

ISSN 2074-272X

науково-практичний
журнал

2023/4



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 2019 р. журнал індексується у Scopus

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



«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА» «ELECTRICAL ENGINEERING & ELECTROMECHANICS»

Науковий журнал. Засновано у 2002 р.

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

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

EDITORIAL BOARD

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

Адреса редакції / Editorial office address:

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

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

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

ISSN (print) 2074-272X

ISSN (online) 2309-3404

© Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 2023

Підписано до друку 01.07.2023 р. Формат 60 × 90 ¼. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,75.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-04-2023. Ціна договірна. Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Мілих В.І. Чисельно-польовий аналіз активних і реактивних параметрів обмоток і механічна характеристика асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором 3

Електротехнічні комплекси та системи

Ikhe A., Pahariya Y. Voltage regulation using three phase electric spring by fuzzy logic controller 14

Khemis A., Boutabba T., Drid S. Model reference adaptive system speed estimator based on type-1 and type-2 fuzzy logic sensorless control of electrical vehicle with electrical differential 19

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdvi I.V., Voloshko O.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Optimization of spatial arrangement of magnetic field sensors of closed loop system of overhead power lines magnetic field active silencing 26

Промислова електроніка

Benazza B., Bendaoud A., Slimani H., Benaissa M., Flitti M., Zeghoudi A. Experimental study of electromagnetic disturbances in common and differential modes in a circuit based on two DC/DC boost static converter in parallel..... 35

Lahiouel Y., Latreche S., Khemliche M., Boulemzaoud L. Photovoltaic fault diagnosis algorithm using fuzzy logic controller based on calculating distortion ratio of values 40

Parimalasundar E., Jayanthi R., Suresh K., Sindhuja R. Investigation of efficient multilevel inverter for photovoltaic energy system and electric vehicle applications 47

Sujatha M.S., Sreelakshmi S., Parimalasundar E., Suresh K. Mitigation of harmonics for five level multilevel inverter with fuzzy logic controller 52

Електроізоляційна та кабельна техніка

Безпрозваних Г.В., Пушкар О.А. Забезпечення нормованих параметрів передачі цифрових сигналів витими парами на технологічній стадії виготовлення кабелів для промислових операційних технологій..... 57

Кириленко В.М., Кириленко К.В. Теоретичне визначення індивідуальних значень параметрів елементів чотирьохелементних схем заміщення ізоляції для абсорбційних методів діагностування ізоляції 65

Кучинський К.А., Кенсичкий О.Г. Термомеханічні навантаження ізоляції обмотки статора потужного турбогенератора за наявності дефектів водяного охолодження..... 75

Електричні станції, мережі і системи

Manikandan K., Sasikumar S., Arulraj R. A novelty approach to solve an economic dispatch problem for a renewable integrated micro-grid using optimization techniques..... 83

Venkatesh P., Visali N. Enhancing power system security using soft computing and machine learning 90

TABLE OF CONTENTS

Electrical Machines and Apparatus

Milykh V.I. Numerical-field analysis of active and reactive winding parameters and mechanical characteristics of a squirrel-cage induction motor..... 3

Electrotechnical Complexes and Systems

Ikhe A., Pahariya Y. Voltage regulation using three phase electric spring by fuzzy logic controller 14

Khemis A., Boutabba T., Drid S. Model reference adaptive system speed estimator based on type-1 and type-2 fuzzy logic sensorless control of electrical vehicle with electrical differential 19

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdvi I.V., Voloshko O.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Optimization of spatial arrangement of magnetic field sensors of closed loop system of overhead power lines magnetic field active silencing 26

Industrial Electronics

Benazza B., Bendaoud A., Slimani H., Benaissa M., Flitti M., Zeghoudi A. Experimental study of electromagnetic disturbances in common and differential modes in a circuit based on two DC/DC boost static converter in parallel..... 35

Lahiouel Y., Latreche S., Khemliche M., Boulemzaoud L. Photovoltaic fault diagnosis algorithm using fuzzy logic controller based on calculating distortion ratio of values 40

Parimalasundar E., Jayanthi R., Suresh K., Sindhuja R. Investigation of efficient multilevel inverter for photovoltaic energy system and electric vehicle applications 47

Sujatha M.S., Sreelakshmi S., Parimalasundar E., Suresh K. Mitigation of harmonics for five level multilevel inverter with fuzzy logic controller 52

Electrical Insulation and Cable Engineering

Bezprozvannyh G.V., Pushkar O.A. Ensuring standardized parameters for the transmission of digital signals by twisted pairs at the technological stage of manufacturing cables for industrial operating technologies..... 57

Kyrylenko V.M., Kyrylenko K.V. Determination of individual values of four-element equivalent circuits elements parameters at technical diagnostics of insulation by absorption methods..... 65

Kuchynskiy K.A., Kensytskyi O.H. Thermomechanical loads of powerful turbogenerator stator winding insulation in the presence of water cooling defects 75

Power Stations, Grids and Systems

Manikandan K., Sasikumar S., Arulraj R. A novelty approach to solve an economic dispatch problem for a renewable integrated micro-grid using optimization techniques..... 83

Venkatesh P., Visali N. Enhancing power system security using soft computing and machine learning 90

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науковий журнал «Електротехніка і Електромеханіка» – передплатне видання. Вартість передплати на 2023 рік – 974,22 грн., на два місяці – 162,37 грн., на чотири місяці – 324,74 грн., на шість місяців – 487,11 грн., на вісім місяців – 649,48 грн., на десять місяців – 811,85 грн. Передплатний індекс у каталозі АТ «УкрПошта»: 01216.

