running hardware.

```
[System]
Name='FLSC49-15mars'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=4
NumOutputs=9
NumRules=80
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Rules]
1 1 1 1, 2 1 1 1 1 1 3 1 1 (1) : 1
1 1 1 2, 1 1 1 2 1 1 1 1 1 (1) : 1
1 1 1 3, 1 1 1 2 1 1 1 1 1 (1) : 1
1 1 2 1, 1 1 2 1 1 2 1 1 1 (1) : 1
...
```

Fig. 7. FLSC Fuzzy Inference System file screenshot (codification of rule no. 2)

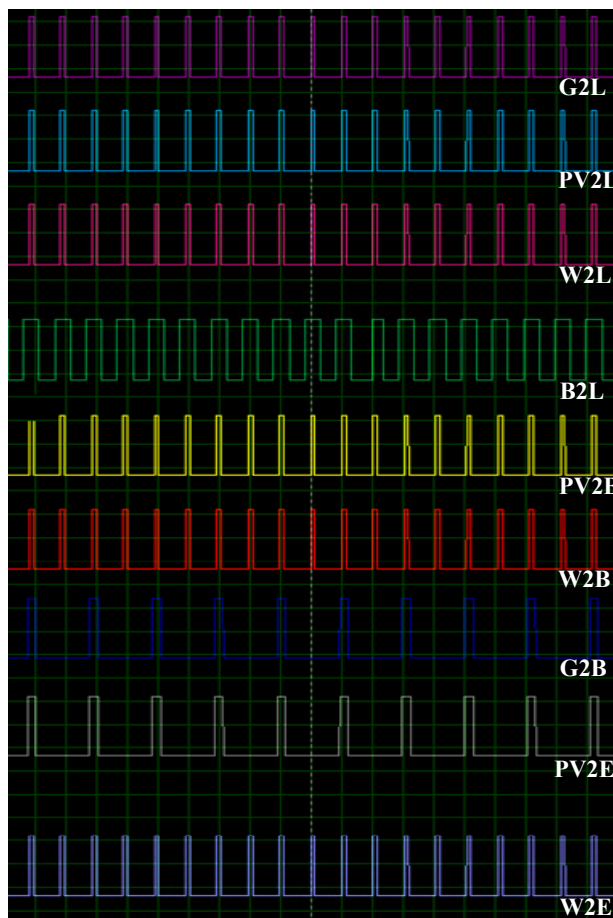


Fig. 8. PWM signals from FLSC-Arduino. From Top to Bottom: the multiple outputs are G2L, PV2L, W2L, BAT2L, PV2B, W2B, G2B, PV2E, W2E

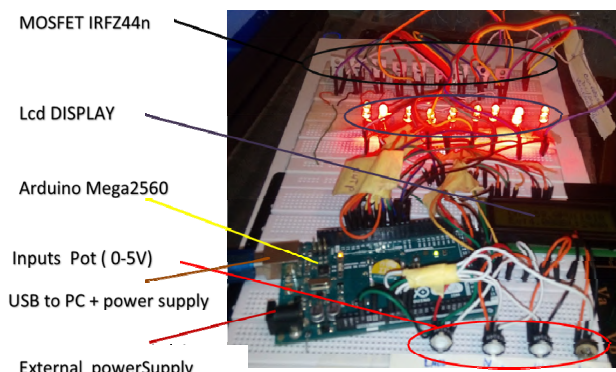


Fig. 9. Image of the FLSC-Arduino on a test plate

## Conclusion.

A household hybrid energy system with solar-wind sources and storage was constructed and simulated using fuzzy logic smart controllers. 81 operating rules were designed and applied in the system for backup and energy requests as part of the management plan. The fuzzy logic program processed on MATLAB has been adapted and converted to IDE-Arduino program which is implemented in microcontroller type Arduino mega 2560. The validation of the operating FLSC under the hardware was successful and outcomes correspond likely to the rules and constraints imposed by the expert. The FLSC-Arduino output PWM signals can excite directly the electronic switches in order to convey simultaneously the available energy from the sources to the user.

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

## REFERENCES

1. Assahout S., Elaissaoui H., El Ougli A., Tidhaf B., Zroui H. A Neural Network and Fuzzy Logic based MPPT Algorithm for Photovoltaic Pumping System. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2018, vol. 9, no. 4, pp. 1823-1833. doi: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v9.i4.pp1823-1833>.
2. Abdouraziq M.A., Maaroufi M. Experimental Verification of the main MPPT techniques for photovoltaic system. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2017, vol. 8, no. 1, pp. 384-391. doi: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v8.i1.pp384-391>.
3. Chalok K.H., Tajuddin M.F.N., Sudhakar Babu T., Md Ayob S., Sutikno T. Optimal extraction of photovoltaic energy using fuzzy logic control for maximum power point tracking technique. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2020, vol. 11, no. 3, pp. 1628-1639. doi: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v11.i3.pp1628-1639>.
4. Al-Majidi S.D., Abbod M.F., Al-Raweshidy H.S. A novel maximum power point tracking technique based on fuzzy logic for photovoltaic systems. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2018, vol. 43, no. 31, pp. 14158-14171. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2018.06.002>.
5. Sahraoui H., Chrifi-Alaoui L., Drid S., Bussy P. Second order sliding mode control of DC-DC converter used in the photovoltaic system according an adaptive MPPT. *International Journal of Renewable Energy Research*, 2016, vol. 6, no. 2, pp. 375-383. doi: <https://doi.org/10.20508/ijrer.v6i2.3369.g6797>.
6. 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>.
7. Naik K.A., Gupta C.P. Fuzzy logic based pitch angle controller/or SCIG based wind energy system. *2017 Recent Developments in Control, Automation & Power Engineering (RDCAPE)*, 2017, pp. 60-65. doi: <https://doi.org/10.1109/RDCAPE.2017.8358240>.
8. Ngo Q.-V., Yi C., Nguyen T.-T. The fuzzy-PID based-pitch angle controller for small-scale wind turbine. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2020, vol. 11, no. 1, pp. 135-142. doi: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v11.i1.pp135-142>.
9. Yasmine A., Rafik B., Rachid B., Adel M. Grid connected photovoltaic system efficiency and quality improvement using fuzzy-incond MPPT. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2020, vol. 11, no. 3, pp. 1536-1546. doi: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v11.i3.pp1536-1546>.
10. Baniyounes A.M., Ghadi Y.Y., Zahia M.M.A., Adwan E., Oliemat K. Energy, economic and environmental analysis of fuzzy logic controllers used in smart buildings. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2021, vol. 12, no. 2, pp. 1283-1292. doi: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v12.i2.pp1283-1292>.
11. Derrouazin A., Aillerie M., Mekakia-Maaza N., Charles J.-P. Multi input-output fuzzy logic smart controller for a residential hybrid solar-wind-storage energy system. *Energy Conversion and Management*, 2017, vol. 148, pp. 238-250. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2017.05.046>.
12. Farah L., Haddouche A., Haddouche A. Comparison between proposed fuzzy logic and ANFIS for MPPT control for photovoltaic system. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2020, vol. 11, no. 2, pp. 1065-1073. doi: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v11.i2.pp1065-1073>.
13. Birane M., Larbes C., Chekane A. Comparative study and performance evaluation of central and distributed topologies of photovoltaic system. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2017, vol. 42, no. 13, pp. 8703-8711. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2016.09.192>.
14. Derrouazin A., Mekakia-Maaza N., Taleb R., Nacef M., Aillerie M. Low Cost Hybrid Energy Smart Management System Applied for Micro-grids. *Energy Procedia*, 2014, vol. 50, pp. 729-737. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2014.06.090>.
15. Tahri G., Foitih Z.A., Tahri A. Fuzzy logic control of active and reactive power for a grid-connected photovoltaic system using a three-level neutral-point-clamped inverter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2021, vol. 12, no. 1, pp. 453-462. doi: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v12.i1.pp453-462>.
16. Solaris-store. Available at: <https://www.solaris-store.com/1307-panneau-solaire-ibc-polysol-260w.html> (Accessed 22 May 2019).
17. Derrouazin A. *Contribution à l'optimisation d'un système intelligent de routage des sources d'énergie hybrides pour application à l'habitat*. PhD Thesis, University of Science and Technology of Oran, Algeria, 2017. (Fra).
18. Ravi Sankar R.S., Kumar S.V.J., Rao G.M. Adaptive Fuzzy PI Current Control of Grid Interact PV Inverter. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2018, vol. 8, no. 1, pp. 472-482. doi: <https://doi.org/10.11591/ijece.v8i1.pp472-482>.
19. Baruah A., Basu M., Amuley D. Modeling of an autonomous hybrid renewable energy system for electrification of a township: A case study for Sikkim, India. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2021, vol. 135, pp. 110158. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2020.110158>.
20. Babatunde O., Denwigwe I., Oyebode O., Ighravwe D., Ohiaeri A., Babatunde D. Assessing the use of hybrid renewable energy system with battery storage for power generation in a University in Nigeria. *Environmental Science and Pollution Research*, 2022, vol. 29, no. 3, pp. 4291-4310. doi: <https://doi.org/10.1007/s11356-021-15151-3>.

Received 22.01.2022

Accepted 20.04.2022

Published 01.06.2022

Mohamed Ali Moussa<sup>1</sup>, Doctor of Engineering,  
Ahmed Derrouazin<sup>1</sup>, Doctor of Engineering,  
Maamar Latroch<sup>1</sup>, Doctor of Engineering,  
Michel Aillerie<sup>2</sup>, full Professor of Engineering,  
<sup>1</sup>Laboratory LGEER, Department of Electrotechnic,  
University of Hassiba BenBouali, Chlef, Algeria,  
e-mail: m.alimoussa@univ-chlef.dz (Corresponding author),  
derrsid@gmail.com, maamar.latroch@gmail.com,  
<sup>2</sup>Optical Materials, Photonics and Systems Laboratory,  
University of Lorraine, Paris-Saclay, F-57070, Metz, France,  
e-mail: aillerie@metz.supelec.fr

## How to cite this article:

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>

B. Babes, N. Hamouda, S. Kahla, H. Amar, S.S.M. Ghoneim

## Fuzzy model based multivariable predictive control design for rapid and efficient speed-sensorless maximum power extraction of renewable wind generators

**Introduction.** A wind energy conversion system needs a maximum power point tracking algorithm. In the literature, several works have interested in the search for a maximum power point wind energy conversion system. Generally, their goals are to optimize the mechanical rotation or the generator torque and the direct current or the duty cycle switchers. The power output of a wind energy conversion system depends on the accuracy of the maximum power tracking controller, as wind speed changes constantly throughout the day. Maximum power point tracking systems that do not require mechanical sensors to measure the wind speed offer several advantages over systems using mechanical sensors. **The novelty.** The proposed work introduces an intelligent maximum power point tracking technique based on a fuzzy model and multivariable predictive controller to extract the maximum energy for a small-scale wind energy conversion system coupled to the electrical network. The suggested algorithm does not need the measurement of the wind velocity or the knowledge of turbine parameters. **Purpose.** Building an intelligent maximum power point tracking algorithm that does not use mechanical sensors to measure the wind speed and extracts the maximum possible power from the wind generator, and is simple and easy to implement. **Methods.** In this control approach, a fuzzy system is mainly utilized to generate the reference DC-current corresponding to the maximum power point based on the changes in the DC-power and the rectified DC-voltage. In contrast, the fuzzy model-based multivariable predictive regulator follows the resultant reference current with minimum steady-state error. The significant issues of the suggested maximum power point tracking method, such as the detailed design process and implementation of the two controllers, have been thoroughly investigated and presented. The considered maximum power point tracking approach has been applied to a wind system driving a 5 kW permanent magnet synchronous generator in variable speed mode through the simulation tests. **Practical value.** A practical implementation has been executed on a 5 kW test bench consisting of a dSPACEs1104 controller board, permanent magnet synchronous generator, and DC-motor drives to confirm the simulation results. Comparative experimental results under varying wind speed have confirmed the achievable significant performance enhancements on the maximum wind energy generation and overall system response by using the suggested control method compared with a traditional proportional integral maximum power point tracking controller. References 24, tables 3, figures 15.

**Key words:** small-scale wind generator, maximum power point tracking, fuzzy system, fuzzy model based multivariable predictive control, linear matrix inequalities approach.

**Вступ.** Система перетворення енергії вітру потребує алгоритму відстеження точки максимальної потужності. У літературі є кілька робіт, присвячених пошуку системи перетворення енергії вітру із точкою максимальної потужності. Як правило, їх метою є оптимізація механічного обертання або моменту, що крутить, генератора і перемикачів постійного струму або робочого циклу. Вихідна потужність системи перетворення енергії вітру залежить від точності контролера стеження за максимальною потужністю, оскільки швидкість вітру постійно змінюється протягом дня. Системи стеження за точками з максимальною потужністю, яким не потрібні механічні датчики для вимірювання швидкості вітру, мають ряд переваг у порівнянні з системами, що використовують механічні датчики. **Новизна.** Пропонована робота представляє інтелектуальний метод відстеження точки максимальної потужності, заснований на нечіткій моделі та багатопараметричному прогнозуючому контролері, для отримання максимальної енергії для маломасштабної системи перетворення енергії вітру, підключеної до електричної мережі. Пропонований алгоритм не вимагає вимірювання швидкості вітру або знання параметрів турбіни. **Мета.** Побудова інтелектуального алгоритму відстеження точки максимальної потужності, який не використовує механічні датчики для вимірювання швидкості вітру та витягує максимально можливу потужність з вітрогенератора, а також простий та зручний у реалізації. **Методи.** У цьому підході до управління нечітка система в основному використовується для генерування еталонного постійного струму, що відповідає точці максимальної потужності, на основі змін потужності постійного струму та постійної випрямленої напруги. Навпаки, багатопараметричний прогнозуючий регулятор на основі нечіткої моделі слідує за результируючим еталонним струмом з мінімальною помилкою, що встановилася. Істотні проблеми запропонованого методу відстеження точки максимальної потужності, такі як процес детального проектування та реалізація двох контролерів, були ретельно досліджені та представлені. Розглянутий підхід до відстеження точки максимальної потужності був застосований до вітрової системи, що приводить у дію синхронний генератор з постійними магнітами потужністю 5 кВт у режимі змінної швидкості за допомогою моделювання. **Практична цінність.** Для підтвердження результатів моделювання було виконано практичну реалізацію на випробувальному стенді потужністю 5 кВт, що складається з плати контролера dSPACEs1104, синхронного генератора з постійними магнітами та електроприводів з двигунами постійного струму. Порівняльні експериментальні результати при різній швидкості вітру підтвердили значні поліпшення продуктивності з максимального вироблення енергії вітру і загального відгуку системи при використанні запропонованого методу управління в порівнянні з традиційним пропорційно-інтегральним контролером спостереження за точкою максимальної потужності. Бібл. 24, табл. 3, рис. 15.

**Ключові слова:** малогабаритний вітрогенератор, відстеження точки максимальної потужності, нечітка система, багатопараметричне прогностичне управління на основі нечіткої моделі, метод лінійних матричних нерівностей.

**Introduction.** Over the past decades, wind power has grown faster than any other source of renewable energy, national policymakers' concerns about global warming, energy diversification, safety supplies, and other factors have contributed to this enormous growth. Various types of converter topologies have been introduced to generate electricity from wind generators and manage distributed energy towards electrical

networks. Each of them requires a suitable type of generator (e.g., permanent magnet synchronous generators (PMSGs), induction generators (IGs), doubly fed induction generators (DFIGs) [1, 2]. Permanent magnet synchronous wind generators with a six diodes bridge rectifier, followed by a DC-DC boost chopper and a grid inverter seem to be a very good solution for small-

© B. Babes, N. Hamouda, S. Kahla, H. Amar, S.S.M. Ghoneim

scale wind turbines to achieve low cost and complexity, high reliability, and good performance by controlling the electromechanical energy conversion with minimal influence on the electrical network [3, 4], notably if the converter control is exploited with the appropriate maximum power point tracking (MPPT) algorithm. As for the MPPT algorithms, there are many MPPT approaches have been mentioned in the literature.

In most cases, these approaches rely on wind velocity measurement or wind speed-sensorless method, such as duty cycle control method, look-up table for optimum rotor speed control method, and optimum tip-speed ratio (TSR) control method. However, these schemes require precise knowledge of the wind power system parameters either before or during execution.

Moreover, the wind turbine components tend to modify their characteristics over time. Therefore, a control strategy independent of the wind generator parameters does not necessitate any prior information of the wind speed, such as the perturbation and observation (P&O) method, which is very flexible and accurate [5-7]. Moreover, this strategy is straightforward, simple, and suitable for wind generators with low inertia. Recently, there have been many articles on the MPPT methodology, especially the simplified and advanced P&O methods [8], adaptive MPPT method [9], two-stage MPPT algorithm [10], hill-climb searching algorithm [11], and modifiable step size-based P&O algorithm [12]. Despite being simple and adaptable, these MPPT techniques suffer from the problems of high steady-state errors and huge frequency variations. Other MPPT algorithms, such as fuzzy reasoning-based MPPT technique [13], neural network technique [14], and advanced vector technique [15], have also been proposed in the literature. Nevertheless, these

control strategies necessitate extensive calculations and are not always effective. Moreover, these control techniques need extra control efforts as well as costly sensors [16].

**The goal of the paper** is to introduce a new intelligent maximum power point tracking method for a small-scale wind generator connected to the electrical network.

The suggested MPPT technique is mainly based on a fuzzy system for deriving the reference DC-current. An innovative fuzzy model-based multivariable predictive algorithm is used to follow the reference DC-current accurately and then implement the intelligent MPPT algorithm. The suggested MPPT method can capture the maximum amount of energy from a wind generator while retaining excellent performance and quality.

**Subject of investigations.** This article explains how to properly manage important challenges in the design and implementation of the two regulators. Experimental results demonstrate the significant performance enhancements that can be achieved in the maximum power generation and overall system response using the suggested intelligent MPPT method. The two regulators are simple and easy to operate in modern wind power generators equipped with a six diode rectifier and boost circuit.

**System description.** The synoptic schematic of the considered wind power system is illustrated in Fig. 1. The conversion circuit comprises of a wind turbine with three blades, a multi-pole three-phase PMSG, a six-diode bridge rectifier, a DC-DC boost chopper, and a source voltage inverter (VSI), which is coupled to the grid. The harvested wind energy is sent immediately to the PMSG, which is transformed into electrical power by this generator.

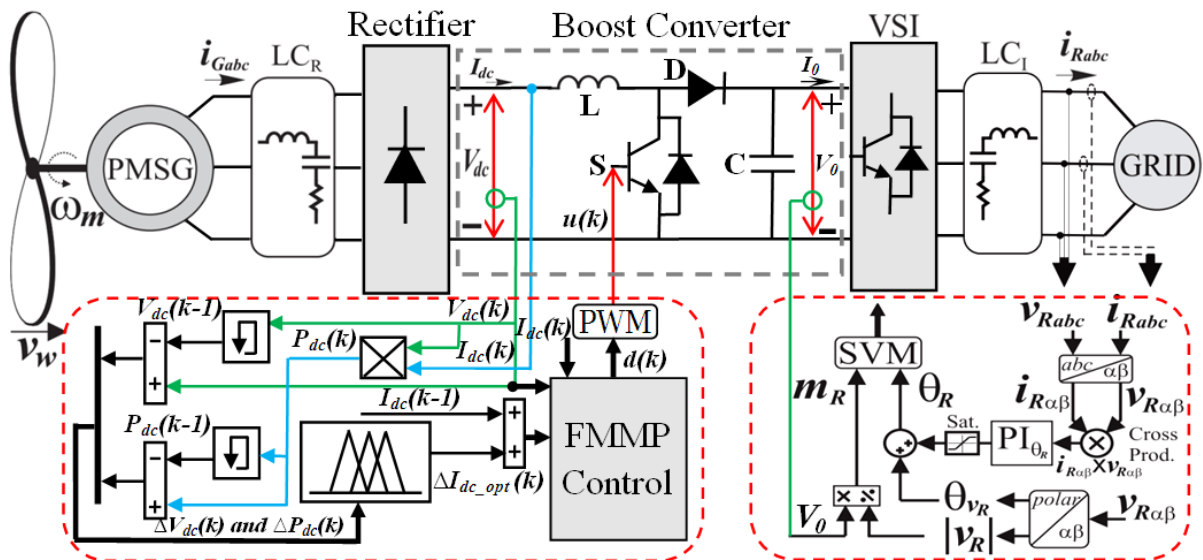


Fig. 1. Synoptic schematic of the considered wind system

The resulting electrical power can then be converted using a conventional rectifier. The boost chopper boosts the rectified DC-voltage ( $V_{dc}$ ), then supplied into the electrical network through the VSI. Because the traditional rectifier is uncontrollable, a boost chopper is employed to guarantee the maximum power capture of electrical energy from the wind generator. Only one

electronic switch is required, which minimizes the system's cost and simplifies its control, consequently maintaining high system reliability and stability [17].