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

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

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

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

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

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

Наукометричні показники журналу «Електротехніка і Електромеханіка»:

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



Scopus



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>).

В.І. Міліх

Чисельно-польовий аналіз активних і реактивних параметрів обмоток і механічна характеристика асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором

Досліджуються реактивні (індуктивні) опори розсіяння і активні опори обмоток трифазних асинхронних двигунів (ТАД). Ці їхні важливі параметри визначаються при проектуванні і є основою для розрахунку низки енергетичних параметрів та характеристик. При класичному проектуванні ТАД опори обмоток визначаються з недостатньою точністю через низку припущень і умовностей. Особливо це стосується роботи ТАД з підвищеним ковзанням і відбивається на точності реалізації його проектних даних, пускових параметрів та характеристик. Метою роботи є подальший розвиток системи проектування ТАД шляхом чисельно-польового розрахункового аналізу активних і реактивних опорів обмоток ТАД у всьому діапазоні зміни його ковзання, і розрахунок механічної характеристики ТАД для підтвердження адекватності розрахунків цих опорів. Опори обмоток ТАД визначаються чисельними розрахунками магнітних полів розсіяння програмою FEMM у межах зубцевих кроків статора і ротора, а в стрижнях короткозамкненого ротора – з витісненням струму. Все робиться у діапазоні ковзання при роботі від пуску до неробочого ходу зі зміною струмів в пазах і відповідного магнітного насичення зубців осердь. Для розрахунків створено скрипт Lua, який керує програмою FEMM і забезпечує автоматизацію усіх обчислень. Чисельно-польовим методом показано, що класична методика проектування дає дуже великі похибки у визначенні магнітних провідностей пазового розсіяння ТАД, а також витіснення струму в стрижнях короткозамкненої обмотки ротора. Особливо це проявляється при підвищених ковзаннях у пусковому режимі. Надано числові оцінки розходжень класичного і чисельно-польового методів і проаналізовано походження похибок – сильне насичення зубців осердь статора і ротора. Це призводить до значного зменшення магнітних провідностей пазового розсіяння і практичної відсутності витіснення струму в стрижнях ротора, на яке раніше робився основний акцент. Отримані результати дозволили розрахувати механічну характеристику ТАД за прозорою формулою без використання коригувальних коефіцієнтів і довідникових графічних функцій. Надана методика чисельно-польового аналізу і отримані результати розрахунку опорів обмоток та механічної характеристики рекомендуються як основа для удосконалення системи проектування ТАД. Бібл. 18, табл. 7, рис. 13.

Ключові слова: асинхронний двигун, обмотки статора і ротора, активні і реактивні опори, магнітне насичення, вихрові струми, механічна характеристика, класичне проектування, чисельно-польовий розрахунковий аналіз.

Вступ. Трифазні асинхронні двигуни (ТАД) відносяться до найбільш поширених двигунів у різних сферах діяльності людини. Їх створення і удосконалення є завжди актуальним, особливо з урахуванням їх різноманітності і масового виробництва. Це відноситься і до процесу проектування із забезпеченням точності реалізації проектних даних, що дозволяє позбутися тривалих експериментальних доводок створюваних зразків.

До важливих параметрів ТАД, які визначаються при проектуванні, відносяться активні опори і індуктивні опори розсіяння обмоток статора і ротора. Вони є основою для подальшого розрахунку низки його енергетичних параметрів та характеристик, таких як експлуатаційні, механічні та пускові.

Для розрахунку зазначених опорів в системах проектування ТАД існують усталені методики, викладені, наприклад, в книгах [1, 2], які практично не змінюються десятиріччями. В цих методиках розрахунок опорів обмоток на рівні номінального навантаження ТАД звичайно не пов'язаний з принциповими проблемами, однак для пазового, лобового і диференціального розсіяння формули питомих магнітних провідностей є досить наближеними. Особливо це стосується пазового розсіяння, тому що для різних форм пазів потрібні окремі формули, які засновані на апріорі прийнятій спрощеній структурі магнітного поля.

Визначення опорів обмоток значно ускладняється для роботи ТАД з підвищеним ковзанням в діапазоні від точки пуску до критичної точки з максимальним електромагнітним моментом. Тут струми обмоток значно підвищуються і на опори обмоток впливають насичення зубцевих структур осердь статора і ротора, а також витіснення струму підвищеної частоти в стрижнях короткозамкненої обмотки ротора.

Визнано в [1, 2], що ці явища в першу чергу впливають на пазове розсіяння обмоток і на активний опір стрижня ротора, а також на диференціальне розсіяння.

Для розрахунку змінюваних через насичення зубців осердь статора і ротора складових активних і реактивних опорів обмоток ТАД методика їхнього проектування надає певні алгоритми [1, 2]. Вони побудовані на значних припущеннях, які додаються до того, що прийнято при розрахунках режиму номінального навантаження. Приміром, витіснення струму в пазах ротора різних форм ґрунтується на моделі прямокутного пазу, зміна провідностей пазового розсіяння – на частковому зменшенні її складових в верхній частині пазів. І до всього додаються різні уточнюючі коефіцієнти та узагальнені графічні залежності тощо.