The VSI adjusts the power flow between the DC-bus voltage ( $V_0$ ) and the electrical grid as a result independent grid-side. The mechanical power produced by the wind generator can be expressed as in [18]:

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A C_p (\lambda, \beta) v_w^3, \quad (1)$$

where  $\rho$  represents the air mass density;  $C_p$  indicates the performance coefficient of the wind generator;  $A$  denotes the swept surface of the three blades,  $v_w$  denotes the wind velocity;  $\lambda$  is the tip speed ratio (TSR);  $\beta$  is the inclination angle of the blade (in this study set to zero).

A general form is utilized for modeling  $C_p$ . The equation is derived from the characteristics of the wind turbines [19]:

$$C_p = 0.5176 \left( \frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{21}{\lambda_i}} + 0.0068\lambda_i; \quad (2)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.055}{\beta^3 + 1}, \quad (3)$$

where  $\lambda$  is the ratio of the linear turbine rotation to the wind velocity, which is stated as:

$$\lambda = \frac{\omega_m R}{v_w}, \quad (4)$$

where  $\omega_m$  and  $R$  are the turbine rotational speed and radius, respectively.

Figure 2 displays the  $C_p$  against  $\lambda$  graph obtained by (2). It's worth noting, that there is a unique optimum value of the  $\lambda_{opt}$  at which the  $C_p$  is at its highest value  $C_p^{\max}$  [20].

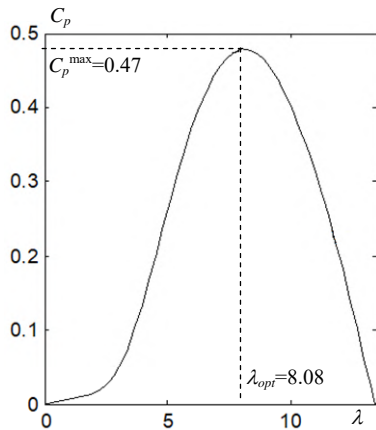


Fig. 2.  $C_p = f(\lambda)$  of the considered wind generator

Thus, the mechanical energy collected from the wind generator is likewise at its peak if the wind generator works at the MPP  $(\lambda_{opt}, C_p^{\max}) = (8.08, 0.47)$ . The optimum mechanical power ( $P_{\max}$ ) can be established by replacing (4) into (1), as shown in:

$$P_{\max} = k_p \omega_{m\_opt}^3, \quad (5)$$

where  $\omega_{m\_opt}$  represents the optimum mechanical angular speed of the wind generator for a given wind velocity;  $k_p$  is the power control coefficient calculated as follows:

$$k_p = \frac{\rho \pi R^5 C_p^{\max}}{2 \lambda_{opt}^3}. \quad (6)$$

From (1), (5) the approximate relationship is obtained:

$$P_{\max} \propto v_w^3 \propto \omega_{m\_opt}^3, \quad (7)$$

where symbol  $\propto$  indicates that the relationship is an approximation between the two variables.

The back-EMF of the PMSG is proportional to rotational velocity, and can be calculated as:

$$E = k_e \omega_m, \quad (8)$$

where  $k_e$  is the back-EMF coefficient of the wind generator.

The phase terminal AC voltage  $V_{ac}$  in the root-mean square (RMS) for a three-phase PMSG is defined as:

$$V_{ac} = E - I_{ac}(R_s + j\omega_e L_s), \quad (9)$$

with:

$$\omega_e = p \omega_m, \quad (10)$$

where  $I_{ac}$ ,  $R_s$ ,  $L_s$  are the line-current in RMS, the line-resistor, and the line inductance, respectively;  $\omega_e$  is the electrical angular speed of the PMSG;  $p$  is the number of pole pairs.

Using a six-diode bridge rectifier, the rectified DC-voltage ( $V_{dc}$ ) is related to the phase-voltage of the PMSG, therefore can be calculated as:

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{ac}. \quad (11)$$

Assuming no power losses, the electrical DC-power ( $P_{dc}$ ) can be expressed as:

$$P_{dc} = 3V_{ac} I_{ac} = V_{dc} I_{dc}, \quad (12)$$

where  $I_{dc}$  represents the rectified DC-current, which can be determined by replacing (11) in (12):

$$I_{dc} = \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_{ac}. \quad (13)$$

Equations (8)–(10) can then be used to get the following equation:

$$\begin{cases} V_{dc} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \left( k_e - \frac{\sqrt{6}}{6} p L_s I_{ac} \right) \omega_m; \\ V_{dc}^{opt} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \left( k_e - \frac{\sqrt{6}}{6} p L_s I_{ac} \right) \omega_m^{opt}, \end{cases} \quad (14)$$

where  $V_{dc}^{opt}$  is the optimum rectified DC-voltage at the MPP.

Substituting (5) into (14) gives:

$$V_{dc} \propto \omega_m \text{ and } V_{dc}^{opt} \propto \omega_m^{opt}. \quad (15)$$

From (5), (14) at the MPP, the following relationship is valid:

$$V_{dc} \propto \omega_m \text{ and } P_{\max} \propto (V_{dc}^{opt})^3. \quad (16)$$

Meanwhile, the optimum DC-power can be described as:

$$P_{dc}^{opt} = \eta P_{\max} = V_{dc}^{opt} I_{dc}^{opt}, \quad (17)$$

where  $\eta$  is the conversion coefficient from the PMSG to the DC-side, which is considered constant;  $I_{dc}^{opt}$  is the optimum DC-current or the reference DC-current ( $I_{dc}^*$ ).

Mixing (16), (17) gives:

$$I_{dc}^{opt} \propto (V_{dc}^{opt})^2. \quad (18)$$

Substituting (18) into (17) yields:

$$I_{dc}^{opt} \propto (P_{dc}^{opt})^{\frac{2}{3}}. \quad (19)$$

As indicated in (18), (19),  $I_{dc}^{opt}$  is proportional to the square of  $V_{dc}^{opt}$ , and is directly related to  $P_{dc}^{opt}$ . As a result, when  $I_{dc}$  is kept close to its optimal (reference  $I_{dc}^*$ ) value  $I_{dc}^{opt}$ , the wind generator may produce the maximum amount of electrical power  $P_{dc}^{\max}$ .

**Fuzzy-based MPPT controller for wind power generator.** The main objective of this section is to

construct a MPP current-reference generator by using a fuzzy logic controller that meets the actual MPP. In particular, this generator is designed to compute on-line the optimal DC-current value  $I_{dc}^{opt}$ . So that, if the DC-current  $I_{dc}$  is being equal to  $I_{dc}^{opt}$  then, the maximal power is captured. The key benefit of this MPPT system is that it doesn't necessitate the use of either wind velocity sensors or rotor velocity sensors. Generally, the fuzzy system can be divided into three steps: 1) fuzzification; 2) aggregation, and 3) defuzzification. As shown in Fig. 1, the  $P_{dc}$  and  $V_{dc}$  variations are selected as the two input parameters for the fuzzy MPPT system. At the  $k^{th}$  sampling period, both variables are calibrated by the scaling gains  $K_1$ ,  $K_2$ , and updated using the following equations:

$$\Delta P_{dc}[k] = K_1(\Delta P_{dc}[k] - \Delta P_{dc}[k-1]); \quad (20)$$

$$\Delta V_{dc}[k] = K_2(\Delta V_{dc}[k] - \Delta V_{dc}[k-1]), \quad (21)$$

where  $\Delta P_{dc}[k]$  and  $\Delta V_{dc}[k]$  are the DC-power and the DC-voltage variations, respectively;  $P_{dc}[k]$ ,  $V_{dc}[k]$ ,  $P_{dc}[k-1]$  and  $V_{dc}[k-1]$  represent the DC-power and the DC-voltage at the time interval  $[k]$  and  $[k-1]$ .

The DC-power can be determined as:

$$P_{dc}[k] = V_{dc}[k] \cdot I_{dc}[k], \quad (22)$$

where  $I_{dc}[k]$  and  $V_{dc}[k]$  are the DC-current and the DC-voltage at the time interval  $k$ .

The change in the optimum DC-current  $\Delta I_{dc}[k]$  is used as an output of the proposed fuzzy MPPT generator. To create the fuzzy sets of inputs and output variables, the triangular symmetrical membership functions (MFs) with the overlap are utilized to make the fuzzy MPPT system more sensitive to small signals, illustrated in Fig. 3.

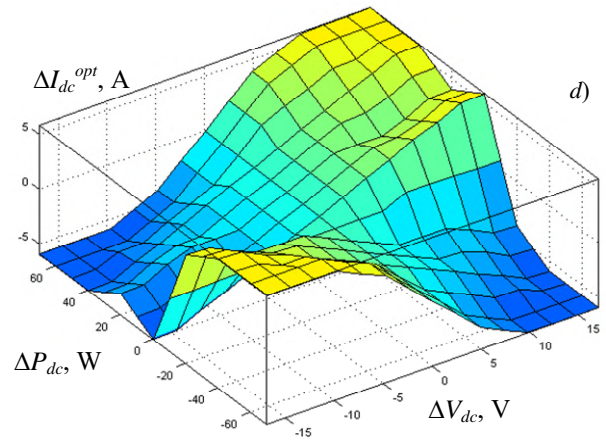
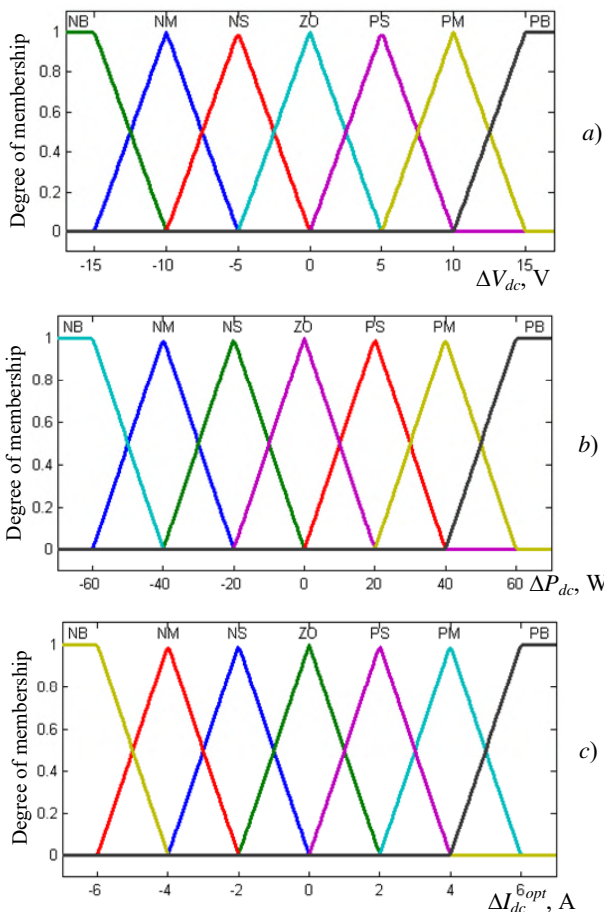


Fig. 3. Normalized membership functions (MFs) and corresponding surface view

The input/output parameters, i.e.  $\Delta P_{dc}[k]$ ,  $\Delta V_{dc}[k]$  and  $\Delta I_{dc}^{opt}[k]$  are represented by linguistic terms, such as Positive-Big (PB), Positive-Medium (PM), Positive-Small (PS), Zero (ZE), Negative-Big (NB), Negative-Medium (NM), and Negative-Small (NS).

The following IF-THEN rules define the desired relationships between inputs and outputs:

$R_i$ : **IF**  $\Delta P_{dc}[k]$  is  $A_i$  and  $\Delta V_{dc}[k]$  is  $B_j$ , **THEN**  $\Delta I_{dc}^{opt}[k]$  is  $C_k$ , where  $i, j = 1, 2, \dots, 7$ ;  $k = 1, 2, 3, \dots, 49$ , where  $A_i$  and  $B_j$  indicate the antecedents and  $C_k$  indicate the consequent parts, respectively.

The IF-THEN rules are summarized in Table 1. This article uses a fuzzy system with Mamdani method for the inference process [21].

Table 1

		Fuzzy control rules						
		$\Delta V_{dc}$						
$\Delta P_{dc}$	$\Delta I_{dc}^{opt}$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
	NB	PB	PB	PB	ZE	NM	NB	NB
	NM	PM	PM	PM	ZE	NS	NM	NM
	NS	PM	PS	PS	ZE	NS	NS	NM
	ZE	NM	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	NS	ZE	PS	PS	PM
	PM	NM	NM	NM	ZE	PS	PM	PM
	PB	NB	NB	NB	ZE	PM	PB	PB

The output level  $\Delta I_{dc}^{opt}[k]$  of each fuzzy rule is normalized by a factor related to the firing strength  $w_i$ , which is calculated from the minimum operation such as:

$$w_i = \min(\mu_{\Delta P_{dc}}(\Delta P_{dc}[k]), \mu_{\Delta V_{dc}}(\Delta V_{dc}[k])), \quad (23)$$

The defuzzification is realized using the centroid method (COA) of a last combined fuzzy set. The last combined fuzzy set is determined by the sum of all rule output fuzzy sets using the maximum aggregation approach [22]. Therefore, the variation in the optimum DC-current  $\Delta I_{dc}^{opt}[k]$  is calculated according to the following relationship:

$$\Delta I_{dc}^{pot}[k] = \frac{\sum_{j=1}^n \mu(\Delta I_{dc}^{opt}(j)) \times (\Delta I_{dc}^{opt}(j))}{\sum_{j=1}^n \mu(\Delta I_{dc}^{opt}(j))}. \quad (24)$$

The output of the fuzzy MPPT system is  $\Delta I_{dc}^{opt}[k]$ , which is converted to the optimum DC-current,  $I_{dc}^{opt}[k]$  by:

$$I_{dc}^{pot}[k] = I_{dc}^{pot}[k-1] + \Delta I_{dc}^{pot}[k]. \quad (25)$$



**Fuzzy model based multivariable predictive (FMMP) regulator.** In this part, a FMMP regulator is developed for a DC-DC boost chopper in order to follow the optimum DC-current ( $I_{dc}^*$ ). The FMMP regulator is effective for DC-DC boost chopper because this control strategy is a sort of control technique that was primarily introduced to regulate constrained linear and nonlinear systems. In addition, the FMMP regulator has a quick dynamic behavior, excellent stability, and robustness against parameter variation in a variety of working conditions.

**Control system design.** Since the PMSG can provide the rectified DC-current ( $I_{dc}$ ), it can be used as a current source. Therefore, only the dynamic of the boost chopper is studied and described in this paper. In the next part, the T-S fuzzy model of the boost chopper is utilized to represent the original nonlinear behavior for the control design goal using the sector nonlinearity method.

**T-S fuzzy model of the DC-DC boost chopper.** As can be seen from Fig. 1, the global nonlinear dynamical behavior of the DC-DC boost chopper in regular state-variable representation can be expressed as follows:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{dc}}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1-u) \\ -(1-u) & -\frac{L}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{dc}, \quad (26)$$

where  $I_{dc}$  is the input inductor current or DC-current;  $u$  is the equivalent control signal that takes values in the domain  $\{0, 1\}$ ;  $R_L = V_o/I_o$  is the total equivalent resistance;  $V_o$  is the output DC-voltage;  $I_o$  is the output DC-current;  $C$  and  $L$  are the capacitance and inductance values respectively.

Finally, a DC-DC boost chopper's discrete-time state space representation is used to derive (26), considering the sampling period  $T_s$ , and replacing the control signal  $u$  by its respective duty ratio  $D(k)$ . The result of this discretization can be expressed as:

$$\begin{bmatrix} I_{dc}(k+1) \\ V_o(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{L} \\ \frac{T_s}{C} & -\left(\frac{T_s}{R_L C}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc}(k) \\ V_o(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(V_{dc}(k) - V_o(k))}{L} \\ -\frac{I_{dc}(k)T_s}{C} \end{bmatrix} D(k). \quad (27)$$

According to the expressions (26), (27) and the T-S fuzzy model [23], the boost chopper can be described by a second-order  $r_i$ -rule fuzzy system. The  $i^{\text{th}}$  rule of the discrete T-S fuzzy model is written as follows:

**Fuzzy rules  $r_i$ :**

**IF**  $w_1(t)$  is  $F_{i1}$  and ... and  $w_g(t)$  is  $F_{ig}$ , **THEN**  $x(k+1) = A_i x(k) + B_i u(k)$ ; where  $i = 1, 2, \dots, k$ ;  $A_i \in R^{n \times n}$ ,  $B_i \in R^{n \times m}$ ;  $k$  values denote the number of fuzzy rules;  $w_1, w_2, \dots, w_g$  are the premise variables;  $F_{ij}(j = 1, 2, \dots, g)$  are the fuzzy sets;  $x(k) \in R^n$  are the system variables;  $u(k)$  are the control input signal;  $A_i, B_i$  are the state vectors of the local sub-system inadequate sizes.

Using the singleton fuzzification, product inference rule, and weighted average defuzzification, the above fuzzy rules base is deduced as follows:

$$x(k+1) = \sum_{i=1}^k \mu_i(w(k)) \{A_i x(k) + B_i u(k)\}, \quad (28)$$

where:

$$\mu_i(w(k)) = \frac{\prod_{j=1}^g F_{ij}(w_j(k))}{\sum_{i=1}^k \prod_{j=1}^g F_{ij}(w_j(k))}. \quad (29)$$

The term  $F_{ij}(w_j(k))$  is the grad of membership of  $w_j(t)$  in  $F_{ij}$ . Note that, where for  $i = 1, 2, \dots, k$ . For deriving the T-S model of the DC-DC boost chopper, let the fuzzy premises variable vector  $w(k)$  be selected as:

$$w_1(k) = I_{dc}(k), \quad w_2(k) = V_o(k).$$

Since, the system states of the boost chopper are bounded; the premise variables will also be bounded. In this paper, the fuzzy premise variables vary in the range defined as:

$$\max(I_{dc}(k)) = D_1, \quad \min(I_{dc}(k)) = d_1;$$

$$\max(V_o(k)) = D_2, \quad \min(V_o(k)) = d_2.$$

From the above, the corresponding MFs of the T-S system can be written as:

$$F_{11} = \frac{I_{dc}(k) - d_1}{D_1 - d_1}, \quad F_{12} = 1 - F_{11};$$

$$F_{21} = \frac{V_o(k) - d_2}{D_2 - d_2}, \quad F_{22} = 1 - F_{21}.$$

These membership functions are considered triangular shape as demonstrated in Fig. 4.

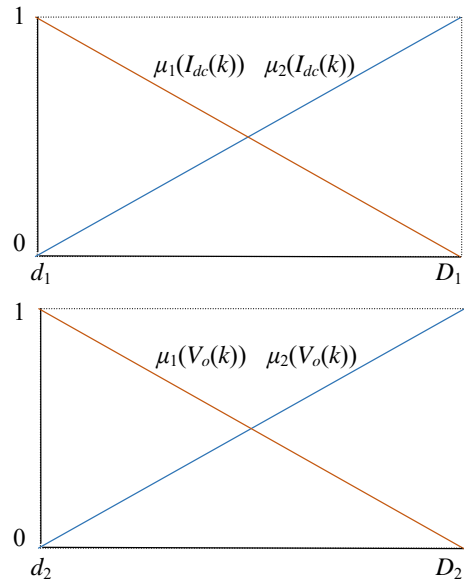


Fig. 4. Picture MFs of the T-S fuzzy model

Based on the sector nonlinearity notion, we have the following relationships:

$$I_{dc}(k) = F_{11}D_1 + F_{21}d_1, \quad V_o(k) = F_{21}D_2 + F_{22}d_2.$$

As a result, the complete fuzzy boost chopper model is equivalent to:

$$x(k+1) = A_i(k) + \left( \sum_{i=1}^4 \mu_i(I_{dc}(k), V_o(k)) B_i \right) d(k), \quad (30)$$

where  $A_i$  and  $B_i$  are the local sub-models matrices given by (for  $i = 1, 2, \dots, 4$ ):

$$A_1 = A_2 = A_3 = A_4 = A = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{L} \\ \frac{T_s}{C} & 1 - \left(\frac{T_s}{R_L C}\right) \end{bmatrix}$$

and:

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{(V_{dc} - d_2)I_s}{L} \\ \frac{d_1 I_s}{C} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} \frac{(V_{dc} - d_2)I_s}{L} \\ -\frac{D_1 I_s}{C} \end{bmatrix}$$

It can be seen that (30) corresponds with the system (27) inside the polytope area  $[d_1, D_1] \times [d_2, D_2]$ . This operating space is shown in Fig. 5.

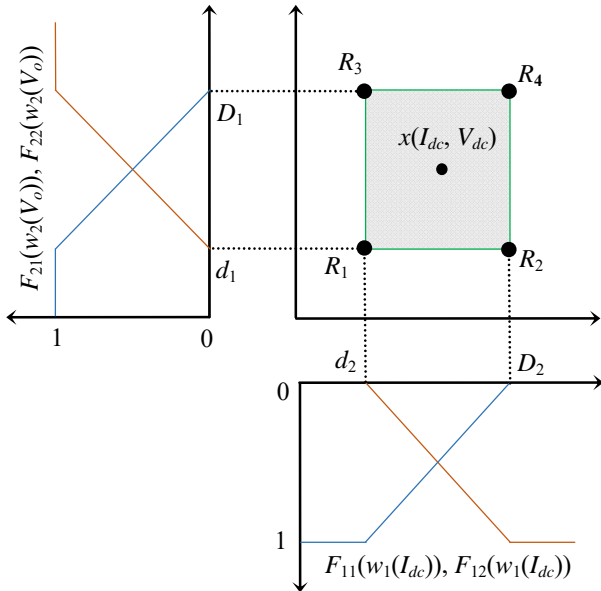


Fig. 5. T-S Fuzzy representation of the boost chopper

**Multivariable predictive current control.** A multivariable predictive current control method based on the T-S fuzzy model is introduced to obtain an accurate tracking control of the optimum DC-current ( $I_{dc}^{opt}$ ) for the DC-DC boost chopper. In this work, the boost chopper's state variables are restricted by physical limits required by the wind generator users due to the technical specifications of the power converters. Therefore, constraints must be set while designing the boost chopper regulator. The primary function of the multivariable predictive control (MPC) is to compute a series of future operating signals in such a way that it reduces a specified objective function calculated over a prediction horizon [24]. The quadratic objective function to be minimized by the MPC controller is given by:

$$\min J = \sum_{j=H_w}^{H_p} (r(k+j) - \hat{y}(k+j|k))^T Q (r(k+j) - \hat{y}(k+j|k)) + \sum_{j=1}^{H_u} (u(k+j-1))^T + \Delta u(k+j-1)^T S \Delta u(k+j-1) \quad (31)$$

Subject to the following constraints:

$$x_{\min} \leq \hat{x}(k+j|k) \leq x_{\max}; \quad y_{\min} \leq \hat{y}(k+j|k) \leq y_{\max};$$

$$u_{\min} \leq \hat{u}(k+j|k) \leq u_{\max}; \quad \Delta u_{\min} \leq \Delta u(k+j|k) \leq \Delta u_{\max},$$

where  $k$  is the current sampling instant;  $H_u$  indicates the control cost horizon;  $H_w$  denotes the start point of the prediction horizon;  $H_p$  signifies the end point of the prediction horizon;  $H_u < H_p$ , and  $\Delta u(k+j-1)$  represents the control increments vector,  $r(k+j)$  is the future reference trajectory,  $y(k+j|k)$  is the  $j$  step-ahead prediction of the system;  $Q$  is the weighting matrix of the tracking error;  $R$  and  $S$  are the weighting matrices.

Thus, two parts determine the objective function (32): the first part is concerned with reducing the difference between predicted output and reference trajectory. The second part is a penalty for exerting control effort. Further, the above-mentioned objective function can be defined in a more comprehensive matrix form [25]:

$$J(\Delta U_n) = J_{\min} + 2[\Gamma + \Theta \bar{U}_{k-1} - Y_{ref}^n]^T Q \Lambda \Delta U_n + \Delta U_n^T [\Delta^T Q \Lambda + R + S] \Delta U_n, \quad (32)$$

where

$$J_{\min} = Y_{ref}^T Q Y_{ref} + \Gamma^T Q \Gamma - 2Y_{ref}^T Q \Gamma + \bar{U}_{k-1}^T S \bar{U}_{k-1} + \bar{U}_{k-1}^T R \bar{U}_{k-1}, \quad (33)$$

where  $J_{\min}$  represents the minimal cost due to the reference and the unconstrained output response.

The fuzzy model (30) is utilized to predict the output of the system, subject to amplitude and rate saturation on the system states and control inputs:

$$\begin{bmatrix} I \\ -I \\ L \\ -L \\ \Lambda \\ -\Lambda \end{bmatrix} \Delta U_n \leq \begin{bmatrix} \tilde{U}_{\max} \\ -\tilde{U}_{\min} \\ U_{\max} \\ -U_{\min} \\ Y_{\max} - \Gamma \\ -Y_{\max} + \Gamma \end{bmatrix} \quad (34)$$

and

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \in R^{H_u+1 \times H_u+1};$$

$$L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix} \in R^{H_u+1 \times H_u+1},$$

where the predicted output may be written as:

$$\hat{Y} = \Gamma + \Lambda \Delta U_n \quad (35)$$

where  $Y \in R^{H_{pn0}}$ ,  $\Gamma \in R^{H_{pn0}}$ ,  $\Lambda \in R^{H_{pn0} \times H_{pni}}$ , and  $\Delta U_n \in R^{H_{pni}}$ ,  $n_0$  and  $n_i$  are the total number of system outputs and inputs;  $\Gamma$  is the unconstrained output response;  $\Lambda \Delta U_n$  is the constrained output response.

So, the new constrained optimization problem minimizes a convex objective function (33), on a convex set (35). This convex objective function has global minima only if the Hessian matrix of the objective function is positive-definite [26]. In the light of the above description, equation (35) can be transformed into the form:

$$\min \Delta U_n(k)^T H \Delta U_n(k) - P^T \Delta U_n(k). \quad (36)$$

The Hessian matrix  $H$  is positive-definite if it satisfies the following condition:

$$\text{rank}(\Lambda) = H_u. \quad (37)$$

Thus, the restrictions (34) can be expressed in one form that can be simply exploited later by the proposed optimization method:

$$\Lambda U_n(k) \leq B. \quad (38)$$

The Schur complement theorem is utilized to make the non-linear criterion (36) in Linear Matrix Inequalities (LMI)

format. Moreover, this theorem can minimize the linear objective function with LMI restrictions [27]. Therefore, the LMI-based problem of central importance to this paper is that of minimizing a linear subject to LMI constraints:

$$\begin{aligned} & \text{minimize } c^T x; \\ & \text{subject to: } F(x) > 0, \end{aligned}$$

where  $F(x)$  is the symmetric matrix that depends affinely on the variable  $x$ , and  $c$  is the real vector. The solution then minimizes the linear term  $c^T x$  [28].

**LMI problem.** An optimization LMI problem necessitates restructuring the main problem to include a linear objective function and strict inequality constraints. Generally, the minimization of a convex quadratic objective  $J(\Delta U_n)$  can be achieved by the following equivalent minimization algorithm:

Minimize  $\gamma$  and finding an acceptable  $\Delta U_n$  that satisfies the following condition:

$$J(\Delta U_n) < \gamma. \quad (39)$$

The relationship (32) can be converted to LMI form using Schur complement [27].

Given:  $Q(x) = Q(x)^T$ ,  $R(x) = R(x)^T$ , and  $S(x)$  depend affinely on  $x$ . Then LMI (41) is equivalent to the inequalities (39):

$$1) \begin{bmatrix} Q(x) & S(x) \\ S(x)^T & R(x) \end{bmatrix} < 0; \quad (40)$$

$$2) \begin{cases} R(x) < 0; \\ Q(x) - S(x)R(x)^{-1}S(x)^T < 0. \end{cases} \quad (41)$$

Although the inequality (39) is strict but not in linear form. Thus, it must be converted by Schur complement theorem into LMI conditions:

$$\begin{aligned} & \min \gamma \in \mathbb{R}^+ \\ & \text{subject to} \end{aligned} \quad (42)$$

$$\begin{bmatrix} 2\left[\Gamma + \Theta \bar{U}_{k-1} - Y_{ref}^n\right]^T Q \Lambda \Delta U_n + J_{\min} - \gamma & \Delta U_n^T \\ \Delta U_n & -\left[\Lambda^T Q \Lambda + R + S\right]^{-1} \end{bmatrix} < 0.$$

The aforementioned constraints (34) must be written in a diagonal form defining thus a convex matrix space and symmetric. Hence, the final form of the original optimization problem can be presented as LMI terms. Therefore, the objective function can be reformulated as follows:

$$\begin{aligned} & \min \gamma \in \mathbb{R}^+ \\ & \text{subject to:} \end{aligned} \quad (43)$$

$$\begin{bmatrix} 2\left[\Gamma + \Theta \bar{U}_{k-1} - Y_{ref}^n\right]^T Q \Lambda \Delta U_n + J_{\min} - \gamma & \Delta U_n^T \\ \Delta U_n & -\left[\Lambda^T Q \Lambda + R + S\right]^{-1} \end{bmatrix} < 0.$$

$$\begin{bmatrix} I \\ -I \\ L \\ -L \\ \Lambda \\ -\Lambda \end{bmatrix} \Delta U_n \leq \begin{bmatrix} \tilde{U}_{\max} \\ -\tilde{U}_{\min} \\ U_{\max} \\ -U_{\min} \\ Y_{\max} - \Gamma \\ -Y_{\max} + \Gamma \end{bmatrix}; \quad (44)$$

$$\text{diag}(I \Delta U_n - U_{\max}) \leq 0;$$

$$\text{diag}(-I \Delta U_n + \tilde{U}_{\min}) \leq 0;$$

$$\text{diag}(L \Delta U_n - \tilde{U}_{\max}) \leq 0;$$

$$\text{diag}(-L \Delta U_n + \tilde{U}_{\min}) \leq 0;$$

$$\text{diag}(\Lambda \Delta U_n - Y_{\max} + \Gamma) \leq 0;$$

$$\text{diag}(\Lambda \Delta U_n + Y_{\min} - \Gamma) \leq 0.$$

**Simulation and experimental verifications.** At first, the performance of the suggested control method incorporating fuzzy based MPPT algorithm is thoroughly examined in simulation using MATLAB/Simulink software. Then experimental tests are performed in laboratory to validate the proposed control strategy.

**Simulation investigation of wind energy conversion system (WECS) control system based FMMP current controller.** This part shows the advantages of implementing the derived predictive algorithm and the fuzzy MPPT control scheme. First, the off-line calculations which are necessary for the calculation of the control signal are stated. Second, the system is simulated based on the small-sized wind turbine model, the key parameters utilized in numerical simulations are listed in Table 2. Finally, simulation results that demonstrate the prevalence of the suggested control algorithm are presented. The control problem is to keep the wind generator at the maximum output power while controlling the DC-current of the boost chopper without oscillations, since these oscillations can cause a variety of issues for consumers for example, and the power outage. The discrete time T-S fuzzy system (30) of the boost chopper can be created using a sampling interval of 0.001 ms, the FMMP scheme is developed with the following conditions: the control horizon is  $H_u = 2$ , and the prediction horizon is  $H_p = 20$ . The limitations are selected as:

$$0 \leq I_{dc} \leq 10 \text{ A} \quad \text{and} \quad 0 \leq V_o \leq 600 \text{ V}.$$

An additional restriction on the boost duty cycle is imposed as follow:

$$0 \leq d(k) \leq 0.98.$$

The values of the weighting matrices in (31) are:

$$Q = \text{eye}(H_p),$$

$$S = 0.5 \cdot \text{eye}((H_u + 1)n_i), \quad R = 0.1 \cdot \text{eye}((H_u + 1)n_i).$$

where  $\text{eye}$  returns an  $(n \times m)$  matrix with ones on the main diagonal and zeros elsewhere.

Table 2

System parameters	
Parameters of the PMSG utilized in simulation	Values
Nominal power	5 kW
Nominal voltage	380 V
Pole pairs	4
Nominal torque	9.5 N·m
Nominal speed	3000 rpm
Nominal current	8 A
Back-EMF coefficient	150 V/K·rpm
Stator resistor	0.245 $\Omega$
$d$ -axis inductor	5 mH
$q$ -axis inductor	5 mH
Inertia	5 kg·m <sup>2</sup>

**Simulation results.** The simulation plots of each state variable are shown in Fig. 6,a-h. The outcomes were obtained based on a 50 s variable wind profile. Figure 6,a shows the wind input used in the computer simulations. The variation in the wind velocity comprises high wind velocity ranges from 11 to 13 m/s.

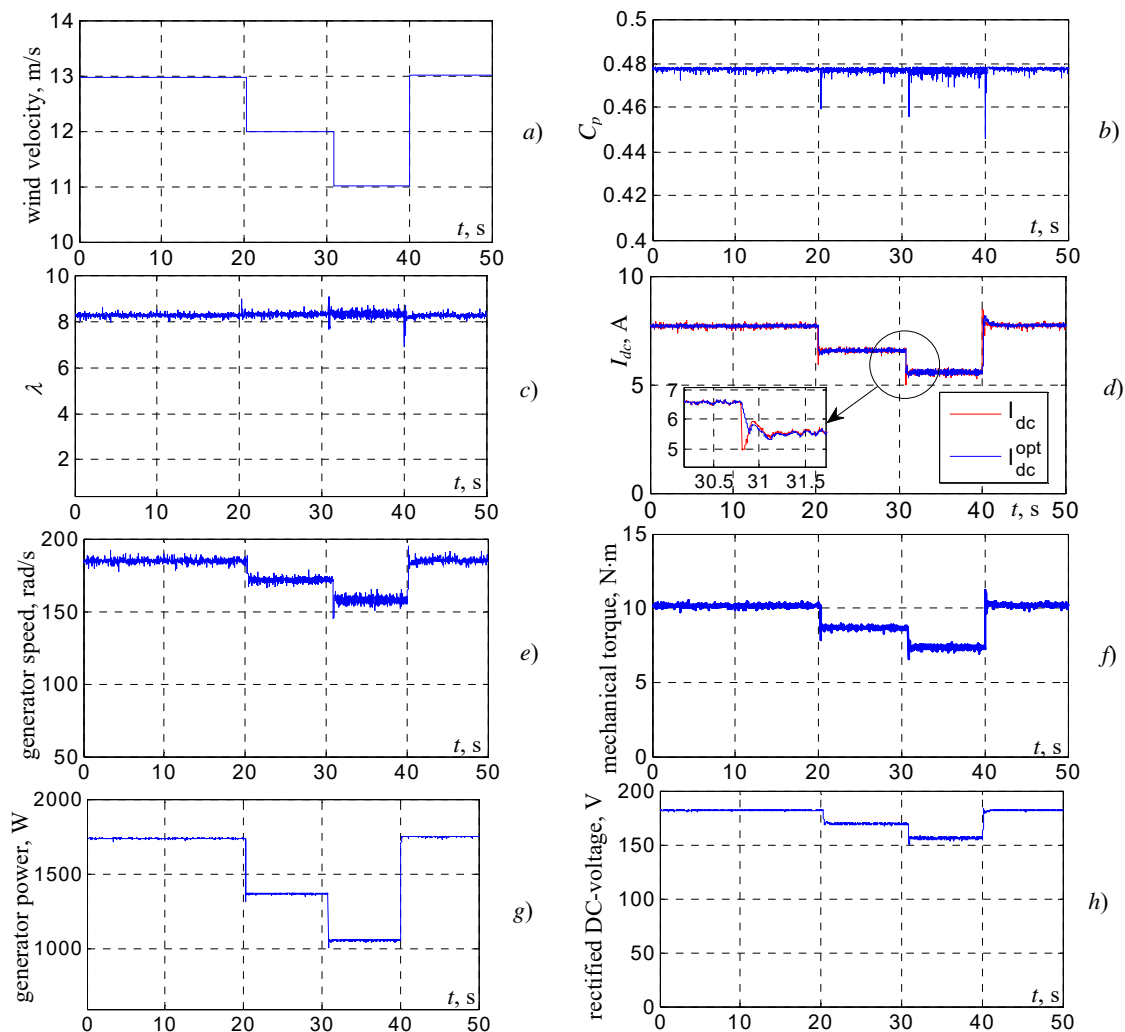


Fig. 6. Simulation results of the fuzzy MPPT algorithm

Figure 6,*b* exhibits the simulated waveform of the  $C_p$ , which is maintained at the optimum value of 0.478, and it is not influenced by the variations in the wind speed, which shows the good performances of the developed fuzzy based MPPT scheme. The resulting TSR is shown in Fig. 6,*c*. It shows that the TSR of the blade remains approximately constant and changes only at limited values around the best TSR of 8.08. It can be observed from Fig. 6,*d*, that the DC-current tracks the optimum current accurately by using the suggested control method, which adjusts the torque generator to obtain the maximum electrical power from the wind turbine with a fast response time. As depicted in Fig. 6,*e*, the rotational speed of the generator is constantly adapted to the wind velocity, so that the maximum energy is captured from the wind generator.

The mechanical torque waveform is illustrated in Fig. 6,*f*, as can be observed from Fig. 6,*f* the torque generator changes according to the variation in wind velocity to accommodate the variations in the DC-current of the boost chopper. Figure 6,*g* displays the generator output power, which is well correlated to changes in wind speed. It can also be noted that using the recommended control technique, the generator output power quickly recovers to its maximum value according to changes in wind velocity. The DC-DC boost chopper can also be used to increase the rectified DC-voltage.

As shown in Fig. 6,*h*, the optimal DC-current is proportional to the rectified DC-voltage, their relationship is in line with (14). Therefore, it can be better controlled to obtain the optimal rectified DC-voltage by using the suggested control approach. The simulation results demonstrate that the designed control method can generate the maximum wind power under different wind speeds by adjusting the DC-current of the boost chopper.

**Experimental verification of WECS control system based on FMMP current controller.** The 5 kW semi-controlled WECS scheme is built in laboratory to prove the effectiveness of the suggested MPPT algorithm. In the experimental WECS, the PMSG is attached to the shaft of a 5 kW DC-motor to emulate the dynamic and static behaviors of the real wind generator. A conventional boost chopper is utilized to drive the DC-motor. The design parameters of the developed WECS prototype are summarized in Table 3.

The boost chopper is built with SEMIKRON IGBT modules, and the driver circuit for the IGBTs modules is SEMIKRON SKHI61. The rectified DC-voltage and DC-current are measured using a voltage sensor and a Hall-effect current sensor, respectively. The proposed intelligent MPPT regulator is implemented using a dSPACE DS1104 controller board installed in a host PC computer, the sampling time is set as 20 kHz, and the

switching frequency of the IGBTs is also kept at 20 kHz. A portable power meter and a digital oscilloscope are utilized to record the experimental results.

The schematic circuit of the complete hardware-setup is depicted in Fig. 7, and the experimental elements of the developed WECS prototype are shown in Fig. 8.

Table 3

System parameters			
Parameters of the WECS for experiments			
PMSG parameters	Values	PMSG parameters	Values
Rated power	5 kW	Torque constant	2.39 N·m/A
Rated voltage	380 V	Mechanical time constant	2.3 ms
Pole pairs	4	DC-motor parameters	
Rated torque	22.5 N·m	Rated current	15 A
Rated speed	2000 rpm	Rated voltage	220 V
Rated current	12 A	Grid-connected converter parameters	
Permanent magnet flux	0.39 Wb	DC-bus capacitance	2200 $\mu$ F
Stator resistor	0.65 $\Omega$	Filter inductor	10 mH
d-axis inductor	8 mH	Filter resistor	0.2 $\Omega$
q-axis inductor	8 mH	Grid voltage	220 V

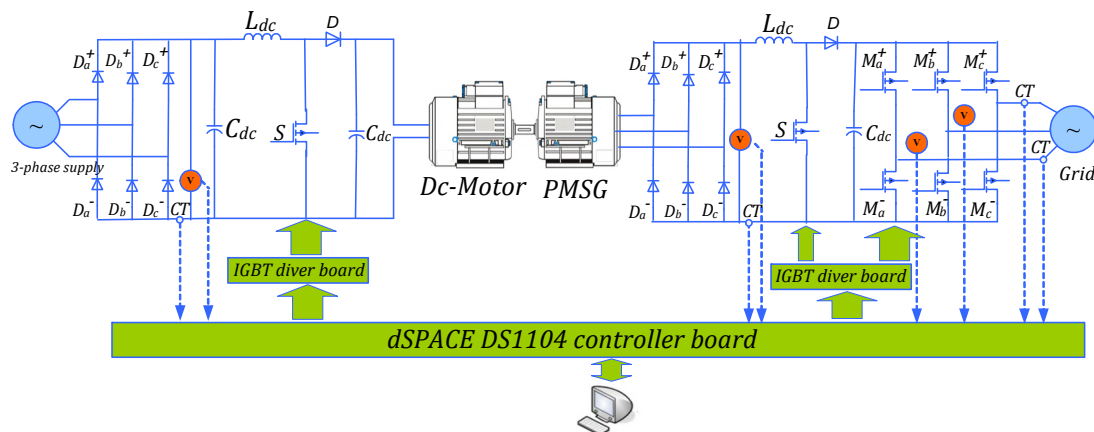


Fig. 7. Arrangement of laboratory system

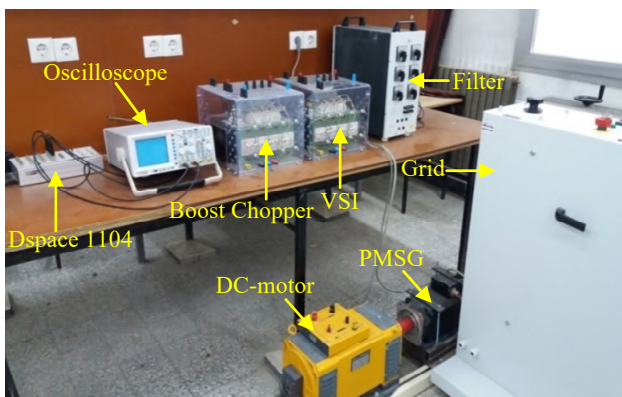


Fig. 8. Laboratory test rig

**Experimental results.** In this part, the performance of the suggested intelligent MPPT algorithm is verified for different wind velocities and compared with that of a traditional PID regulator. In the first test, the wind velocity is step-function or ramp-function changed arbitrarily from 6-8 m/s as illustrated in Fig. 9,a.