Таким чином, справжня картина фізичних явищ, що відбуваються, для проєктанта стає непрозорою, а результати розрахунків – дуже наближеними.

Подолати умовності при розрахунках активних і реактивних опорів обмоток ТАД можуть чисельно-польові розрахунки за відповідними програмними комплексами, приміром, такими популярними, як ANSYS Maxwell, COMSOL Multiphysics, FEMM тощо.

Застосуванню цих комплексів та інших розрахункових і експериментальних досліджень параметрів та характеристик ТАД присвячена велика низка робіт, приміром, [3 – 15]. Але, виконуючи свою конкретну мету, вони не заглиблювалися в аналіз активних і реактивних параметрів обмоток ТАД у всьому діапазоні супутніх ним ковзань. Тобто, вони використовували результати проектування ТАД і створені їхні зразки, не звертаючись до проектного аналізу зазначених параметрів. Тому таке завдання залишається недостатньо вивченим і актуальним.

© В.І. Міліх

Метою роботи є подальший розвиток системи проєктування ТАД шляхом чисельно-польового розрахункового аналізу активних і реактивних опорів його обмоток у діапазоні зміни ковзання s від 1 до 0, і розрахунок механічної характеристики ТАД для підтвердження адекватності розрахунків цих опорів.

Аналіз останніх досліджень. Дослідження і використання активних і індуктивних параметрів ТАД дуже широкі і багатообразні і в теорії, і в проєктуванні, і в експериментальній роботі.

До вже зазначених методик проєктування [1, 2] додамо статтю [3], де запропоновано чисельно-польовий аналіз адекватності проєктних даних ТАД і метод їх уточнення, що теж вимагало використання зазначених параметрів.

Цікавою є робота [4], де наголошується, що для керування і досягнення ефективного приводу ТАД необхідно глибоке розуміння і точне визначення його параметричних характеристик. Відповідно виконується критичний аналіз сучасних методів їхнього визначення, і на основі Т-подібної схеми заміщення ТАД пропонується ефективний метод, який складається з випробування без ротора і з подвійним навантаженням. Поглиблені експерименти з дослідження активних опорів і індуктивностей обмоток виконуються залежно від струму статора і частоти. Зазначається, що повністю враховується вплив магнітного насичення, втрат в осерді і скін-ефекту в стрижні ротора, що забезпечує точність виміру параметрів ТАД.

В практиці розрахункового визначення параметрів і характеристик ТАД еволюція відбувалась залежно від наявності технічних можливостей та програмного забезпечення.

Стаття [5] присвячена визначенню параметрів схеми заміщення ТАД за паспортними даними асинхронних двигунів і побудові їхніх механічних характеристик з аналізом розрахункової похибки. Розглянуті варіанти уточнення відомої формули Клосса і модифікована формула критичного ковзання. Але не йдеться про зміни параметрів ТАД через насичення магнітопроводу і витіснення струму в обмотці ротора.

Індуктивності обмоток статора і ротора і магнітне розсіяння в [6] визначаються методом скінчених елементів. Дослідження виконуються при зміні намагнічувальних струмів і частоти обертання ротора і відбивають зміну параметрів ТАД. Але вони визначаються для обмоток в цілому без аналізу складових індуктивностей і витіснення струму в стрижнях ротора.

В [7] також чисельно-польовим аналізом визначаються параметри ТАД з ускладненою обмоткою статора для доведення поліпшення гармонійного складу і продуктивності машини. Основою аналізу є Т-подібна схема заміщення ТАД, параметри якої знаходяться при загальноприйнятих припущеннях.

В [8] для ідентифікації активного і індуктивного опорів короткого замкнення ТАД сформована тривимірна математична модель нестационарних електромагнітних полів, в якій врахуванні нелінійності електрофізичних і магнітних властивостей матеріалів.

В [9] розглянуто рівняння, отримане для визначення активного опору фазної обмотки статора, яке складається з відношення середніх значень інтеграль-

них функцій струму та напруги в усталеному режимі роботи, що орієнтовано на аналіз параметричної несиметрії асинхронного двигуна.

В [10] надано огляд методів ідентифікації для отримання точних параметрів асинхронного двигуна офлайн і онлайн з урахуванням підвищення температури обмотки, скін-ефекту і насичення магнітопроводу. При ідентифікації двигун тримають у стані зупинки і подають сигнал постійної напруги або однофазної напруги змінного струму.

У статті [11] представлено оцінювач параметрів асинхронного двигуна, заснований на адаптивній системі еталонної моделі (MRAS). Пропонується нова концепція оцінювача PQ-MRAS, яка дозволяє одночасно розраховувати опори статора та ротора, що вважається її основною перевагою. Оцінювач використовує активну і реактивну потужності машини, які розраховується за єдиними вимірюваними напругою та струмом статора.

В [12, 13] запропоновано алгоритм розрахунку механічних характеристик і методи аналізу пускових режимів асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором. Розроблені методи розрахунку мають в своїй основі математичну модель ТАД, в якій враховується зміна власних та взаємних диференціальних індуктивних опорів внаслідок насичення магнітопроводу та активного опору обмотки ротора через витіснення струму в її стрижнях. Однак власне активні та індуктивні опори як такі не надаються і не аналізуються.