The  $C_p$  of the emulated wind turbine and the rectified DC-voltage, the output power of the PMSG (DC-power), and the duty ratio of the boost chopper are illustrated in Fig. 9,b. The obtained results show that a rapid MPP tracking is realized with the proposed intelligent MPPT algorithm.

Despite the change in wind velocity, the real value of  $C_p$  closely matches its optimal value (0.478). Besides

the rapid change in the wind velocity, the rectified DC-voltage and the DC-power are smoothed because of the system inertia.

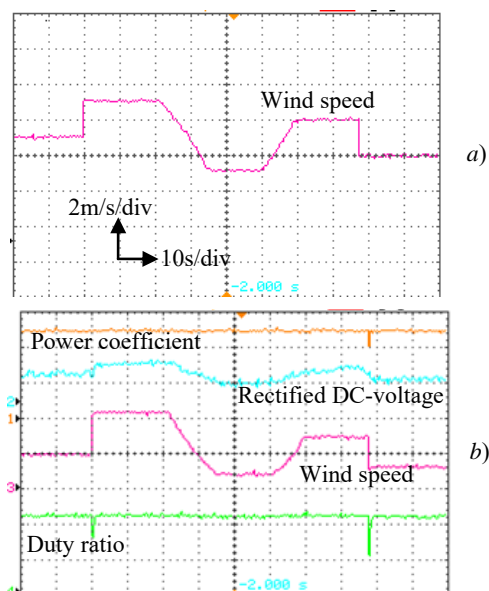


Fig. 9. Experimental results with step-variations in wind velocity

Experiments have also been carried out with time-varying wind speeds. All the waveforms are given in Fig. 10,a,b. It can be observed, that the suggested intelligent MPPT regulator is constantly looking for new MPP.

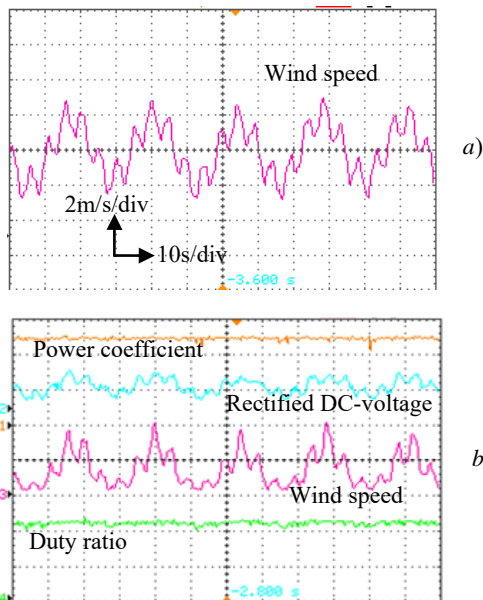


Fig. 10. Experimental results with turbulent wind changes

The functionality of the proposed FMMP current controller was also experimentally verified and compared with the typical PI regulator. The comparison has been done by observing the  $C_p$ , the rectified DC-voltage, the DC-power, and the boost duty cycle waveforms. The test results in Fig. 11 display the programmed switching between the proposed FMMP and PI current control methods. During the last testing scenario, the  $C_p$  and the optimal output power followed their peak values well by utilizing the suggested fuzzy MPPT control method.

The maximum divergence of the  $C_p$  from its peak value is 0.02 with the suggested MPPT method. We can also note that there is no deviation between the real and optimal output powers. On the other hand, when utilizing the traditional PI regulator, the  $C_p$  values oscillate in a larger range, and deviations of electrical power from its peak values are also observed from moment to moment.

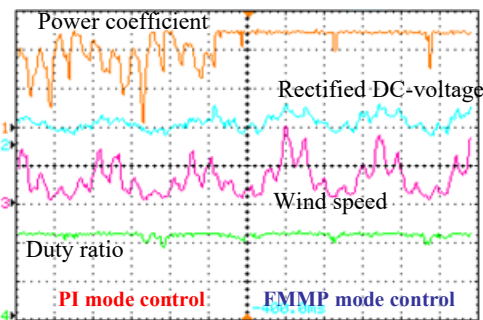


Fig. 11. Comparison of proposed FMMP current controller to conventional PI control method

We can see in Fig. 12, that the electrical energy produced by the wind generator using the suggested intelligent MPPT controller ( $E_{FMMP}$ ) is greater than that produced by the traditional PI control method ( $E_{PI}$ ). Therefore, it proves the effectiveness of the suggested intelligent MPPT controller.

Figure 13 depicts the experimental results of the output three-phase voltage (a) and current (b) of the PMSG for a wind speed of 10 m/s.

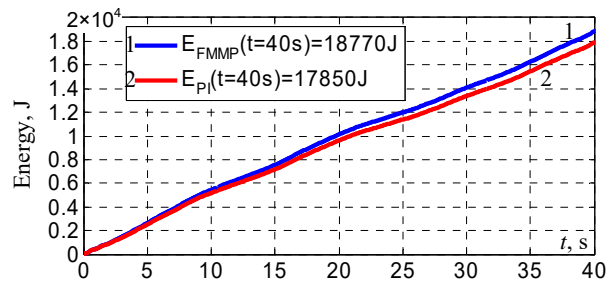


Fig. 12. Total generated electrical energy

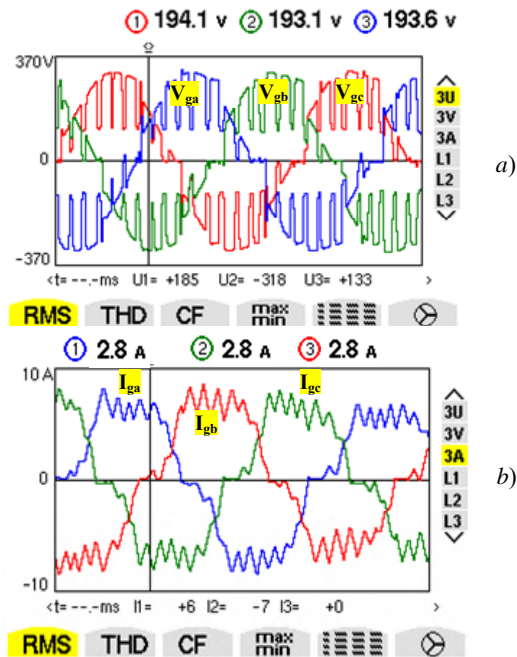


Fig. 13. Experimental waveforms of the WECS with the designed grid-side regulator

Figure 14 illustrates the system performances on the grid-side converter. From Fig. 14,a, it can be seen that all the injected grid currents ( $I_{ga}$ ,  $I_{gb}$ ,  $I_{gc}$ ) and grid voltages ( $V_{ga}$ ,  $V_{gb}$ ,  $V_{gc}$ ) have a sinusoidal shape of 50 Hz. Figure 14,b illustrates Fresnel diagram of the main current and voltage using the classical control of the grid-side converter.

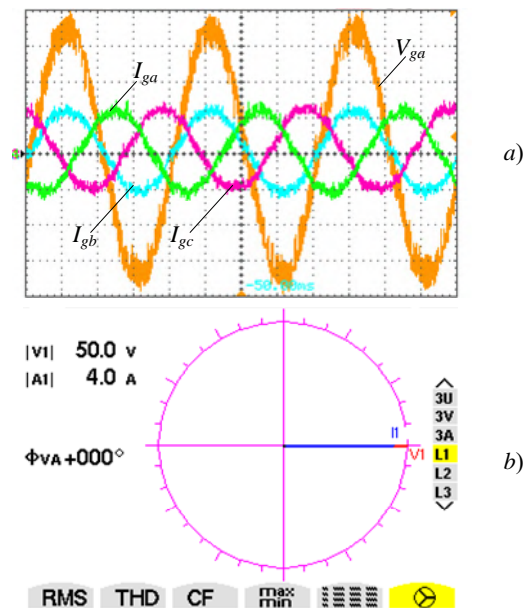


Fig. 14. Experimental results of the WECS with the designed grid-side control algorithm

Finally, Fig. 15,*a* displays that the total harmonic distortion (THD) of the injected grid current and voltage is 2.5 %, which is below the threshold limit of 5 %. In addition, it meets the requirement of a power factor with a value of 0.996, as depicted in Fig. 15,*b*.

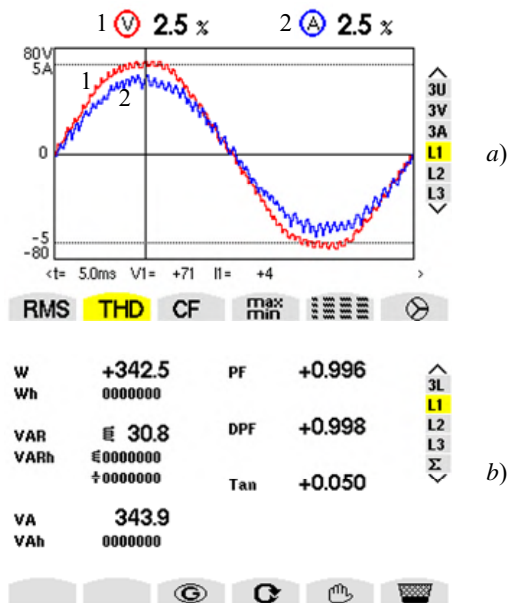


Fig. 15. Experimental results of the WECS with the grid-side control algorithm

### Conclusions.

In this article, an extension of fuzzy model based multivariable predictive current control strategy has been applied to the DC-DC boost chopper of wind energy conversion system to enhance the capability of capturing the maximum output energy based on an intelligent fuzzy maximum power point tracking controller. The considered control algorithm synthesis of the fuzzy model based multivariable predictive controller is based on the fuzzy system, optimization technique, and linear matrix inequalities formulation. In this approach, at every sampling period, a quadratic cost function with a specific prediction horizon and control horizon is minimized such that constraints on the control input are satisfied.

Furthermore, the designed intelligent maximum power point tracking regulator has also been employed to derive the optimum DC-current corresponding to the maximum power point of the wind generator based on the changes in the DC-power and rectified DC-voltage. While the fuzzy model based multivariable predictive current regulator has been designed to follow the derived optimum DC-current with minimum steady-state tracking error, this allows the wind generator to produce the maximum electrical energy.

Simulation and experimental results have affirmed the significant improvements in maximum electrical energy harvesting and mechanical stresses minimization. In addition, compared to the traditional proportional integral controller, the suggested control approach has greater overall control efficiency and can be utilized to harvest maximum wind power more efficiently.

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

**Acknowledgment.** The authors express their gratitude to Taif University Researchers Supporting Project Number TURSP-2020/34), Taif, Saudi Arabia.

### REFERENCES

- Babes B., Rahmani L., Chaoui A., Hamouda N. Design and Experimental Validation of a Digital Predictive Controller for Variable-Speed Wind Turbine Systems. *Journal of Power Electronics*, 2017, vol. 17, no. 1, pp. 232-241. doi: <https://doi.org/10.6113/JPE.2017.17.1.232>.
- Amrane F., Chaiba A., Francois B., Babes B. Experimental design of stand-alone field oriented control for WECS in variable speed DFIG-based on hysteresis current controller. *2017 15th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA)*, 2017, pp. 304-308. doi: <https://doi.org/10.1109/ELMA.2017.7955453>.
- Lee J., Kim Y. Sensorless fuzzy-logic-based maximum power point tracking control for a small-scale wind power generation systems with a switched-mode rectifier. *IET Renewable Power Generation*, 2016, vol. 10, no. 2, pp. 194-202. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2015.0250>.
- Hamouda N., Babes B., Kahla S., Soufi Y. Real time implementation of grid connected wind energy systems: predictive current controller. *2019 1st International Conference on Sustainable Renewable Energy Systems and Applications (ICSRESA)*, 2019, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICSRESA49121.2019.9182526>.
- Kesraoui M., Korichi N., Belkadi A. Maximum power point tracker of wind energy conversion system. *Renewable Energy*, 2011, vol. 36, no. 10, pp. 2655-2662. doi: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2010.04.028>.
- Zhu Y., Cheng M., Hua W., Wang W. A novel maximum power point tracking control for permanent magnet direct drive wind energy conversion systems. *Energies*, 2012, vol. 5, no. 5, pp. 1398-1412. doi: <https://doi.org/10.3390/en5051398>.
- Kazmi S.M.R., Goto H., Guo H., Ichinokura O. A Novel Algorithm for Fast and Efficient Speed-Sensorless Maximum Power Point Tracking in Wind Energy Conversion Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no. 1, pp. 29-36. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2044732>.
- Xia Y., Ahmed K.H., Williams B.W. A New Maximum Power Point Tracking Technique for Permanent Magnet Synchronous Generator Based Wind Energy Conversion System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, vol. 26, no. 12, pp. 3609-3620. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2162251>.
- Ching-Tsai Pan, Yu-Ling Juan. A Novel Sensorless MPPT Controller for a High-Efficiency Microscale Wind Power Generation System. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2010, vol. 25, no. 1, pp. 207-216. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2009.2032604>.
- Agarwal V., Aggarwal R.K., Patidar P., Patki C. A Novel Scheme for Rapid Tracking of Maximum Power Point in Wind Energy Generation Systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2010, vol. 25, no. 1, pp. 228-236. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2009.2032613>.
- Lin W.-M., Hong C.-M. Intelligent approach to maximum power point tracking control strategy for variable-speed wind turbine generation system. *Energy*, 2010, vol. 35, no. 6, pp. 2440-2447. doi: <https://doi.org/10.1016/j.energy.2010.02.033>.
- Kazmi S.M.R., Goto H., Guo H.-J., Ichinokura O. A Novel Algorithm for Fast and Efficient Speed-Sensorless Maximum Power Point Tracking in Wind Energy Conversion Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no. 1, pp. 29-36. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2044732>.
- Galdi V., Piccolo A., Siano P. Designing an Adaptive Fuzzy Controller for Maximum Wind Energy Extraction. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, vol. 23, no. 2, pp. 559-569. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2007.914164>.

14. Pucci M., Cirrincione M. Neural MPPT Control of Wind Generators With Induction Machines Without Speed Sensors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no. 1, pp. 37-47. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2043043>.
15. Cardenas R., Pena R. Sensorless Vector Control of Induction Machines for Variable-Speed Wind Energy Applications. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2004, vol. 19, no. 1, pp. 196-205. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2003.821863>.
16. Chedid R., Mrad F., Basma M. Intelligent control of a class of wind energy conversion systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1999, vol. 14, no. 4, pp. 1597-1604. doi: <https://doi.org/10.1109/60.815111>.
17. Chiang H., Tsai H. Design and implementation of a grid-tied wind power micro-inverter. *IET Renewable Power Generation*, 2013, vol. 7, no. 5, pp. 493-503. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2012.0342>.
18. Hamouda N., Benalla H., Hemsas K., Babes B., Petzoldt J., Ellinger T., Hamouda C. Type-2 Fuzzy Logic Predictive Control of a Grid Connected Wind Power Systems with Integrated Active Power Filter Capabilities. *Journal of Power Electronics*, 2017, vol. 17, no. 6, pp. 1587-1599. doi: <https://doi.org/10.6113/JPE.2017.17.6.1587>.
19. Beddar A., Bouzekri H., Babes B., Afghoul H. Real time implementation of improved fractional order proportional-integral controller for grid connected wind energy conversion system. *Revue Roumaine Des Sciences Techniques Serie Electrotechnique et Energetique*, 2016, vol. 61, no. 4, pp. 402-407. Available at: [http://revue.elth.pub.ro/upload/89285817\\_ABeddar\\_RRST\\_4\\_2\\_016\\_pp\\_402-407.pdf](http://revue.elth.pub.ro/upload/89285817_ABeddar_RRST_4_2_016_pp_402-407.pdf) (Accessed 12 June March 2021).
20. Kahla S., Bechouat M., Amieur T., Sedraoui M., Babes B., Hamouda N. Maximum power extraction framework using robust fractional-order feedback linearization control and GM-CPSO for PMSG-based WECS. *Wind Engineering*, 2021, vol. 45, no. 4, pp. 1040-1054. doi: <https://doi.org/10.1177/0309524X20948263>.
21. Bose B.K. Expert system, fuzzy logic, and neural network applications in power electronics and motion control. *Proceedings of the IEEE*, 1994, vol. 82, no. 8, pp. 1303-1323. doi: <https://doi.org/10.1109/5.301690>.
22. Mamdani E.H., Assilian S. An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller. *International Journal of Human-Computer Studies*, 1999, vol. 51, no. 2, pp. 135-147. doi: <https://doi.org/10.1006/ijhc.1973.0303>.
23. Takagi T., Sugeno M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 1985, vol. SMC-15, no. 1, pp. 116-132. doi: <https://doi.org/10.1109/TSMC.1985.6313399>.
24. Wang L. *Model predictive control system design and implementation using MATLAB*. Springer London, 2009. doi: <https://doi.org/10.1007/978-1-84882-331-0>.

Received 08.02.2022

Accepted 23.03.2022

Published 01.06.2022

Badreddine Babes<sup>1</sup>, Senior Researcher A,  
 Noureddine Hamouda<sup>1</sup>, Senior Researcher A,  
 Sami Kahla<sup>1</sup>, Senior Researcher A,  
 Hichem Amar<sup>1</sup>, Senior Researcher B,  
 Sherif S.M. Ghoneim<sup>2</sup>, PhD, Associate Professor,  
<sup>1</sup>Research Center in Industrial Technologies CRTI,  
 P.O. Box 64, Cheraga 16014 Algiers, Algeria,  
 e-mail: elect\_babes@yahoo.fr (Corresponding author),  
 n.hamouda@crti.dz, s.kahla@crti.dz, h.amar@crti.dz,  
<sup>2</sup>Department of Electrical Engineering,  
 College of Engineering, Taif University,  
 Taif 21944, Saudi Arabia,  
 e-mail: s.ghoneim@tu.edu.sa

#### How to cite this article:

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>



H. Chappa, T. Thakur

## A novel load shedding methodology to mitigate voltage instability in power system

**Aim.** A novel technique for detecting imminent voltage instability is proposed in this paper, accompanied by a novel load shedding approach to protect the system from voltage instability. **Methodology.** The proposed methodology utilizes the computation of nodal reactive power loss to voltage sensitivities with load increments in the system. **Originality.** The nodal reactive power loss to voltage sensitivity is a novel computation and is explored to detect the likelihood of voltage instability in this work. **Results.** If the system is experiencing an unprecedented load growth and if all the measures reach their limits, then load shedding is the last resort to safeguard the system against instability. The sudden change in nodal reactive power loss to voltage sensitivities is utilized to devise the quantity of load to be cut in the system. **Practical value.** The time-based simulations performed in New England 39 bus test system (NE-39 bus), the simulated results show that nodal reactive power loss to voltage sensitivities can be used as a trusted indicator for early diagnosing of menacing voltage instability and the timely implementation of load shedding developed from nodal reactive power loss to voltage sensitivities on the system ensures voltage stability. References 29, tables 1, figures 9.

**Key words:** voltage stability, sensitivity analysis, nodal reactive power losses, load shedding.

**Мета.** У статті пропонується новий метод виявлення навислої нестабільності напруги, що супроводжується новим підходом до скидання навантаження для захисту системи від нестабільності напруги. **Методологія.** У запропонованій методиці використовується розрахунок вузлових втрат реактивної потужності залежно від чутливості до напруги при збільшенні навантаження у системі. **Оригінальність.** У цій роботі вузлові втрати реактивної потужності залежно від чутливості до напруги являють собою новий розрахунок і досліджуються визначення ймовірності нестабільності напруги. **Результати.** Якщо система відчуває безпрецедентне зростання навантаження і всі заходи досягають меж своїх можливостей, скидання навантаження є останнім засобом захисту від нестабільності. Раптова зміна вузлових втрат реактивної потужності, залежно від чутливості до напруги, використовується для визначення величини навантаження, яка повинна бути відсічена в системі. **Практична цінність.** Моделювання, засноване на часі, виконане в тестовій системі шини New England 39 (шина NE-39), та результати моделювання показують, що залежність вузлових втрат реактивної потужності від чутливості до напруги може використовуватися як надійний індикатор для ранньої діагностики загрозової нестабільності напруги та своєчасного впровадження скидання навантаження, що виникає внаслідок втрати реактивної потужності у вузлах, до чутливості системи до напруги, а забезпечує стабільність напруги. Бібл. 29, табл. 1, рис. 9.

**Ключові слова:** стабільність напруги, аналіз чутливості, вузлові втрати реактивної потужності, скидання навантаження.

**Introduction.** Power system voltage stability maintenance is of paramount importance in practical grid. Power system is tremendously non-linear system and is continuously subjected to several disturbances. It is very strenuous for the system operators to monitor and operate such highly non-linear system stably. Early detection of voltage instability is a pressing concern for system operators. Voltage instability may lead to complete or partial blackout in the system. After detection, the immediate concern is the prevention of system from reaching unstable state. One of the proven preventive measure is load shedding. The introduction of deregulation along with renewable penetration due to high energy demand is forcing the grid to operate in a manner in which it is not designed to operate. The operating status of the systems is continuously monitored by the system operators to find the current state of the system. All the nodes in the system have to maintain acceptable voltages. Maintaining these acceptable voltages under highly stressed conditions is a major challenge for power system operators. According to [1] voltage stability is the ability of the system to maintain acceptable voltages at all the buses under all operating conditions. Voltage stability problem, in general, occurs due to [1]:

- 1) severe loading in the system especially voltage dependent load;
- 2) line or generator contingency under highly stressed;
- 3) insufficient reactive power support in the system;
- 4) reverse action of on load tap changer.