У статті [14] представлено нову методологію вимірювання опору асинхронного двигуна для масового виробництва, і проаналізовано залежність індуктивності його обмотки від струму намагнічування та гармонік напруги вищого порядку, надано також імітаційну модель стійкості двигуна до їхнього впливу.

В [15] обговорюється адаптивне моделювання ТАД з метою уточненого його проєктування і відповідності стандартам захисту та певному призначенню. Надано алгоритм реалізації статичного і динамічного моделювання асинхронної машини, який перевірено на основі кількох звичайних методів. Одною з основ моделювання є Т-подібна схема заміщення в різних варіаціях її структури і параметрів.

Об'єкт дослідження. Для демонстрації виконуваних досліджень прийнято варіант ТАД на номінальну потужність $P_N = 15$ кВт; фазну напругу $U_{SN} = 220$ В і частоту $f_s = 50$ Гц; кількість фаз $m_s = 3$ і пар полюсів $p = 2$. За проєктним розрахунком цього ТАД в [2] визначено: висота осі обертання $h = 160$ мм, зовнішні діаметри статора $d_{se} = 0,272$ м і ротора $d_r = 0,184$ м; повітряний проміжок $\delta = 0,5$ мм; номінальне ковзання $s_N = 0,0026$; активна довжина $l_a = 0,13$ м; номінальний фазний струм статора $I_{sN} = 29$ А; кількості його пазів $Q_s = 48$ і послідовних витків на фазу обмотку $N_s = 112$, кількості паралельних віток $a_s = 2$, обмотковий коефіцієнт $K_{W_s} = 0,959$; фазний струм ротора $I_{rN} = 442$ А; кількість пазів $Q_r = 38$.

Обмотка статора одношарова, діаметральна, що характерно для ТАД визначеної потужності. Обмотка ротора короткозамкнена лита з алюмінієвого сплаву, скіс пазів відсутній, тому коефіцієнт скосу $K_{sqr} = 1$.

Загальне компонування ТАД надано на рис. 1.

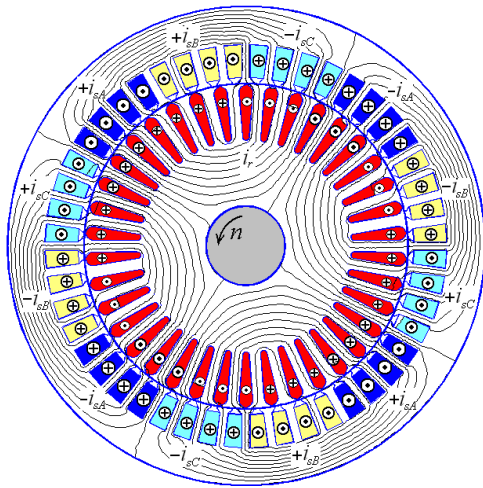


Рис. 1. Електромагнітна система ТАД з розподілом струмів в його обмотках і картиною силових ліній магнітного поля при номінальному навантаженні

В даному ТАД застосовані поширені форми пазів статора і ротора загальнопромислових ТАД [1, 2], які показано на рис. 2 разом з зубцями і позначенням розмірів (в мм). Ускладнює осердя ротора перемичка завтовшки h_{r0} , яка робить паз закритим.

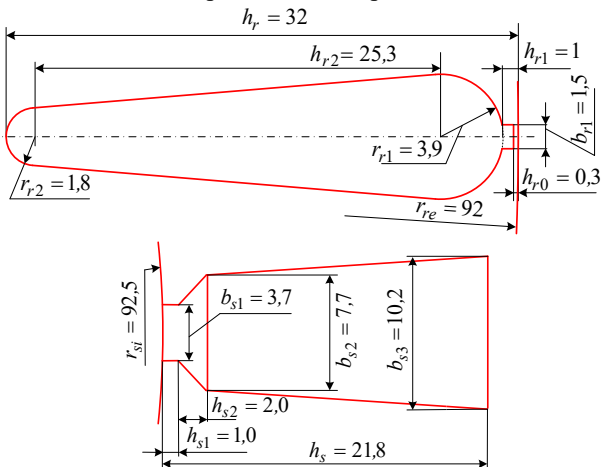


Рис. 2. Пази ротора і статора ТАД, що розглядається

Конкретним формам пазів в класичній методиці розрахунків ТАД відповідають конкретні формули питомих магнітних провідностей пазового розсіяння. Але чисельно-польовим розрахункам магнітних полів це не робить ускладнень, тому що вони є універсальними і при переході від однієї форми паза до іншої алгоритм розрахунку не змінюється. Теж відноситься і до розрахунку розподілу струму в пазах ротора з урахуванням ефекту його витіснення.

Основи чисельно-польових електромагнітних розрахунків. Магнітні поля в ТАД розраховуються відомим методом скінченних елементів в популярному програмному пакеті FEMM [16]. Оскільки розрахункових варіантів планувалося багато, процес проєктування ТАД, побудова його фізико-геометричної моделі в програмному середовищі FEMM, керування розрахунками магнітного поля та визначення необхідних електромагнітних параметрів були автоматизовані. Для цього за прикладом в [17] й інших авторських роботах створений скрипт на алгоритмічній мові Lua, інтегрованої до програми FEMM.