To address the voltage instability issue in the power system, a considerable amount of research has been done

so far. Many methodologies were developed based on offline study of the considered test system P-V curves and Q-V curves that are drawn based on the repetitive runs of the Newton-Raphson load flow (NR load flow) were used to analyse the system stability. However, since these methodologies were based on an offline analysis, they might not be appropriate for real-time detection. On the other hand sensitivity analysis [3] has been done to assess the voltage instability by neglecting real power variations. Such assumptions may not be valid if the system is under a highly stressed condition.

Early diagnosis of voltage instability in power system gained much attention from the past two decades, as it could trigger a complete or partial blackout in the system. Voltage instability detection in real-time can be done by utilizing synchrophasor measurements [2]. Phasor measurement units (PMU) are the main devices for synchrophasor measurements. The methodologies developed in [4, 5] utilize the concept of tracking Thevenin equivalent parameters. However, it is observed in [6], that these methodologies do not detect the accurate point of instability. Moreover, accuracy of the tracking of Thevenin parameters depends on the window size being considered. This problem has been overcome in [7]. All these methodologies come under the category of local measurements where only one bus of interest can be monitored. Even though these methodologies give sufficient picture of instability but they are not suitable to monitor many nodes at a time that are prone to voltage instability.

Wider area measurements may be utilized for assessing voltage stability issues in the system at a time. However, it requires more number of PMUs to be installed. The index in [8] utilizes the rate of change of voltage for detecting voltage instability. The methodology in [9] developed a load shedding scheme to ensure both voltage and frequency stability. The methodology in [10] utilized the reduced set of measurements from PMU and computed the singular values of the Jacobian matrix in near real-time. The voltage distance collapse and the quantity of load to shed for ensuring voltage stability is proposed in [11]. Fast detection of voltage instability in real-time are proposed in [12, 13] by utilizing the nodal reactive power losses. Voltage instability for renewable integrated grid and the locations for reactive power support based on the dominant load type is presented in [14]. The sites that are suitable for renewable penetration are shown with the simulated results.

A methodology to shed the load based on eigen values is presented in [14]. The minimal eigen value of the power flow Jacobian matrix has adequate information to explore it as an indicator. The system has to be continually checked for this indicator before taking any preventive action. The main issue with this indicator is that the power flow Jacobian matrix is topology sensitive. Power system is dynamic system and topological changes in the network are recurrent. In such scenarios the computation of the singular eigenvalue of the power flow Jacobian matrix in real time would be a complex task. Under-voltage load shedding based on estimation of Thevenin parameters is proposed in [15]. Thevenin parameters are estimated by using recursive least square approximation techniques. Emergency load shedding based on minimum eigen values of power flow Jacobian matrix is formulated in [16]. Under-voltage relays are placed based on the values of applied L index [17] to the considered system. The amount of load to shed is decided based on the PQ limit curves. A combined load shedding method [18] is proposed by considering both frequency and voltage stability. For this, sensitivity analysis and center of inertia frequency is considered to determine the amount of load shedding at individual node. In the same token, another adaptive algorithm [19] is developed for both frequency and voltage stability. This algorithm works in three stages and the major building block is the drawing up of a lookup table and its update in near real-time. The lookup table encompasses optimal location and minimal load shedding along with consideration for the incidents that require post load shedding.

Frequency measurement and voltage stability index are used in [20] for adaptive load shedding. This algorithm considers the PMU measurements at the bus of interest and voltage stability index is computed from those measurements. The coupling between under-frequency and prolonged low voltage condition is exploited for developing the load shedding conditions. The sensitivity of dynamic voltage curves is explored in [21] to develop load shedding blueprint. The originality of this work is consideration of the dynamic conditions of the load and system to develop the minimal load shedding scheme. This dynamic load conditions study is very relevant in voltage stability investigations as the non-

intersection of load characteristic and system characteristic results in voltage collapse. Furthermore, the contingencies under stressed condition affect the likelihood of voltage collapse. The contingency analysis is rigorously studied here to obtain the minimal load shedding condition.

The under frequency conjoined with voltage stability assessment is considered in [22] for minimal load shedding. It is identified that load shedding to avoid only the frequency instability may have adverse effect on voltage instability. The corrective action for under frequency protection may not be sufficient for the support of voltage stability. The supplementary arrangement is made in this work to support for voltage stability. The thermal limit of the transmission lines depend on the scale of loading of the lines. If loading is beyond the thermal limits, and the non-intersection of system curve and load curve initiates the voltage instability. To this end, the load rate of transmission is monitored in [23] to prevent the cascading failure that occurs due to voltage and frequency instability. This load shedding is based on the ranking of the outage sensitivity index and voltage magnitude. The scheme in [24] considers the under-frequency precise load shedding coupled with voltage stability criteria. The synchrophasor measurements are used to develop methodology by considering the load dynamics. This two stage load shedding is very essential for real time system monitoring. This scheme protects the system from both voltage instability and under-frequency condition. The minimal load shedding is however limited to a particular node is the main limitation of this work. An optimal load shedding based on PMU measurements for practical power system is proposed in [25].

Under impedance load shedding scheme is presented in [26] by considering the motor dynamics as they play a prominent role in driving the system to instability. By considering the load demand response and using multi-period optimal power flow, smallest singular value of the Jacobian matrix is improved in [27] by shedding the load at suitable locations. PMU measurement based methodology for load shedding is proposed in. This method considers the multiport modelling equations to estimate the Thevenin parameters and an index is obtained therefrom. This index is used in load shedding algorithm to shed minimal amount of load without compromising the stability of the system. The power flow Jacobian matrix was computed using PMU data in [28]. Following that, the power flow Jacobian matrix was subjected to V-Q sensitivity analysis. Such analysis is useful for identifying the vulnerable nodes in the system from a voltage stability point of view. At the weak nodes a fixed amount of load i.e. 5 % load shedding is employed and checked for the stability condition. In this method the load shedding is done only at weak nodes corresponding to voltage instability.

The detailed literature review shown above disclose that, most of the methodologies use singularity condition of power flow Jacobian matrix or sensitivity analysis of Jacobian matrix for detecting instability. In the sensitivity analysis of the power flow Jacobian matrix, decoupling of active power variations with respect to voltage is considered. This assumption is not a valid assumption

especially when the system is under stress condition. However, reactive power loss to voltage sensitivity may provide accurate and early detection of voltage collapse in power system.

**Goal.** In this work nodal reactive power loss to voltage sensitivity has been used as a litmus test for detecting the voltage instability and a load shedding scheme is also derived therefrom. The main reason for considering nodal reactive power loss to voltage sensitivity is that it can be obtained in real-time. Moreover, the sensitivity analysis obtained from the reduced Jacobian matrix seems to be inaccurate especially when the system is under the stressed condition. This assumption for decoupling of active power variations and voltage is overcome by considering Nodal Reactive Power loss to Voltage Sensitivity (NRPVS). The following sections go into sensitivity analysis and bus reactive power losses calculations in greater depth.

**Nodal reactive power loss calculation.** The reactive power loss in the power system has correlation with the bus voltage. Usually, the reactive power loss is attributed as line reactive power loss. However, it has been identified in the literature that bus reactive power loss is proposed and that bus reactive power loss trend in the system has significant link with the voltage trend in time domain simulations. The computation of nodal reactive power loss is as follows. Figure 1 presents the bus B-1 with its interconnections and a PMU.

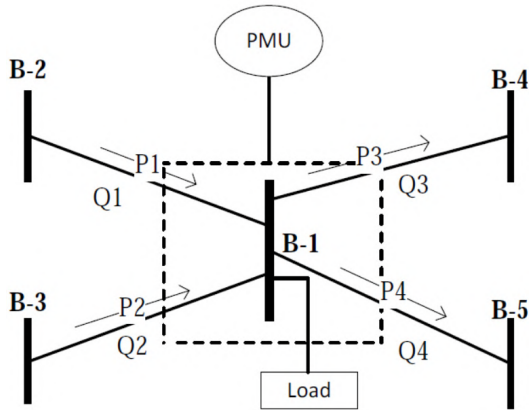


Fig. 1. Power network showing direction of real power flow and line losses [11]

This bus B-1 is the monitored bus. The direction of arrows indicates the active power flow direction in the lines. The load flow equation at any given node  $j$  is represented as:

$$S_{bus}^j = V_j \sum_{i=1}^n I_i^* \quad (1)$$

where  $S_{bus}^j$  is the apparent power at bus  $j$ ;  $V_j$  is the voltage at bus  $j$ ;  $I_i$  is the current at bus  $i$ .

PMU measurements are utilized in bus B-1 to compute all the line losses and direction of active power flows. The bus reactive power losses are evaluated at any bus  $j$  by using the following equation:

$$Q_{loss}^j = \sum_{i=1, i \neq j}^n I_{ij}^2 \cdot X_{ij}, \quad (2)$$

where  $I_{ij}$  is the current from any bus  $i$  to  $j$ ;  $X_{ij}$  is the reactance of the line placed between buses  $i$  and  $j$ .

In brief, the nodal reactive power losses are the summation of line reactive power losses feeding the bus of interest.

There are several methodologies proposed to detect the incipient voltage instability by considering the decoupling of power flow Jacobian matrix. As the name suggests, Jacobian matrix represents the sensitivities of the bus voltages and reactive power losses. The decoupling of the Jacobian matrix essentially means considering the real power load and voltage are weakly coupled and subsequently the terms belong to them will be dropped. In the same line the terms related to reactive power and frequency are also dropped. The details of the sensitivity analysis are as follows:

**Sensitivity analysis.** The power balance equations under steady state by assuming bus numbers  $i = 1, 2 \dots n$  for a  $n$ -bus system are given as

$$P_{Gi} - P_{Di}(V_i) - \sum_{j=1}^n V_i V_j Y_{ij} \cos(\theta_i - \theta_j - \alpha_{ij}) = 0; \quad (3)$$

$$Q_{Di}(V_i) - \sum_{j=1}^n V_i V_j Y_{ij} \sin(\theta_i - \theta_j - \alpha_{ij}) = 0. \quad (4)$$

where  $P_{Gi}$  is the real power generated at bus  $i$ ;  $P_{Di}(V_i)$  is the load demand at bus  $i$  and this load demand is function of voltage;  $V_i, V_j, \theta_i, \theta_j$  are the voltages and the corresponding angles at buses  $i$  and  $j$  respectively;  $Y_{ij}$  is the admittance between buses  $i$  and  $j$ ;  $\alpha_{ij}$  is the angle corresponding to  $Y_{ij}$ .

By applying NR load flow method to (3), (4) yields [1]:

$$\begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{P\theta} & J_{PV} \\ J_{Q\theta} & J_{QV} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \theta \\ \Delta V \end{bmatrix}; \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = [J] \begin{bmatrix} \Delta \theta \\ \Delta V \end{bmatrix}, \quad (6)$$

where  $J$  is the Jacobian matrix and

$$J_{P\theta} = \frac{\partial P}{\partial \theta}, \quad J_{PV} = \frac{\partial P}{\partial V}, \quad J_{Q\theta} = \frac{\partial Q}{\partial \theta}, \quad J_{QV} = \frac{\partial Q}{\partial V}, \quad (7)$$

and  $\Delta P, \Delta Q, \Delta \theta$  and  $\Delta V$  are the incremental changes in real power, reactive power, bus voltage angle and bus voltage magnitude respectively.

If real power variations are assumed to be zero then (5) can be simplified as

$$\Delta \theta = -[J_{P\theta}]^{-1} J_{PV} \Delta V; \quad (8)$$

$$\Delta Q = [J_{QV} - [J_{P\theta}]^{-1} J_{PV} J_{Q\theta}] \Delta V; \quad (9)$$

$$\Delta Q = J_R \Delta V; \quad (10)$$

$$\Delta V = J_R^{-1} \Delta Q, \quad (11)$$

where  $J_R$  is the diminished Jacobian matrix.

The diagonal elements of  $J_R$  represent the Q-V sensitivities at any node.

Sensitivity analysis is obtained from the assumption that active power variations are decoupled from voltage variations. This is not a valid assumption if the system is under high stress. By applying Schur decomposition to the Jacobian matrix in (6), the gravity of the active power dissimilarity under stressed conditions can be deduced.

**Suggested methodology.** The development in synchrophasor measurements leads to the accurate measurement of voltage magnitudes, branch currents, and phasor angles. These measurements are used to compute nodal reactive power losses. It has been observed that nodal reactive power loss along with voltage magnitudes at any node has suitable information to detect imminent voltage instability. In addition to that, the critical aspect of Q-V sensitivity analysis may be overcome by considering nodal reactive power to voltage sensitivity analysis. When a system is subjected to continuous load increments, then reactive power loss in the branches also increases continuously. If the system is stressed with excessive loading, then line losses will increase, especially the reactive power losses. This has effect on voltage magnitude at the buses.

At the stroke of voltage instability branch reactive power losses increase abruptly and voltage magnitudes rapidly reduce to unacceptably low values. The power system perceives this condition as non-intersection of system characteristic with load characteristic. The type load and the magnitude of load are essentially accountable for this condition. The voltage instability condition can be identified using the reactive power losses and voltage magnitudes from the PMU measurements. It has been identified that nodal reactive power loss trajectory can detect the voltage instability accurately as opposed to voltage magnitude. In the case of overcompensated systems voltage collapse takes place at voltage magnitudes close to nominal values. So voltage magnitude alone is not a suitable criterion for voltage instability detection.

As the bus reactive power losses are obtained from line reactive powers losses, the trend of these losses along with voltage magnitudes at any node gives reliable information to detect voltage instability. It has also been discerned that the bus power losses shoots up at high load conditions but much before loadings corresponding to voltage collapse. This property of the trend of nodal power losses (reactive) has been exploited here to detect the voltage instability.

Under normal operating conditions with nominal loadings on the system NRPVS trend is smooth but if the system is sufficiently stressed then its trend varies abruptly and will progress in the direction of sharp change. At the collapse point, a large sudden change in NRPVS occurs. The point where the first sharp change in NRPVS occurs is the detection point and the time at which it occurs is known as instability detection time.

After early detection of voltage instability from NRPVS, its values are used to determine the quantity of load to cut in each bus to ensure both voltage stability and acceptable voltage magnitudes.

Load shedding at any load busy  $J$  can be computed as

$$Loadshed_j = \frac{NRPVS_j}{\sum_{J \in nl} NRPVS_j}, \quad (12)$$

where  $J \in nl$  means the bus  $j$  corresponds only to the load buses;  $Loadshed_j$  is the load shedding at load bus  $j$  and  $NRPVS_j$  is the nodal reactive power loss to voltage sensitivity at bus  $j$ .

The flowchart of the algorithm is given Fig. 2.

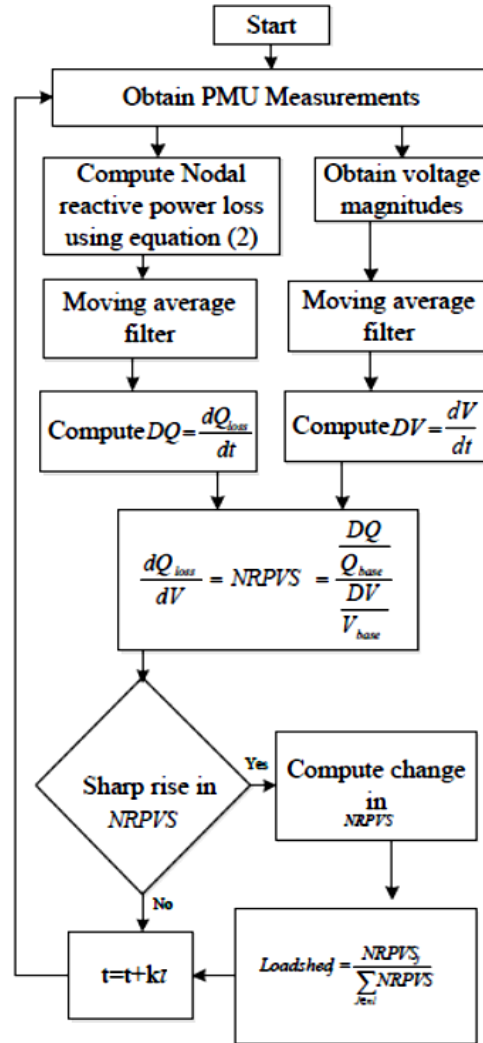


Fig. 2. Proposed methodology

The steps of the algorithm to implement in real time are as follows:

- 1) Obtain the PMU measurements at all the load buses.
- 2) With these measurements compute the bus reactive power losses by considering the direction of active power flows and branch reactive power losses.
- 3) As PMU data may contain noise signals, these are filtered by using moving average filter.

Moving average filter. It contains a sliding window of suitable size of our choice. The output of this filter at any time  $k$  is given as:

$$Y_k = \frac{1}{M} \sum_{j=k-M+1}^k Y_j, \quad (13)$$

where  $M$  is the window size.

- 4) Evaluate rate change in bus 1 reactive power losses and rate change in voltage magnitudes in all the load buses.

5) Then normalize the computed rate change in bus reactive power losses and rate change in voltage magnitudes with its base values. Base values are the values obtained under base load condition of the system. This normalization is done only for computational simplicity.

6) Divide normalized rate change of bus reactive losses with normalized rate change of voltage magnitude and name it as NRPVS.

7) Monitor NRPVS under real time and find any sudden change.

8) Compute the value of NRPVS at the instant of sudden change.

9) Compute load shedding in each node by using the values in previous step.

**Simulation results.** The proposed methodology has been tested in New England 39 bus test system with all the dynamic components responsible for voltage stability issues. All the synchronous generators are considered with two-axis flux decay model with enforced excitation limits. The equations governing the model are as follows:

$$\dot{\delta}_i = \Omega_b \cdot (\omega_i - 1); \quad (14)$$

$$\dot{\omega}_i = \frac{P_{mi} - P_{ei} - D_i \cdot (\omega_i - 1)}{M_i}; \quad (15)$$

$$\dot{e}'_{qi} = \frac{-f_{si}(e'_{qi}) - (x_{di} - x'_{di}) \cdot i_{di} + v_{fi}^*}{T'_{d0i}}; \quad (16)$$

$$\dot{e}'_{di} = \frac{-e'_{di} + (x_{qi} - x'_{qi}) \cdot i_{qi}}{T'_{q0i}}; \quad (17)$$

$$P_{ei} = (v_{qi} + r_{ai} \cdot i_{qi}) \cdot i_{qi} + (v_{di} + r_{ai} \cdot i_{di}) \cdot i_{di}; \quad (18)$$

$$v_{qi} + r_{ai} \cdot i_{qi} - e'_{qi} + (x'_{di} - x_{li}) \cdot i_{di} = 0; \quad (19)$$

$$v_{di} + r_{ai} \cdot i_{di} - e'_{di} + (x'_{qi} - x_{li}) \cdot i_{qi} = 0; \quad (20)$$

$$\dot{V}_{mi} = \frac{V_i - v_{mi}}{T_{ri}}; \quad (21)$$

$$\dot{V}_{ri} = \frac{K_{ai} \cdot \left( v_{refi} - v_{mi} - v_{r2i} - \frac{k_{fi}}{T_{fi}} \cdot v_{fi} \right) - v_{rli}}{T_{ai}}; \quad (22)$$

$$v_r = \begin{cases} v_{rli} & \text{if } v_{rmini} \leq v_{rli} \leq v_{rmaxi}; \\ v_{rmaxi} & \text{if } v_{rli} > v_{rmaxi}; \\ v_{rmini} & \text{if } v_{rli} < v_{rmini}; \end{cases}; \quad (23)$$

$$v_{ri} = \frac{-\left( \frac{k_{fi}}{T_{fi}} \right) \cdot v_{fi} + v_{r2i}}{T_{fi}}; \quad (24)$$

$$\dot{v}_{fi} = \frac{-v_{fi} \cdot (1 + s_e(v_{fi})) - v_{ri}}{T_{ei}}; \quad (25)$$

where all parameters are described in Table 1.

The load is considered as the composite ZIP load with 20 % constant impedance load, 20 % constant current load, and 60 % constant power load. The ZIP load model mimics the practical load and therefore such model is being considered. The simulations are performed in PSAT [29] toolbox in MATLAB environment. The data obtained from PSAT simulations were treated as the data from PMU measurements. All of the load buses are loaded with (0.001+j0.001) pu/s. This load increment is applied simultaneously to all the load nodes. Such load increment is known as stress in the system. The authors believe that any index should detect the unforeseen event with accuracy for the concomitant load variations in the

system. This work proposed for long term voltage stability and therefore such a pattern of load increment is chosen for simulations. This pattern of load increment plunge the system from a stable operating state to an unstable state.