Стационарне магнітне поле ТАД в його центральному поперечному перерізі описується загальновідомим двомірним диференціальним рівнянням [16]:

$$\text{rot}[\mu_a^{-1} \text{rot}(\vec{k}A_z)] = \vec{k}J_z, \quad (1)$$

де A_z , J_z – аксіальні складові векторного магнітного потенціалу (ВМП) і густини струму; μ_a – абсолютна магнітна проникність; \vec{k} – орт за аксіальною віссю z .

Поширення магнітного поля обмежується зовнішньою поверхнею осердя статора, де для ВМП задано граничну умову Діріхле: $A_z = 0$. На рис. 1 надано приклад картини силових ліній магнітного поля ТАД при номінальному навантаженні.

При розрахунку магнітного поля разом з вихровими струмами в пазах ротора постановка задачі змінюється. Програма FEMM у даному випадку вирішує гармонічну задачу плоскопаралельного електромагнітного поля на основі розв'язання рівняння [16]:

$$\text{rot}[\mu_a^{-1} \text{rot}(\vec{k}A_z)] = \vec{k}(J_{zst} - \gamma_{Al} \frac{\partial A_z}{\partial t}), \quad (2)$$

де A_z , J_{zst} , $J_{zec} = -\gamma_{Al} \frac{\partial A_z}{\partial t}$ – змінні у просторі та

часі величини ВМП та густини стороннього і вихрового струмів; γ_{Al} – питома електропровідність матеріалу стрижня ротора.

Тепер, у ускладненому випадку математичної моделі (2), аксіальна складова густини струму має дві компоненти:

$$J_z = J_{zst} + J_{zec}. \quad (3)$$

Значимо, що при розв'язанні рівняння (2) програма FEMM оперує з комплексними значеннями, які відображають гармонійні електромагнітні величини, що змінюються з частотою стороннього струму. У такій же формі видаються результати розрахунку, тобто їхніми комплексними значеннями.

Для визначення достатньої зони розрахунку розподілу струмів в пазах ротора попередньо виконано тестові розрахунки.

З розглянутих варіантів зони моделювання електромагнітного поля для розрахунків спочатку обрано повну геометричну модель ТАД, яка надана на рис. 1.

При розрахунку розподілу струму в стрижнях обмотки ротора активними призначено два стержні обмотки ротора в діаметрально розташованих пазах. Струми в них спрямовані зустрічно, щоб забезпечити їх асиметрію і нульовий баланс сумарного струму в зоні розрахунку. У решті пазів ротора і статора струмів не було. Частота зміни струмів ротора у пусковому режимі для програми FEMM задана як $f_r = f_s$.

Для стрижнів в пазах ротора прийнята електропровідність алюмінієвого литва в холодному стані $\gamma_{Al} = 27 \text{ МСм/м}$ [1]. Виявлено, що в обох пазах розподіл густини струму був однаковим зі зміною знака.

Після попередніх розрахунків була застосована інша розрахункова модель, яка надана на рис. 3. Це, за суттю, фрагмент повної моделі за рис. 1, але у межах зубцевого кроку ротора із захопленням частини спинки осердя ротора та повітряного проміжку з умовною частиною прилеглого осердя статора. Розрахунки магнітного поля з вихровими струмами на цій моделі надали практично ті ж самі результати, що і у попере-

дньому випадку. Це відповідає тому, що робиться при визначенні індуктивних параметрів і витіснення струму в методиках проектування ТАД. Причому там зона розрахунку обмежується тільки пазом без залучення прилеглих частин зубцевої зони, для яких магнітна проникність вважається нескінченно великою.

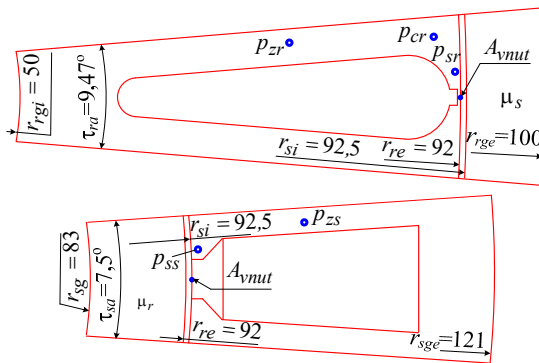


Рис. 3. Розрахункові моделі пазів ротора і статора у межах їхніх зубцевих кроків

Аналогічно зона розрахунку магнітного поля прийнята і для паза статора – вона теж показана на рис. 3 і захоплює пазовий крок осердя статора з прилеглими частинами його зубців і спинки, а також проміжку і умовної частини осердя ротора.

Таким чином, при розрахунку магнітних полів використовується розрахункові моделі за рис. 3: для паза статора – за рівнянням (1), для паза ротора – за рівнянням (2) з урахуванням вихрових струмів.

Оскільки в обох випадках розраховується магнітне поле пазового розсіяння, то вважається, що за зовнішні межі розрахункових моделей за рис. 3 воно не виходить. Тому тут для ВМП задається вже згадувана гранична умова Діріхле: $A_z = 0$.