Table 1

Description of parameters		
No.	Parameters	Description
1	$\delta$	Rotor angle
2	$\Omega_b$	Base speed
3	$\omega$	Rotor speed in p.u.
4	$P_{mi}$	Mechanical power input
5	$P_{ei}$	Electrical power input
6	$D$	Damping coefficient
7	$M$	Mechanical starting time
8	$e_{qi}$	q-axis transient voltage
9	$e'_{di}$	d-axis transient voltage
10	$x_{qi}$	Synchronous reactance in q-axis
11	$x'_{qi}$	Transient reactance in q-axis
12	$x_{di}$	Synchronous reactance in d-axis
13	$x'_{di}$	Transient reactance in d-axis
14	$i_a$	Quadrature axis current
15	$i_d$	Direct axis current
16	$T'_{d0}$	Open circuit transient time constant in d-axis
17	$T'_{q0}$	Open circuit transient time constant in q-axis
18	$v_{qi}$	q-axis voltage
19	$v_{di}$	d-axis voltage
20	$r_a$	Armature resistance
21	$x_{li}$	Leakage reactance
22	$v_f$	Field voltage
23	$v_{mi}$	Transducer
24	$T_r$	Transducer time constant
25	$K_f$	Stabilizer gain
26	$T_f$	Stabilizer time constant
27	$K_a$	Amplifier gain
28	$v_r$	Regulator voltage
29	$v_{ref}$	Reference voltage
30	$v_{rmaxi}$	Regulator maximum voltage
31	$v_{rmini}$	Regulator minimum voltage
32	$v_{r1}$	Saturation voltage point 1
33	$v_{r2}$	Saturation voltage point 2
34	$s_e(v_f)$	Saturation function
35	$T_{ei}$	Field circuit time constant
36	$V$	Terminal voltage

The proposed methodology detects the early occurrence of voltage instability. The voltage magnitude plot is shown in Fig. 3 delineate that voltage magnitude drops as load increases. This is due to the fact that the transmission line acting drain to reactive power. This causes insufficient reactive power support at load buses. The insufficient reactive power support is reflected as drop in voltage magnitude. The incessant drop in voltage against time is regarded as voltage instability problem. The voltage plot depicts that voltage instability occurred at 182 s.

The plot of nodal reactive losses at the cogitated buses is shown in Fig. 4. This figure depicts reactive losses in the nodes with time-based load increments. As mentioned earlier and from the reactive power loss equations the nodal reactive power losses trend has something noteworthy. If the load variations are less and continual, the nodal reactive power loss trend shows a small variation. The line reactive power loss seems to be

linear till a particular load increment and any load increment beyond that limit causes the reactive power loss to shoot up. As the nodal reactive power loss is the summation of all the incoming line reactive power losses and therefore nodal reactive power losses also increase abruptly. The point at which such abrupt change occurs has some information to report the stability status of the system. However, if the stress on the system is continuous and reaches the point instability, the nodal reactive power losses increase abruptly. It has been observed that voltage magnitude and nodal reactive power loss has a direct relationship and this is explored in this work.

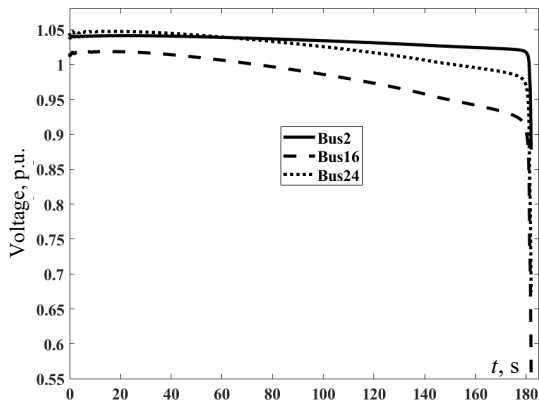


Fig. 3. Plot of voltages in p.u.

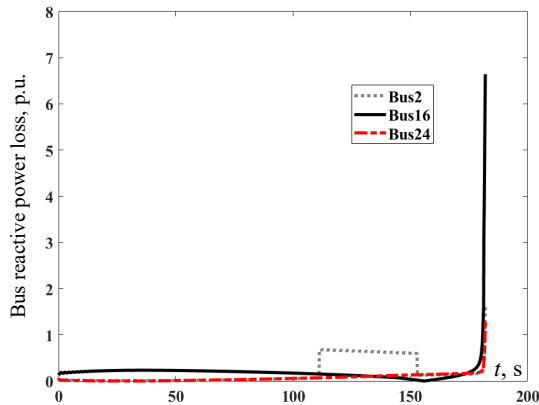


Fig. 4. Bus reactive power losses in p.u.

The reactive power loss to voltage sensitivity plot is evinced in Fig. 5. It has been noticed from Fig. 5 that, sudden change in reactive power loss to voltage occurs at 147 s. At this instant NRPVS is computed at all the nodes and the values are shown in Fig. 6. From this figure, it is observed that buses 2, 16 and 24 have the maximum change and therefore the plots of these buses are shown in this paper.

The quantity of load to cut at the load buses are computed using the above computed NRPVS. The plot in Fig. 7 shows the quantity of load to cut in the load buses to safeguard the system from the occurrence of voltage instability. The above-computed amount of load for load shedding has been applied on all the load buses at 148 s and it is observed that voltage magnitudes of all the nodes improved and the system is stable. The improved voltages after application of load shedding strategy are shown in Fig. 8. The comparison of voltages before and after the application of load shedding strategy is shown in Fig. 9. For this plot only 16 bus has been considered. However, it is obvious that at other nodes also voltage magnitudes will improve and system reaches stable state.

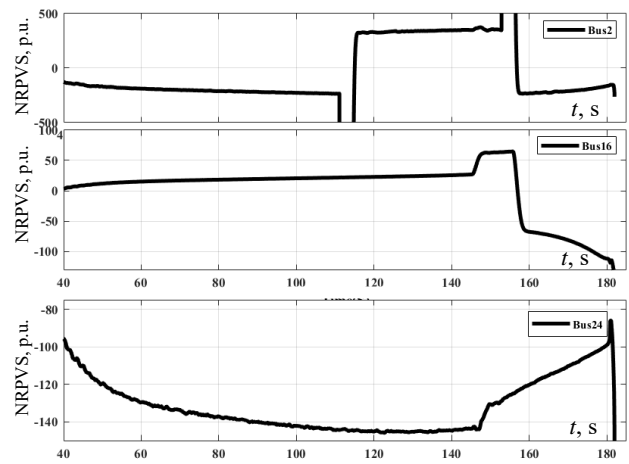


Fig. 5. Curves of NRPVS for buses 2, 16 and 24

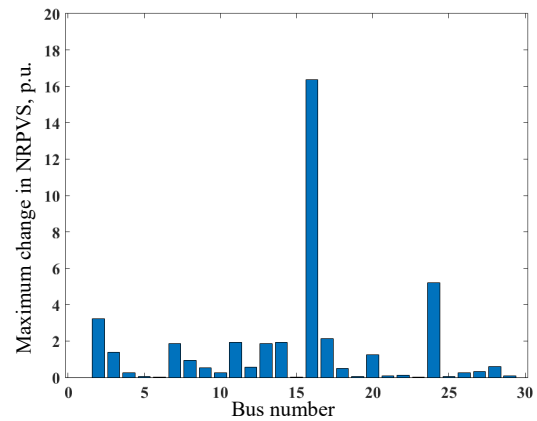


Fig. 6. NRPVS of load buses at 146 s

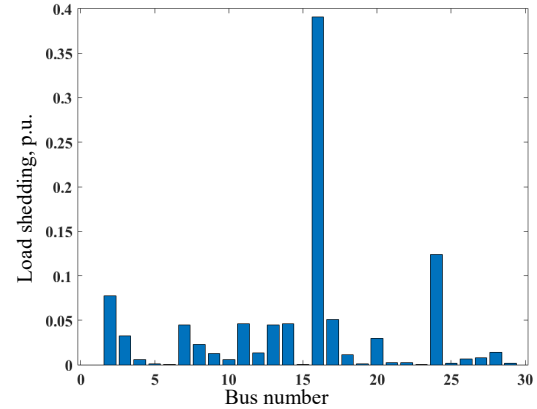


Fig. 7. Load to be shed in all nodes

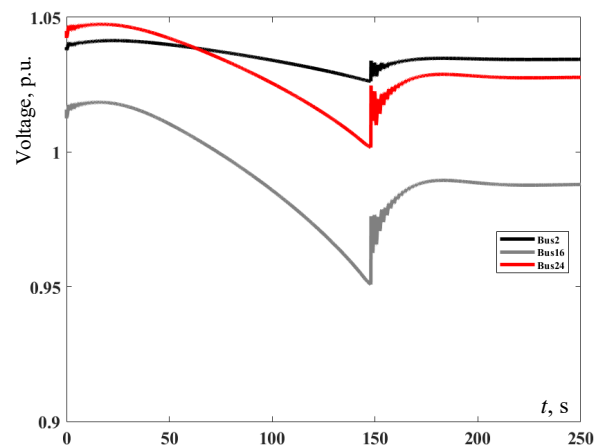


Fig. 8. Voltages plot after load shedding

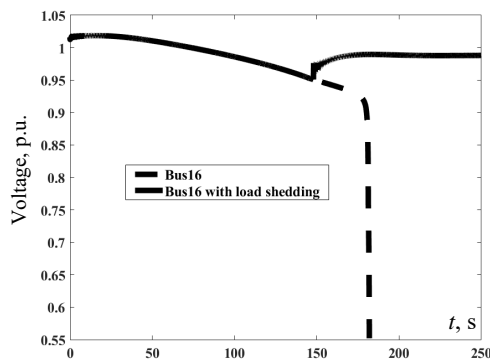


Fig. 9. Comparison of voltages with and without load shedding

### Conclusions.

In this work, a novel methodology for voltage instability detection and its prevention through load shedding has been proposed. Nodal reactive power loss to voltage sensitivity has been developed and the trend of it is used for voltage instability detection. The value of the sudden change in nodal reactive power loss to voltage sensitivity is used to devise the load shedding scheme. The nodes at which this sudden change occurs are considered here to show the simulation results. This methodology while applied to New England 39 bus test system, detected voltage instability at time close to 150 s where the actual voltage instability occurred at 182 s. This is leaving a margin of 32 s for the system operator to respond. Load shedding, which is a means for preserving the voltage instability, when applied at 150 s, the system reached to stable state. The simulated results show that this methodology could detect the voltage instability in good time and the load shedding can bring back the voltages to acceptable values.

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

### REFERENCES

- Kundur P. *Power System Stability and Control*. New York, McGraw Hill Publ., 1994. 1200 p. Available at: <http://powerunit-ju.com/wp-content/uploads/2018/01/Power-System-Stability-and-Control-by-Prabha-Kundur.pdf> (Accessed 12 May 2021).
- Chappa H., Thakur T. Voltage instability detection using synchrophasor measurements: A review. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2020, vol. 30, no. 6, art. no. e12343. doi: <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12343>.
- Gao B., Morison G.K., Kundur P. Voltage stability evaluation using modal analysis. *IEEE Transactions on Power Systems*, 1992, vol. 7, no. 4, pp. 1529-1542. doi: <https://doi.org/10.1109/59.207377>.
- Wang Y., Li W., Lu J. A new node voltage stability index based on local voltage phasors. *Electric Power Systems Research*, 2009, vol. 79, no. 1, pp. 265-271. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2008.06.010>.
- Vourmas C.D., Van Cutsem T. Local Identification of Voltage Emergency Situations. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2008, vol. 23, no. 3, pp. 1239-1248. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2008.926425>.
- Wang Y., Pordanjani I.R., Li W., Xu W., Chen T., Vaahedi E., Gurney J. Voltage Stability Monitoring Based on the Concept of Coupled Single-Port Circuit. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2011, vol. 26, no. 4, pp. 2154-2163. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2011.2154366>.
- Cui B., Wang Z. Voltage stability assessment based on improved coupled single-port method. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2017, vol. 11, no. 10, pp. 2703-2711. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2016.2067>.
- Sodhi R., Srivastava S.C., Singh S.N. A Simple Scheme for Wide Area Detection of Impending Voltage Instability. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2012, vol. 3, no. 2, pp. 818-827. doi: <https://doi.org/10.1109/TSG.2011.2180936>.
- Seethalekshmi K., Singh S.N., Srivastava S.C. A Synchrophasor Assisted Frequency and Voltage Stability Based Load Shedding Scheme for Self-Healing of Power System. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2011, vol. 2, no. 2, pp. 221-230. doi: <https://doi.org/10.1109/TSG.2011.2113361>.
- Lim J.M., DeMarco C.L. SVD-Based Voltage Stability Assessment From Phasor Measurement Unit Data. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2016, vol. 31, no. 4, pp. 2557-2565. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2015.2487996>.
- Kamel M., Karrar A.A., Eltom A.H. Development and Application of a New Voltage Stability Index for On-Line Monitoring and Shedding. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2018, vol. 33, no. 2, pp. 1231-1241. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2017.2722984>.
- Chappa H.K., Thakur T., Srivastava S.C. Reactive power loss based voltage instability detection using synchrophasor technology. *2015 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, 2015, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/APPEEC.2015.7381029>.
- Chappa H., Thakur T. A Fast Online Voltage Instability Detection in Power Transmission System Using Wide-Area Measurements. *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*, 2019, vol. 43, no. S1, pp. 427-438. doi: <https://doi.org/10.1007/s40998-018-0120-2>.
- Chappa H.K., Thakur T., Suresh Kumar L.V., Kumar Y.V.P., Pradeep D.J., Reddy C.P., Ariwa E. Real Time Voltage Instability Detection in DFIG Based Wind Integrated Grid with Dynamic Components. *International Journal of Computing and Digital Systems*, 2021, vol. 10, no. 1, pp. 795-804. doi: <https://doi.org/10.12785/ijcds/100173>.
- Tsai S.-J. S., Wong K.-H. Adaptive undervoltage load shedding relay design using Thevenin equivalent estimation. *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, 2008, pp. 1-8. doi: <https://doi.org/10.1109/PES.2008.4596370>.
- Arya L., Pande V., Kothari D. A technique for load-shedding based on voltage stability consideration. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2005, vol. 27, no. 7, pp. 506-517. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2005.05.001>.
- Kessel P., Glavitsch H. Estimating the Voltage Stability of a Power System. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1986, vol. 1, no. 3, pp. 346-354. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.1986.4308013>.
- Jianjun Z., Dongyu S., Dong Z., Yang G. Load Shedding Control Strategy for Power System Based on the System Frequency and Voltage Stability. *2018 China International Conference on Electricity Distribution (CICED)*, 2018, pp. 1352-1355. doi: <https://doi.org/10.1109/CICED.2018.8592262>.
- Shekari T., Gholami A., Aminifar F., Sanaye-Pasand M. An Adaptive Wide-Area Load Shedding Scheme Incorporating Power System Real-Time Limitations. *IEEE Systems Journal*, 2018, vol. 12, no. 1, pp. 759-767. doi: <https://doi.org/10.1109/JSYST.2016.2535170>.
- Saffarian A., Sanaye-Pasand M. Enhancement of Power System Stability Using Adaptive Combinational Load Shedding Methods. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2011, vol. 26, no. 3, pp. 1010-1020. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2010.2078525>.
- Arief A., Nappu M.B., Dong Z.Y. Dynamic under-voltage load shedding scheme considering composite load modeling. *Electric Power Systems Research*, 2022, vol. 202, p. 107598. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2021.107598>.

22. Horri R., Mahdinia Roudsari H. Adaptive Under-Frequency Load-Shedding Considering Load Dynamics and Post Corrective Actions to Prevent Voltage Instability. *Electric Power Systems Research*, 2020, vol. 185, p. 106366. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2020.106366>.
23. Hoseinzadeh B., Leth Bak C. Centralized coordination of load shedding and protection system of transmission lines. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2019, vol. 29, no. 1, p. e2674. doi: <https://doi.org/10.1002/etep.2674>.
24. Yao M., Molzahn D.K., Mathieu J.L. An Optimal Power-Flow Approach to Improve Power System Voltage Stability Using Demand Response. *IEEE Transactions on Control of Network Systems*, 2019, vol. 6, no. 3, pp. 1015-1025. doi: <https://doi.org/10.1109/TCNS.2019.2910455>.
25. Mahari A., Seyedi H. A wide area synchrophasor-based load shedding scheme to prevent voltage collapse. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2016, vol. 78, pp. 248-257. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2015.11.070>.
26. Modarresi J., Gholipour E., Khodabakhshian A. A New adaptive and centralised under-voltage load shedding to prevent short-term voltage instability. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2018, vol. 12, no. 11, pp. 2530-2538. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2017.0783>.
27. Gadiraju K.V.R., Kolwalkar A., Gurralla G. *Systems and methods for predicting power system instability*. US Patent no. 20130154614, Jun. 2013. Available at: <http://www.freepatentsonline.com/y2013/0154614.html> (Accessed 12 May 2021).
28. Jamroen C., Piriyanont B., Dechanupaprittha S. Load shedding scheme based on voltage instability index using synchrophasor data. *2017 International Electrical Engineering Congress (IEECON)*, 2017, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/IEECON.2017.8075776>.
29. Milano F. An Open Source Power System Analysis Toolbox. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2005, vol. 20, no. 3, pp. 1199-1206. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2005.851911>.

Received 10.02.2022

Accepted 26.03.2022

Published 01.06.2022

Hemanthakumar Chappa<sup>1</sup>, PhD, Assistant Professor,  
Tripta Thakur<sup>2</sup>, PhD, Director General,

<sup>1</sup> Department of Electrical & Electronics Engineering,  
GMR Institute of Technology,

Rajam-532 127, Srikakulam Dist., Andhra Pradesh, India,

e-mail: hemanthkumar.ch@gmrit.edu.in (Corresponding author);

<sup>2</sup> National Power Training Institute,

NPTI Complex, Sector-33, Faridabad, 121003, Haryana, India,

e-mail: tripta\_thakur@yahoo.co.in

#### How to cite this article:

Chappa H., Thakur T. A novel load shedding methodology to mitigate voltage instability in power system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 63-70. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.09>



H. Sekhane, D. Labeled, M.A. Labeled

## Modelling and performance testing of a digital over-current relay enhanced designed model

**Introduction.** The over-current relay is widely used to protect distribution and transmission electrical systems against excessive currents occurring due to short circuit or overload conditions. Many works have been carried out in the field of models simulation design of digital over-current relays in the literature, but unfortunately many of them are more complex design models, have very slow execution time and only work in simple faults cases. **Purpose.** The purpose of this work is to present the performance of a modified and improved model of a digital over-current relay designed in Simulink/MATLAB environment with more simplified design, faster execution time, and able to operate under more complex fault conditions. **Methodology.** Before starting tests, modelling of over-current relay is presented in details, of which the basic logics of the proposed model to implement inverse and instantaneous characteristics are well explained. Afterwards, various tests are carried out for the performance analysis of the enhanced designed relay model in terms of: operating speed for eliminating faults that has arisen, ability to distinguish between a fault current and load starting current, capacity distinguish between real and temporary fault currents, the way to manage variable faults over time, and the degree of harmony between primary protection relay and back-up protection relay. **Originality.** The originality of our proposed work consists in the development and improvement of a digital over-current relay model designed in Simulink/MATLAB environment in such way that it becomes able to operate under new harsh test conditions. This developed designed model is implemented and applied in a 400V radial distribution power system with a load that causes a starting current. **Results.** The obtained values of simulation are compared with the theoretically calculated values and known existing models. The obtained results after various tests validate the good performance of our enhanced designed model. References 18, tables 3, figures 18.

**Key words:** digital over-current relay, inverse and instantaneous characteristics, load starting current, primary protection, back-up protection.

**Вступ.** Реле надструму широко використовується для захисту електричних систем розподілу та передачі від надмірних струмів, що виникають внаслідок короткого замикання або перевантаження. У літературі було виконано багато робіт у галузі моделювання цифрового реле надструму, але, на жаль, багато з них є більш складними моделями конструкції, з дуже повільним часом виконання, і вони працюють лише у випадках простих несправностей. **Метою** даної роботи є представлення продуктивності модифікованої та вдосконаленої моделі цифрового реле надструму, розробленої в середовищі Simulink/MATLAB, з більш спрощеною конструкцією, швидшим часом виконання та здатністю працювати в більш складних умовах несправностей. **Методологія.** Перед початком випробувань детально представлено моделювання реле надструму, з якої добре пояснено основні логіки запропонованої моделі для реалізації зворотних і миттєвих характеристик. Після цього проводяться різноманітні випробування для аналізу продуктивності вдосконаленої розробленої моделі реле з точки зору: швидкості роботи для усунення виниклих несправностей, здатності розрізняти струм несправності та пусковий струм навантаження, можливості розрізняти реальні та тимчасові струми несправності, спосіб управління змінними несправностями в часі та ступінь відповідності реле первинного захисту та реле резервного захисту. **Оригінальність** запропонованої нами роботи полягає в розробці та вдосконаленні моделі цифрового реле надструму, розробленої в середовищі Simulink/MATLAB таким чином, щоб вона стала здатною працювати в нових жорстких умовах випробувань. Ця розроблена модель реалізована та застосована у радіальної розподільчої енергосистемі 400 В з навантаженням, що викликає пусковий струм. **Результати.** Отримані результати моделювання порівнюються з теоретично розрахованими значеннями. Результати, отримані після різноманітних випробувань, підтверджують хорошу продуктивність нашої покращеної розробленої моделі. Бібл. 18, табл. 3, рис. 18.