При розрахунку магнітного поля паза ротора магнітні властивості прилеглої частини його осердя задавались кривою намагнічування відповідної сталі, а для умовної частини осердя статора задавалась постійна магнітна проникність μ_s . При розрахунку магнітного поля паза статора робилось аналогічно, а в умовній частині осердя ротора задавалась постійна магнітна проникність μ_r . Це позначено на рис. 3, а у подальшому μ_s і μ_r – це відносні магнітні проникності і їхні значення надаються у відносних одиницях (в.о.).

Розв'язання рівнянь (1) і (2) для програми FEMM є тривіальною задачею. При цьому в пазах задаються сторонні струми, а в результаті чисельного розрахунку програма надає розподіл ВМП, а для паза ротора – ще розподіл вихрових струмів.

Після цього настає черга визначення магнітних провідностей пазового розсіяння провідників і активного опору стрижня ротора. Розглянемо методику цього на прикладі паза ротора, для магнітних провідностей паза статора це йде аналогічно.

Приклади картин розрахованих магнітних полів для пазів ротора і статора надано на рис. 4 (поки що без вихрових струмів в пазу ротора).

Для паза ротора або статора визначається одиничне (на один провідник) магнітне потокозчеплення (МПЗ) разом з «баластом», який надається магнітним полем, що виходить у проміжок і осердя за ним, Вб:

$$\Psi_{nut} = \frac{1}{S_{nut}} \int A_z dS, \quad (4)$$

де S_{nut} – площа провідникової частини паза, м².

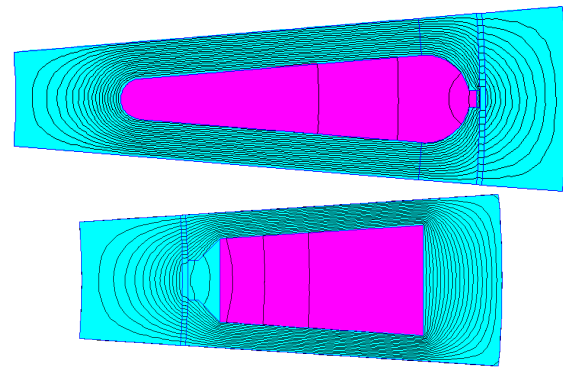


Рис. 4. Картини магнітного поля стрижня ротора при $\mu_s=1000$ і статора при $\mu_r=1000$ і номінальних струмах

МПЗ розсіяння внутрішньої частини паза, Вб:

$$\Psi_{rn} = \Psi_{nut} - \Phi_{vnut}, \quad (5)$$

де Φ_{vnut} – магнітний потік за шліцом паза (баласт), Вб:

$$\Phi_{vnut} = A_{vnut} \cdot l_a, \quad (6)$$

де A_{vnut} – значення ВМП, Вб/м, на поверхні у верхньої частині пазів – в точках, які надані на рис. 3.

За МПЗ (5) визначається одинична індуктивність пазового розсіяння провідників в пазу, Гн;

$$L_{orn} = \Psi_{rn} / I_{nut}, \quad (7)$$

де I_{nut} – амплітуда стороннього струму, А, в пазу: для ротора $I_{nut} = \sqrt{2} I_r$ (без вихрових струмів, які у підсумку дають нульовий внесок); для статора $I_{nut} = z_{Qs} \sqrt{2} I_s$, де I_r, I_s – діючі значення струмів; z_{Qs} – кількість ефективних провідників в пазу статора.

Головним результатом є шукана питома магнітна провідність розсіяння внутрішньої частини паза, в.о.:

$$\lambda_{rn} = L_{orn} / (\mu_0 l_a), \quad (8)$$

де μ_0 – магнітна постійна ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м).

Для визначення активного опору стрижня ротора з урахуванням нерівномірного розподілу густини струму в ньому, здійснюються такі кроки.

За знайденим розподілом густини струму J_z безпосередньо програмою FEMM визначаються втрати активної потужності в стрижні ротора, Вт:

$$P_{nr} = \frac{l_a}{\gamma_{Al} S_{nut}} \int J_z^2 dS. \quad (9)$$

Тоді шуканий активний опір стрижня обмотки ротора з урахуванням витіснення струму в ньому, Ом:

$$R_{nr} = 2 \cdot P_{nr} / I_{nut}^2. \quad (10)$$

При рівномірному розподілі струму активний опір стрижня ротора, Ом:

$$R_{nr0} = \frac{l_a}{\gamma_{Al} S_{nut}}. \quad (11)$$

Ступінь зміни опору стрижня ротора оцінюються коефіцієнтом витіснення його струму

$$k_{Rr} = R_{nr} / R_{nr0}. \quad (12)$$

Аналіз результатів розрахунків магнітних полів, вихрових струмів та параметрів провідників в пазах ротора і статора. Основна частина розрахунків виконувалась з орієнтацією на робочу температуру

обмоток ТАД, яка в проєкті за [2] дорівнює 115 °С. При цьому питома електропровідність алюмінієвого лиття γ_{Al115C} для стрижнів обмотки ротора прийнята рівною 20,5 МСм/м.

Щоб мати базові точки відліку, наведемо значення параметрів ТАД з проєкту [2]: магнітні провідності пазового розсіяння ротора $\lambda_{rnb} = 2,64$ і статора $\lambda_{snb} = 1,48$, площа поперечного перерізу стрижня обмотки ротора $S_{rc} = 173,2 \text{ мм}^2$ і його активний опір $R_{r0} = 34,2 \cdot 10^{-6} \text{ Ом}$ при температурі 115 °С.