**Ключові слова:** цифрове реле надструму, зворотні та миттєві характеристики, пусковий струм навантаження, первинний захист, резервний захист.

**Introduction.** According to the International Electrotechnical Commission (IEC), the protection of electrical networks is the set of monitoring devices intended for the detection of faults and abnormal situations such as short-circuits, variation in voltage, machine faults, etc. and ensuring the stability of an electrical network with the aim of ensuring an uninterrupted power supply and avoids the destruction of expensive equipment. Generally, this protection is provided by relays which are devices that continuously compare electrical variables such as: current, voltage, frequency, etc. with predetermined values, and when the monitored value exceeds the threshold they automatically give opening orders to its associated circuit breakers [1]. Many types of relays have been employed by electric power utilities such as over- and under-voltage, over- and under-frequency and over-current relays (OCR), etc. However, this latter is the most commonly used, and they can be applied in any zone in the power system for both primary and back-up protection [2, 3].

Currently, in view of growing demand for precise, selective and reliable OCR due to the increasing complexity and capacity of power systems on the one hand, and the development of logic, communication, information storage and processing capacities of modern microprocessors on the other hand, traditional electromechanical and solid state relays are replaced by digital relays which are faster, more compact, more reliable in operation, ensuring minimal power outage in case of fault and has advantages in terms of data logging and adaptive functionality, etc. [2, 4, 5].

**The goal of the paper** is to present the performance of a modified and improved model of a digital over-current relay designed in Simulink/MATLAB environment for some new cases.

The performance of the proposed digital OCR is sought and tested on a line between two buses of a 400 V radial distribution power system where the objectives of

this work are summarized in testing the following characteristics: operating speed, ability to distinguish between a fault current and load pickup current, capacity distinguish between real and temporary fault currents, the way to manage variable faults, degree of harmony between primary protection and back-up protection.

The remainder of the paper is organized as follows. First, the current-time characteristic of an OCR is explained. Then, the OCR modelling is presented on details. Next, the enhanced designed digital OCR is implemented in a 400 V radial network to carry out a different test. Finally, we conclude our paper with some remarks, and a prospect.

**Current-time characteristic of an OCR.** OCR has the function of detecting single-phase, two-phase or three-phase over-currents. The protection can be time-delayed and will only be activated if one, two or three phases of the monitored current exceed the specified setting threshold for a period at least equal to the selected time delay also called «operating time», and is calculated based on the protection algorithm incorporated in the relay microprocessor [1, 6]. According to this delay the current-time characteristic of a typical OCR shown in Fig. 1 can be one of two as follows.

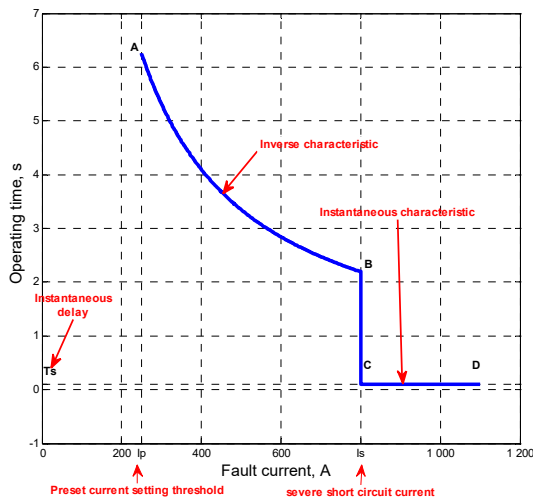


Fig. 1. Current-time characteristic of an OCR

**Inverse characteristic.** This characteristic means that the operating time of the relay is inversely proportional to the fault current i.e. the higher the current, the shorter the operating time (see curve AB in Fig. 1). This characteristic is used for the protection of electrical installations against excessive fault currents below severe fault levels but able enough that they will damage such installations if maintained for a certain period [2, 6, 7].

On the other hand, inverse characteristic of a relay may have to be modified depending on the characteristics and the required operating time of other protection devices used in the electrical network. This is why IEC defines several types of inverse delay protection which are distinguished by the gradient of their curves: Standard Inverse (SI), Very Inverse (VI), Extremely Inverse (EI) and Long Inverse (LI) [7, 8].

The operating time in inverse characteristic of OCR (noted  $T$ ) is depicted as per IEEE standard by the following general expression [3]:

$$T = \frac{K}{\left(I_f / I_p\right)^n - 1}, \quad (1)$$

where  $K$  is the constant for relay characteristic;  $I_f$  is the actual fault current;  $I_p$  is the pre-set current setting threshold;  $n$  is the constant representing inverse-time type.

By selecting suitable values of  $n$  and  $K$  any desired relay curve can be obtained. Equation (1) can be modified in terms of actual faults as:

$$T = \frac{K}{I_f^n}, \quad (2)$$

with  $I_p < I_f < I_s$ , where  $I_s$  is the short circuit current.

It is important to note that the fault current  $I_f$  detected by the relay is implicitly assumed constant. Otherwise, during a transient or a variable fault current this will lead to an inaccurate operating time by the relay.

**Instantaneous characteristic.** This characteristic (shown in curve BCD of Fig. 1) means that the relay operates in the fastest possible time i.e. as soon as the fault current becomes greater than the value of the short circuit current  $I_s$ . In this case the operating time is only of the order of a few milliseconds:

$$T = T_s, \quad (3)$$

with  $I_f > I_s$ , where  $T_s$  is the instantaneous operating time.

Relays with instantaneous characteristic are graded by a time interval of Definite Time (DT sec) between them, e.g. the relay  $R_3$  imposed at the end of the network of Fig. 2 is set to operate as fast as possible with an instantaneous operating time  $T_{s3}$ , while its upstream relay  $R_2$  is set to a higher independent operating time ( $T_{s2} = T_{s3} + DT$ ). The instantaneous operating times of the remaining relays increase sequentially at DT sec on each section, moving back up to the source [9].

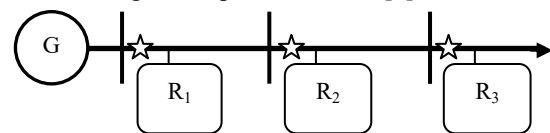


Fig. 2. Graded relays in radial network [9]

**Modelling of OCR.** Digital relays also called «programmable relays» based on microprocessors are of great importance in the protection field, especially in industry in view of their ability to protect against various faults (over-currents, over-voltages, thermal overloads, etc.) [10, 11]. The general functional diagram of a microprocessor-based OCR implemented in a power system is shown in Fig. 3.

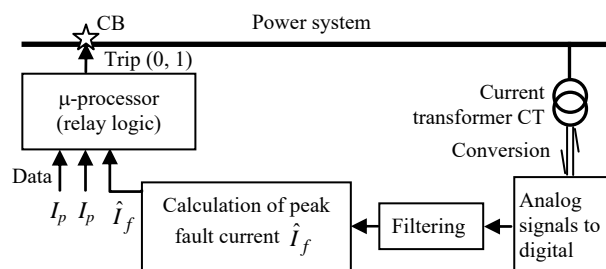


Fig. 3. General block diagram of a microprocessor-based OCR implemented in a power system

The digital relay operation is based on continuous data sampling [10]. Firstly, it takes the signal during run



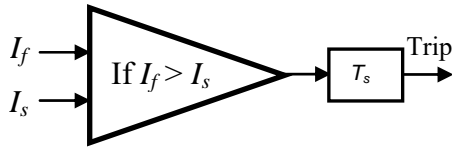


Fig. 6. Block diagram for implementing instantaneous characteristics of a digital OCR

**Simulation and performance testing.** In order to test the performances of the enhanced digital OCR model, the considered power system is a radial distribution network (see Fig. 7), with a load causing a starting current. It is worth to mention that the considered network is supposed without losses. Further, the electrical network parameters are summarized in Table 1, where  $U$  is the network voltage;  $P$  is the active power;  $Q$  is the reactive power;  $P_F$  is the power factor;  $T_{acc}$  is the accelerating period of the load;  $I_{isc}$  is the initial starting current;  $I_r$  is the nominal (rated) current.

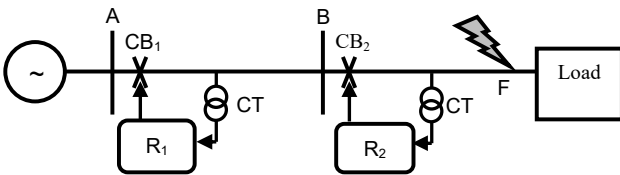


Fig. 7. Single line diagram of the proposed radial power network with coordination of relays (primary and backup protection)

Electrical network parameters

$U, V$	$P, kW$	$Q, kVar$	$P_F$	$f_s, Hz$	$T_{acc}, s$	$I_{isc}, A$
400	100	61.97	0.85	60	2	$3 \cdot I_r$

Table 1

**Parameters calculation and relays settings choice.** In this sub-section, before starting to carry out the tests, it is firstly essential to calculate some necessary parameters and to make an adequate choice for relay setting of primary protection as well as for relay of backup protection. This choice is based on the parameters given in previous Table 1 and those calculated.

**Calculation of the rated current at full load and the initial starting current.** The rated current  $I_r$  at full load is calculated as follows:

$$I_r(rms) = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot U \cdot \cos\varphi} = \frac{100 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 400 \cdot 0.85} \cong 169.81 A. \quad (11)$$

From (11), the peak value of  $I_r$  is:

$$\hat{I}_r = \sqrt{2} \cdot I_r \cong 240.15 A. \quad (12)$$

From Table 1 the initial starting current is  $I_{isc}$ :

$$I_{isc}(rms) = 3 \cdot I_r \cong 509.43 A. \quad (13)$$

The peak value of  $I_{isc}$  is:

$$\hat{I}_{isc} = \sqrt{2} \cdot I_{isc} \cong 720.44 A. \quad (14)$$

**Relays settings choice.** The pickup current  $I_p$  (peak value) must be set to a value greater than the rated current  $I_r$ . We therefore choose a value somewhat close ( $I_p = 250 A$ ) and similar for both primary ( $R_2$ ) and emergency ( $R_1$ ) protection relays. On the other hand, severe fault current setting  $I_s$  (as a peak value) must be greater than the initial starting current ( $\hat{I}_{isc} \cong 720.44 A$ ). Consequently, a relatively close value ( $I_s = 800 A$ ) is chosen for the relay  $R_2$ . In addition, the instantaneous operating time is chosen as  $T_{SR2} = 0.1 s$ , and the constant  $K$  is selected such that it does not cause false tripping during start-up and transient conditions ( $K_{R2} = 900$ ).

Furthermore, for a good relays coordination,  $R_1$  must have a higher setting of  $I_s$ ,  $K$  and  $T_s$  than that of  $R_2$ . Therefore, the setting of these parameters is maintained as:  $I_{SR1} = 1000 A$ ,  $K_{R1} = 1000$  and  $T_{SR1} = 0.2 s$ . The parameters settings of  $R_1$  and  $R_2$  relays chosen in this subsection are collected and tabulated in Table 2.

Moreover, in this work the constant representing inverse-time type is chosen as  $n = 0.9$ , the total simulation time is  $t = 10 s$  and the contact operating time of circuit breakers is assumed to be zero.

Table 2

Selected parameters settings of R1 and R2 relays

	$I_p, A$ (peak)	$I_s, A$ (peak)	$K$	$T_s, s$
$R_2$	250	800	900	0.1
$R_1$	250	1000	1000	0.2

**Test 1: Start-up, temporary fault and permanent fault test.** To see and verify the enhanced designed relay behavior, it is considered three different situations: starting period [0-2 s], temporary fault period [3-4 s] and permanent fault period [5-end] whose fault current value is  $I_f = 400 A$ . The models of [2], [16], [17] and [18] were invested so that the inverse characteristic was added to the last three models and the first model was developed and improved and then the four models were combined to obtain a final modified and improved model that illustrated in Fig. 8 to be able to operate under hard conditions tests.

**Start-up period.** From Fig. 9 below, during the acceleration period, the initial starting current  $I_{isc}$  (peak value) is greater than the pickup current  $I_p$  of  $R_2$ , which increases the output of its integrator. At  $t = 2 s$ , when  $I_{isc} < I_p$ , the integrator output being less than  $K$  setting and drops to zero, and  $R_2$  is reset.

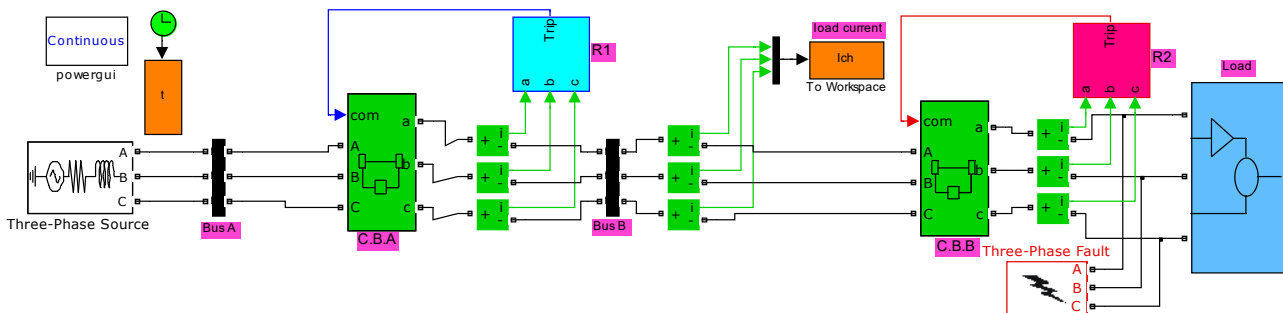


Fig. 8. Overall developed simulation model of the two OCRs implemented in the power system

The  $R_2$ 's  $K$  value is deliberately set above its maximum integrator output during the acceleration period to avoid any false tripping of relays  $R_1$  and  $R_2$ .

On the other hand, it can be seen also that the line representing  $R_2$  integrator output in the load acceleration period is not straight seeing that the starting current is nonlinear (decreasing current). It is noted that if we drawing slopes in some points of this line (see Fig. 9) we notice that a large amplitude of the starting current (beginning of the current) results in a higher rate of rise of the integrator output and therefore a shorter time to reach the value of the constant  $K$ . Consequently, this remark applies to all other fault currents.

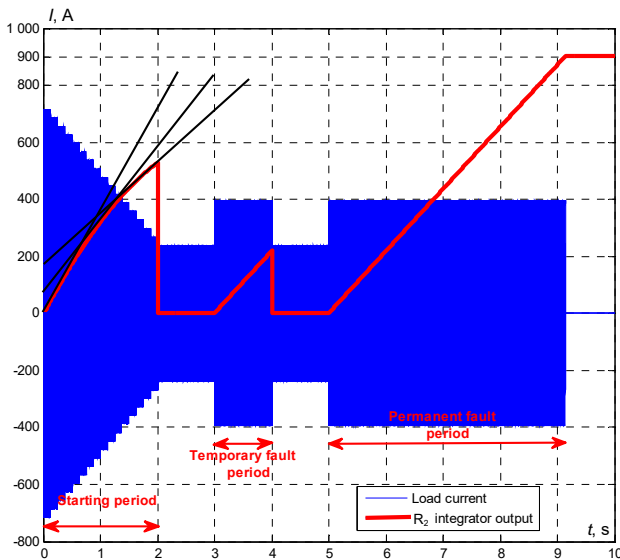


Fig. 9. Relay performance for test 1

**Temporary fault period.** In this case, it is clear from Fig. 9 above, that the  $R_2$  integrator output is straight-shaped seeing that the fault current in this case is constant during this period.

As the fault is of a short duration (1 s in the interval [3-4 s]), this can't allow the output of the rising integrator of  $R_2$  to reach the value of  $K = 900$ ; so it goes back to zero. Relay  $R_2$  stops counting its inverse characteristic operating time:

$$T = \frac{K}{I_f^n} = \frac{900}{400^{0.9}} \cong 4.1 \text{ s}. \quad (15)$$

As the fault time (1 s) is less than  $R_2$  relay operating time (4.1 s), the latter therefore does not send any trip signal to its associated CB and ensures continuity of service at rated current  $I_r$ .

**Permanent fault period.** Contrary to the previous case,  $R_2$  relay integrator output in this situation has sufficient time to reach the value of  $K = 900$  after the same operating time of inverse characteristic calculated in (15) ( $T = 4.1$  s) counted from instant  $t = 5$  s.

Relay  $R_2$  therefore sends its trip signal to its associated CB at the instant:  $t = 5 \text{ s} + 4.1 \text{ s} = 9.1 \text{ s}$ , while the backup protection relay  $R_1$  remains inactive, as shown in Fig. 10, 11.

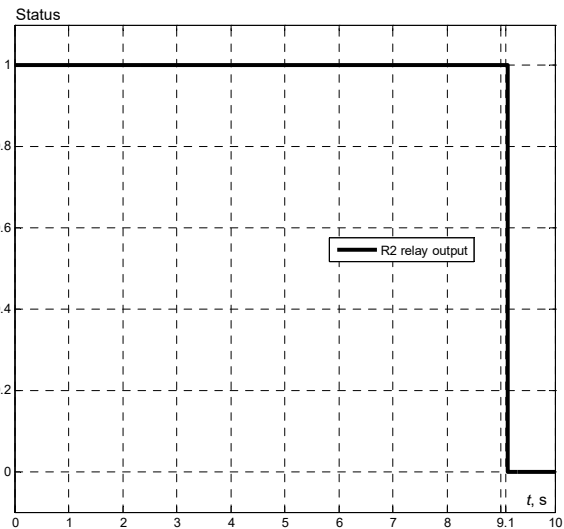


Fig. 10.  $R_2$  status for test 1

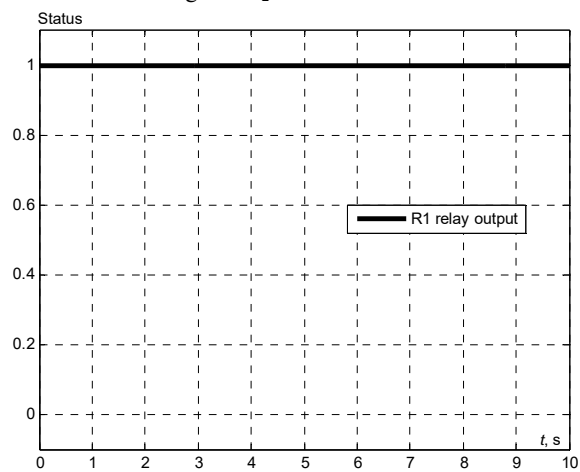


Fig. 11.  $R_1$  status for test 1, 2, and 3

**Test 2: Variable fault test.** In this 2nd test, we will create a variable fault current for a relatively long duration of 3 s in the interval [3-6 s]. The considered variable fault current starts from  $I_f = 270$  A at  $t = 3$  s until  $I_f = 960$  A at  $t = 6$  s. From Fig. 12, it can be seen that unlike the falling starting current whose rising integrator output has the convex parabola shape, the rising variable fault current is also having a rising integrator output but in a concave parabola form. In addition, it is clear from the Figure that before the  $R_2$  relay integrator output reaches the predefined value  $K = 900$  (fixed only at 694.4 at  $t = 5.35$  s) so that  $R_2$  gives its tripping order in order to eliminate the fault current which is located in its inverse operating zone, the fault current reaches the severe current level ( $I_f = 810.5 \text{ A} > I_s = 800 \text{ A}$ ) despite the long fault duration and enter in the instantaneous operating zone at  $t = 5.25$  s. Therefore,  $R_2$  relay switches from inverse mode to instantaneous mode and interrupts the fault current after the pre-set instantaneous delay  $T_s = 0.1$  s, i.e. at  $t = 5.35$  s (see Fig. 13). On the other hand,  $R_1$  backup protection relay remains inactive because there is no reason to make it work (the same of Fig. 11).

The conclusion of this test is that the relay  $R_2$  has eliminated the variable fault in instantaneous operating mode ( $T_s = 0.1$  s, [5.25-5.35 s]), but after a certain period of inverse operating time ( $T_{inv} = 2.25$  s [3-5.25 s]), so after a total time of  $T = 2.35$  s.