Розглядаючи різні розрахункові режими, струми в пазах ротора і статора (рис. 3) будемо надавати у відносних одиницях (в.о.) як їхні кратності відносно номінальних значень I_{rN} і I_{sN} :

$$k_{Ir} = I_r / I_{rN}; \quad k_{Is} = I_s / I_{sN}. \quad (13)$$

Щоб увійти у розрахунки магнітного поля і параметрів на зрозумілому рівні, почнемо з номінального режиму при $k_{Ir} = 1$, $k_{Is} = 1$ і відповідному ковзанні s_N . Перші розрахунки виконаємо при ненасичених неактивних частинах розрахункових моделей на рис. 3, для чого достатньо прийняти $\mu_s = 1000$ або $\mu_r = 1000$.

Результати чисельно-польового розрахунку магнітних потокозчеплень і індуктивних параметрів за (4) – (8) для стрижня ротора надані табл. 1, для провідників статора – в табл. 2 (в перших рядках таблиць), а картини магнітних полів вже показані на рис. 4.

Таблиця 1
МПЗ і індуктивні параметри стрижня ротора
при $s = s_N$; $k_{Ir} = 1$; $f_r = 1,3 \text{ Гц}$

μ_s , в.о.	Ψ_{nut} , 10^{-4} Вб	A_{vnut} , 10^{-3} Вб/м	Φ_{vnut} , 10^{-4} Вб	Ψ_{rn} , 10^{-4} Вб	$L_{\sigma rn}$, 10^{-7} Гн	λ_{rn} , в.о.
1000	8,982	4,511	5,864	3,119	4,989	3,054
50	8,400	3,985	5,180	3,220	5,152	3,154
1	4,280	0,6622	0,8609	3,419	5,469	3,348
0,01	3,621	0,1591	0,2068	3,414	5,462	3,343

Таблиця 2
МПЗ і індуктивні параметри провідників обмотки статора
при $k_{Is} = 1$; $f_s = 50 \text{ Гц}$

μ_r , в.о.	Ψ_{nut} , 10^{-4} Вб	A_{vnut} , 10^{-3} Вб/м	Φ_{vnut} , 10^{-4} Вб	Ψ_{sn} , 10^{-4} Вб	$L_{\sigma sn}$, 10^{-7} Гн	λ_{sn} , в.о.
1000	5,41	2,96	3,85	1,562	2,721	1,665
50	4,96	2,62	3,40	1,562	2,720	1,665
1	2,02	0,42	0,556	1,471	2,561	1,568
0,01	1,52	0,070	0,0904	1,431	2,492	1,526

Для основного параметра – магнітної провідності пазового розсіяння чисельно-польовий розрахунок дав результати, які перевищують дані класичних розрахунків для пазів ротора і статора на 15,7 і 12,5 %. Через невелику частоту струму ротора $f_r = 1,3 \text{ Гц}$ вплив вихрових струмів поки практично відсутній.

Можна вважати, що збільшення магнітних провідностей сталося завдяки більш природній структурі силових ліній магнітного поля в верхніх частинах пазів, де їхня густина і відповідно роль найбільш значущі, у той час коли класична методика априорі базується на занадто спрощеній структурі силових ліній.

Детальніше проаналізуємо структуру магнітної провідності паза ротора в його верхній частині – в зоні перемички, яка показана на рис. 2 і 5.

Магнітна провідність паза на товщині перемички за умовною формулою з методики проєктування [2]

$$\lambda_{rnh0} = \frac{1,12 \cdot h_{r0}}{I_{rN}} \cdot 10^{-3} = 0,760, \quad (14)$$

і вона ж через чисельно-польовий розрахунок:

$$\lambda_{rnh0\mu} = \frac{A_{nnut} - A_{vnut}}{\mu_0 I_{nut}} = 1,243. \quad (15)$$

де A_{nnut} , A_{vnut} – значення ВМП в нижній і верхній точках перемички, які вказано на рис. 5.

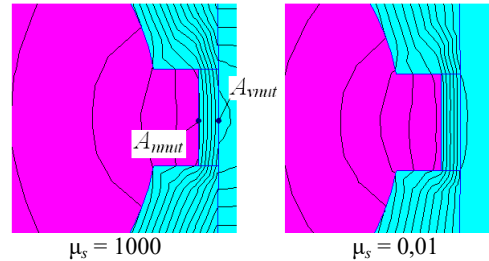


Рис. 5. Фрагмент паза ротора в верхній його частині

Видно, що різниця дуже велика і складає 63,5 %, хоча у повному значенні магнітної провідності розсіяння паза ротора це виглядає як 15,9 %. При цьому магнітна індукція в середині перемички дорівнює 3,28 Тл, а відносна магнітна проникність – 12.

Цікаво, що якщо перемички не було б, то саме це її місце, але немагнітне, давало б магнітну провідність

$$\lambda_{rnh0} = \frac{h_{r0}}{b_{r1}} = 0,20, \quad (16)$$

тобто стальна перемичка паза помітно підвищує значення індуктивних параметрів обмотки ротора.

При відсутності витіснення струму в пазу ротора активний опір стрижня за (10) $R_{nr} = 36,2 \cdot 10^{-6} \text{ Ом}$, що декілька відрізняється від наданого вище проєктного значення R_{nr0} . Це через те, що програма FEMM своїми засобами визначає площу поперечного перерізу стрижня обмотки ротора більш точно: $S_{nut} = 175,1 \text{ мм}^2$.