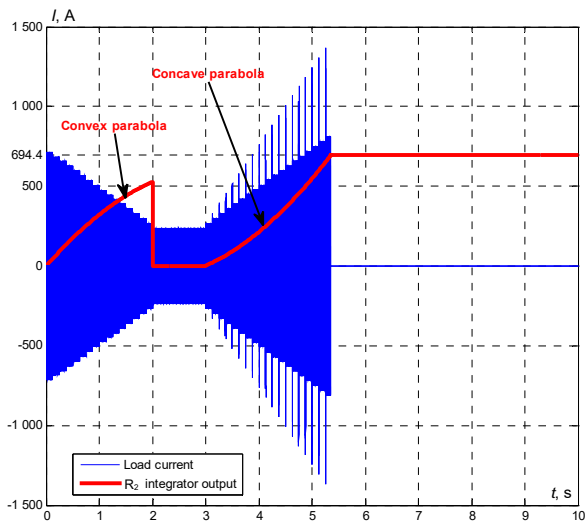


Fig. 12. Relay performance for test 2

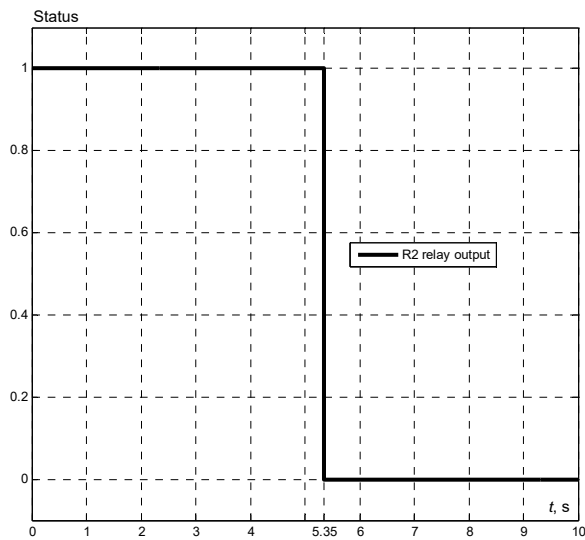


Fig. 13. R<sub>2</sub> status for test 2

**Test 3: Testing of a fault during the acceleration period.** In this 3rd test, a permanent fault current of constant value  $I_f = 780$  A is considered, appeared at the instant  $t = 1$  s during the acceleration period [0-2 s]. In the normal state, theoretical operating time of R<sub>2</sub> in inverse characteristic is:

$$T = \frac{K}{I_f^n} = \frac{900}{780^{0.9}} \cong 2.25 \text{ s.} \quad (16)$$

Hence, the fault theoretical interruption instant counting from their appearance instant ( $t = 1$  s) is:  $1 \text{ s} + 2.25 \text{ s} = 3.25 \text{ s}$  whereas according to Fig. 14 it can be seen that the fault is eliminated in advance at  $t = 2.44$  s. i.e. 0.81 s ahead. This is explained by the fact that R<sub>2</sub> integrator output began to rise from the initial start-up instant ( $t = 0$  s), and at the fault appearance instant ( $t = 1$  s) it has reached the value 319.25; therefore, it needs only a little time to reach the pre-set value  $K = 900$ . It should be noted that R<sub>2</sub> integrator output in this case is a line composed of two parts of which the first is a convex parabola in the interval [0-1 s] due to the starting current, and the second is a straight line in the interval [1-2.44 s] due to the constant value of the fault current.

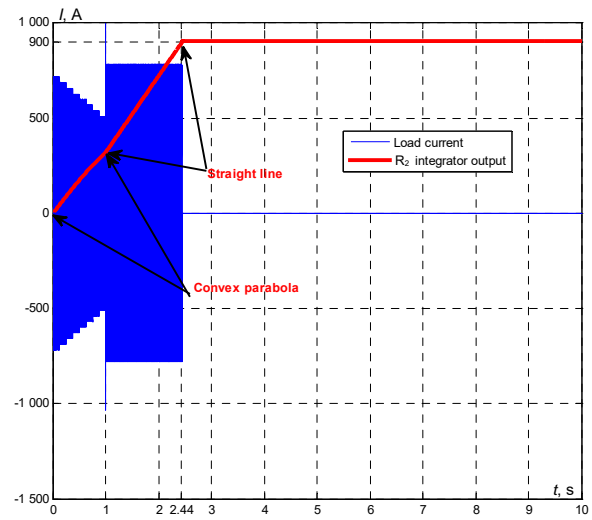


Fig. 14. Relay performance for test 3

The status of R<sub>1</sub> and R<sub>2</sub> are shown respectively in Fig. 11 (the same status of previous cases) and Fig. 15. The performance presented by the relay according of this test resides in that it has the ability to distinguish between starting current which must let it to pass and fault current which must eliminate it.

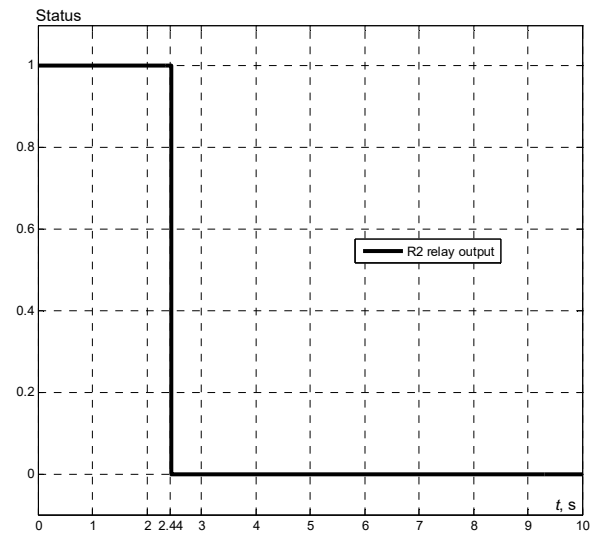


Fig. 15. R<sub>2</sub> status for test 3

**Test 4: Fault test with broken down primary protection.** In this test, it is assumed that R<sub>2</sub> relay of primary protection is broken down (cannot give its tripping order to its associated CB). At  $t = 3$  s, a fault current which exceeds the severe current threshold of R<sub>2</sub> ( $I_f = 840 \text{ A} > I_{sR2} = 800 \text{ A}$ ) is appeared. Thus, it was supposed that R<sub>2</sub> must eliminate this fault after an instantaneous operating time ( $T_s = 0.1$  s), but in view of it is in break-down, the fault current still remains present. Consequently, the back-up protection is activated to operate through the R<sub>1</sub> relay; and since ( $I_p < I_f < I_{sR2}$ ) the fault current is therefore in the inverse operating zone of R<sub>1</sub>, whose the operating time is:

$$T = \frac{K}{I_f^n} = \frac{1000}{840^{0.9}} \cong 2.33 \text{ s.} \quad (17)$$

According to Fig. 16-18, it appears that R<sub>1</sub> relay gives its tripping order at  $t = 5.33$  s counted from the fault

appearance instant ( $t = 3$  s) i.e. after 2.33 s; it is exactly the theoretically calculated value in (17).

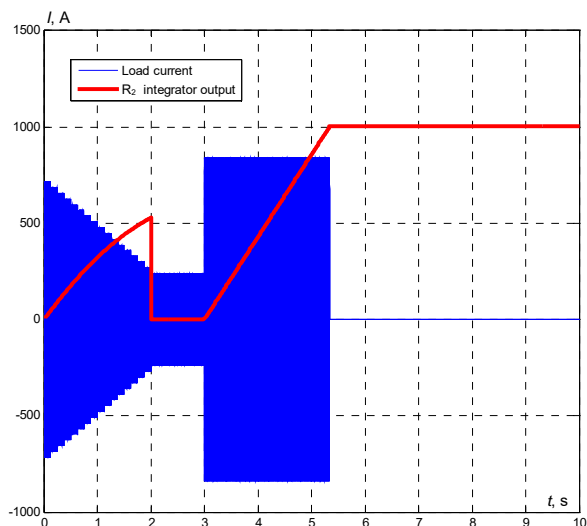


Fig. 16. Relay performance for test 4

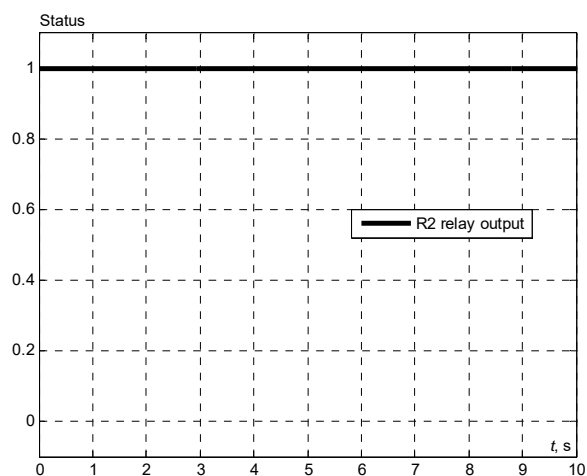


Fig. 17.  $R_2$  status for test 4

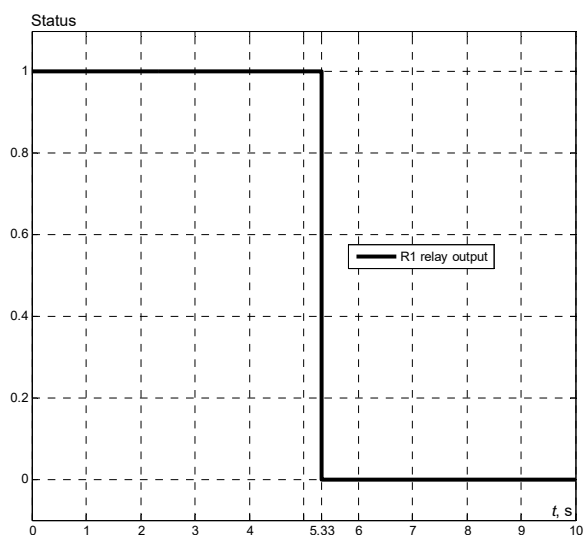


Fig. 18.  $R_1$  status for test 4

From this test, it appears the service continuity performance guaranteed by both relays:  $R_2$  of primary protection at the receiving end of the network, and  $R_1$  of backup protection at the sending end to avoid any break-down problem and ensure a good protection of the power system.

On the other hand, some numerical data on improving operating speed (operating time  $T$ ) of inverse characteristic of OCRs used for eliminating faults that has arisen are provided in the Table3.

Through the comparison table above, it is clear that the operating time value obtained in our test 4 is exactly the theoretically calculated value, as well as the higher accuracy of the inverse characteristic of our modified model compared to the results of other models.

Table 3

Operating time comparison with known existing models

Source	Simulation value $T$ , s	Theoretically calculated value
[2] (case 1)	0.8	$\begin{cases} K = 3600; \\ n = 1; \\ I_f = \frac{6540}{\sqrt{2}}; \end{cases} \Rightarrow T = \frac{3600}{6540/\sqrt{2}} = 0.77$
[13] (case 3)	1.25	$\begin{cases} K = 3600; \\ n = 1; \\ I_f = \frac{4580}{\sqrt{2}}; \end{cases} \Rightarrow T = \frac{3600}{4580/\sqrt{2}} = 1.11$
Our result (test 4)	2.33	$\begin{cases} K = 1000; \\ n = 0.9; \\ I_f = 840; \end{cases} \Rightarrow T = \frac{1000}{840^{0.9}} = 2.33$

\*as a reminder:  $K$  is the constant for relay characteristic;  $I_f$  is the actual fault current;  $n$  is the constant representing inverse-time type.

### Conclusions.

In this paper, an enhanced designed model in Simulink/MATLAB of a digital over-current relay used as a primary protection and backup protection is presented on details. The proposed model is tested in a radial 400 V distribution network to carry out a various tests under new harsh test conditions. The simulation results proves the good and the high performance of the improved designed over-current relay on terms of: operating speed (time) for eliminating faults that has arisen, ability to distinguish between a fault current and load starting current, capacity distinguish between a real (permanent) and a temporary fault currents, the way to manage variable faults over time, and the degree of harmony (coordination) between primary relay and back-up relay. Finally, the enhanced designed digital over-current relay can be extended to design a directional over-current relay for a possible work in the future.

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

### REFERENCES

1. Prévé C. *Protection of Electrical Networks*. ISTE Publ., 2006. 508 p. doi: <https://doi.org/10.1002/9780470612224>.
2. Aman M.M., Khan M.Q.A., Qazi S.A., Digital Directional and Non-Directional Over-Current Relays (Modeling and Performance Analysis), *NED University Journal of Research*, 2011, vol. VIII, no. 2, pp. 70-85. Available at: [https://www.neduet.edu.pk/NED-Journal/previous\\_vol/pdf/11vol2paper7.pdf](https://www.neduet.edu.pk/NED-Journal/previous_vol/pdf/11vol2paper7.pdf) (Accessed 12 March 2021).

3. Jhanwar V., Pradhan A.K. Accurate Overcurrent Relay Algorithm using Fundamental Component. 2008 *Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference*, 2008 pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/ICPST.2008.4745367>.
4. Sidhu T.S., Sachdev M.S., Wood H.C. Design of a microprocessor-based overcurrent relay. [*Proceedings*] WESCANEX '91, 1991, pp. 41-46, doi: <https://doi.org/10.1109/WESCAN.1991.160517>.
5. Shah K.R., Detjen E.D., Phadke A.G. Feasibility of adaptive distribution protection system using computer overcurrent relaying concept. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1988, vol. 24, no. 5, pp. 792-797. doi: <https://doi.org/10.1109/28.8981>.
6. Almas M.S., Leelaraji R., Vanfretti L. Over-current relay model implementation for real time simulation & Hardware-in-the-Loop (HIL) validation. *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 4789-4796. doi: <https://doi.org/10.1109/IECON.2012.6389585>.
7. Yacine A.A., Noureddine A.A., Hamid B., Farid H. Implementation of a Numerical Over-current Relay Using LabVIEW and Acquisition Card. *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, 2018, pp. 1-5, doi: <https://doi.org/10.1109/CISTEM.2018.8613455>.
8. Alstom Grid. *Network Protection & Automation Guide*. May 2011. 508 p. Available at: <https://rpa.energy.mn/wp-content/uploads/2016/07/network-protection-and-automation-guide-book.pdf> (Accessed 12 March 2021).
9. Atwa O.S.E. *Practical Power System and Protective Relays Commissioning*. Elsevier, Academic Press, 2019. 398 p. doi: <https://doi.org/10.1016/C2018-0-00911-1>.
10. Saleem A., Iqbal A., Mehmood K., Samad M.A., Hayat M.A., Manzoor U. Modelling and Implementation of Microprocessor Based Numerical Relay for Protection Against Over/Under Current, Over/Under Voltage. *Journal of Computational and Theoretical Nanoscience*, 2020, vol. 17, no. 2, pp. 1332-1338. doi: <https://doi.org/10.1166/jctn.2020.8809>.
11. Verzosa Q., Lee W.A. Testing Microprocessor-Based Numerical Transformer Differential Protection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, vol. 53, no. 1, pp. 56-64. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2609402>.
12. Donohue P.M., Islam S. The Effect of Non-Sinusoidal Current Waveforms on Electro-Mechanical & Solid State Overcurrent Relay Operation. *2009 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2009, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/IAS.2009.5324811>.
13. Naga Sujatha K., DurgaRao R., Shalini V.B. Performance analysis of digital over current relays under different fault conditions in radial and parallel feeders. *International Journal of Science and Technology*, 2017, vol. 3, no. 1, pp. 146-158. doi: <https://doi.org/10.20319/Mijst.2017.s3.1.146158>.
14. Suliman M.Y., Ghazal M. Design and Implementation of Overcurrent Protection Relay. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2020, vol. 15, no. 4, pp. 1595-1605. doi: <https://doi.org/10.1007/s42835-020-00447-0>.
15. Pan Y., Steurer M., Baldwin T.L., McLaren P.G. Impact of Waveform Distorting Fault Current Limiters on Previously Installed Overcurrent Relays. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2008, vol. 23, no. 3, pp. 1310-1318. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2008.919170>.
16. Maji P., Ghosh G. Designing Over-Current Relay Logic in MATLAB. *International Journal of Scientific & Engineering Research*, 2017, vol. 8, no. 3, pp. 40-43. Available at: <https://www.ijser.org/researchpaper/Designing-Over-Current-Relay-Logic-in-MATLAB.pdf> (Accessed 12 March 2021).
17. Idris M.H., Adzman M.R., Tajuddin M.F.N., Amirruddin M., Ismail M.A. Auto-reclose Relay Simulation for Research and Education. *2018 4th International Conference on Electrical, Electronics and System Engineering (ICEESE)*, 2018, pp. 29-33. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEESE.2018.8703542>.
18. Ibrahim M.A., Ibrahim W.K., Hamoodi A.N. Design and Implementation of Overcurrent Relay to Protect the Transmission Line. *International Journal of Engineering Research and Technology*, 2020, vol. 13, no. 11, pp. 3783-3789. doi: <https://doi.org/10.37624/IJERT/13.11.2020.3783-3789>.

Received 01.02.2022  
 Accepted 27.03.2022  
 Published 01.06.2022

Hocine Sekhane<sup>1,3</sup>, Doctor of Electrical Engineering,  
 Djamel Labeled<sup>2,3</sup>, Doctor of Electrical Engineering, Professor,  
 Mohamed Amir Labeled<sup>2,3</sup>, PhD Student,  
<sup>1</sup>Electrical Engineering Department,  
 20 August 1955 University of Skikda,  
 B.P.26 route d'El-Hadaiek, Skikda, 21000, Algeria.  
<sup>2</sup>Electrical Engineering Department,  
 Constantine 1 University,  
 p.o. box, 325 Ain El Bey Way, Constantine, 25017, Algeria.  
<sup>3</sup>Laboratory of Electrical Engineering of Constantine (LGEC),  
 Constantine 1 University,  
 p.o. box, 325 Ain El Bey Way, Constantine, 25000, Algeria.  
 e-mail: docsekhoc@gmail.com (Corresponding author);  
 Djamel\_labeled@yahoo.fr;  
 mohamedamir.labeled@student.umc.edu.dz

How to cite this article:

Sekhane H., Labeled D., Labeled M.A. Modelling and performance testing of a digital over-current relay enhanced designed model. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 71-78. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.10>



## ПЕТРУШИН ВІКТОР СЕРГІЙОВИЧ

(до 75-річчя з дня народження)

Доктор технічних наук, професор кафедри електромеханічної інженерії Національного університету «Одеська політехніка» Віктор Сергійович Петрушин народився 14 травня 1947 р. в селі Шабо Білгород-Дністровського району Одеської області. У 1968 році закінчив Одеський політехнічний інститут за спеціальністю «Електричні машини» із присвоєнням кваліфікації інженер-електромеханік.

Після закінчення інституту Віктор Сергійович працював інженером Всесоюзного науково-дослідного та проектно-технологічного інституту електровугільних виробів, асистентом, старшим викладачем та доцентом Одеського інженерно-будівельного інституту.

З 1987 року Віктор Сергійович працював на посаді доцента на кафедрі електричних машин Одеського політехнічного інституту. Протягом п'яти років, з 1993 по 1998 роки, він виконував обов'язки декана факультету автоматизації та електрифікації промисловості.

У 2002 році Петрушин В.С. у Національному технічному університеті «Харківський політехнічний інститут» успішно захистив докторську дисертацію на тему «Проектний синтез високоефективних регульованих асинхронних двигунів потужністю до 400 кВт». Після захисту Віктор Сергійович працював на посаді професора кафедри електричних машин, а у 2003 році очолив цю кафедру.

За період роботи на кафедрі Віктор Сергійович підготував і викладає такі курси як «Електричні машини», «Теплові та вентиляційні розрахунки в електричних машинах», «Електричні машини в регульованому приводі», «Основи електричної тяги», «Вібрація та шум електричних машин», «Електромехатроніка».

За активної участі Віктора Сергійовича модернізуються лабораторії кафедри, створюються нові оригінальні стенди за спеціальними курсами, а також впроваджуються у навчальний процес сучасні

комп'ютерні технології. Професор Петрушин багато приділяє уваги науково-дослідній роботі студентів, а також керівництву аспірантів.

Наукова діяльність В.С. Петрушина пов'язані з моделюванням електромагнітних, електромеханічних, теплових, віброакустичних процесів в асинхронних двигунах; проектуванням регульованих асинхронних двигунів, адаптованих до специфічних умов роботи у складі регульованих електроприводів; розробкою енергозберігаючих асинхронних двигунів.

Професор Петрушин є автором понад 170 наукових праць та кількох навчальних посібників.

В даний час Віктор Сергійович є головою спеціалізованої ради із захисту кандидатських дисертацій при Національному університеті «Одеська політехніка», входить до складу низки оргкомітетів міжнародних конференцій та симпозіумів з актуальних проблем електромеханіки. Професор Петрушин є членом редколегій науково-технічних журналів – «Електротехнічні та комп'ютерні системи», «Електротехніка і електромеханіка».

Віктор Сергійович не тільки добрий керівник і відомий вчений, а й доброзичлива і комунікабельна людина, поряд з якою його колеги та друзі почувуються цілком комфортно. Він завжди готовий підтримати будь-які кафедральні заходи, а в багатьох випадках не проти бути їх ініціатором.

Виноробство одне з хобі Віктора Сергійовича і він завжди з великим бажанням і гордістю ділиться з друзями та колегами продуктом цього хобі.

Друзі, товариші та колеги по роботі бажають Віктору Сергійовичу доброго здоров'я, щастя та нових успіхів у його плідній діяльності.

Редакційна колегія журналу «Електротехніка і електромеханіка» приєднується до цих щирих побажань.



**Матеріали приймаються за адресою:**

**Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Кирпичева, 2, м. Харків, 61002, Україна**

**Електронні варіанти матеріалів по e-mail: [a.m.grechko@gmail.com](mailto:a.m.grechko@gmail.com)**

**Довідки за телефонами: +38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович**

**Передплатний індекс: 01216**