На розрахункових моделях за рис. 3 було перевірено, як впливає на результати розрахунків значення магнітної провідності неактивної частини зон розрахунку. Для цього до вже використаних значень $\mu_s = 1000$ і $\mu_r = 1000$ додали ще значення 50, 1 і 0,01.

Отримані картини силових ліній магнітного поля надані для паза ротора на рис. 6, для паза статора – на рис. 7, а результати розрахунків розміщені в чергових рядках тих самих табл. 1 і 2.

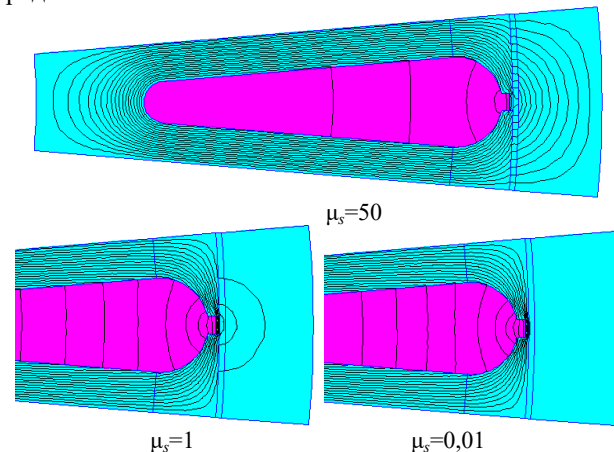


Рис. 6. Картини магнітного поля стрижня ротора при різних значеннях магнітної проникності зони осердя статора

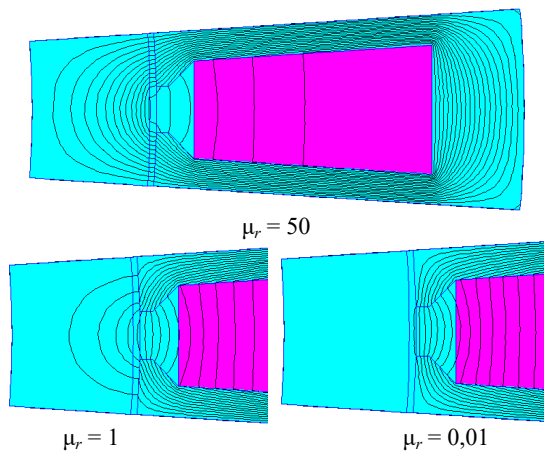


Рис. 7. Картини магнітного поля паза статора при різних значеннях магнітної проникності зони осердя ротора

Природно, що зі зменшенням магнітної проникності неактивної частини через проміжок проходить все менша частка магнітного поля, а у крайньому випадку при $\mu_s = 0,01$ і $\mu_r = 0,01$ цей шлях зачинений практично повністю. Це як раз відповідає звичайному припущенню при розгляді пазового розсіяння в [1, 2].

Але і у інших варіантах формулою (5) виділяється саме внутрішня пазова частина магнітного поля, тому в табл. 1 і 2 значення провідностей змінюються відносно слабо. Хоча зміни ϵ , і це означає, що деякий перерозподіл магнітного поля все ж є. Але все одно значення λ_{rn} і λ_{rn} виявляються більшими, порівняно з базовими значеннями з проектного розрахунку.

У класичному проектуванні ТАД вважається, що ефект витіснення струму у стрижні обмотки ротора найбільше проявляється у початковий момент пуску при ковзанні $s = 1$. Причому розподіл струму первісно визначається шляхом аналітичного розв'язання рівняння електромагнітного поля для паза прямокутної форми при ненасичених зубцях осердя. Потім для конкретних форм паза результат розрахунку активного опору стрижня обмотки коригується на основі довідкових залежностей і поправних коефіцієнтів, сформованих за досвідом проектування ТАД. Магнітні провідності пазового розсіяння, отримані для номінального режиму, також коригуються аналогічним чином, і при цьому непрямо враховується насичення зубців. Зрозуміло, що конкретної фізики процесу тут обмаль, і у підсумку похибок розрахунку пускових параметрів накопичується багато.

Чисельно-польові розрахунки здатні внести ясність в це питання і уточнити результати, тому що при цьому умовностей і припущень робиться значно менше, хоча без них повністю обійтись неможливо, вважаючи на складність процесу.

Отже, почнемо так, як і в класичному проектуванні, розглядаючи вихрові струми в пазу ротора при ненасичених зубцях при кратності струму ротора $k_{lr} = 1$, але при ковзанні $s = 1$ і частоті $f_r = 50$ Гц.

Отримана тонована картина розподілу густини струму в пазу ротора надана на рис. 8, де видно її збільшення у верхній частині паза. Підтвердження цього надається на рис. 9, де показано графіки розподілу густини струмів на лінії симетрії паза за його висою. Тут є три варіанти від комплексного значення

густини об'єднаних стороннього J_{st} і вихрового J_{ec} струмів: $|J_{st} + J_{ec}|$ – модуль; $\text{Re}|J_{st} + J_{ec}|$ – дійсна і $\text{Im}|J_{st} + J_{ec}|$ – уявна складові.

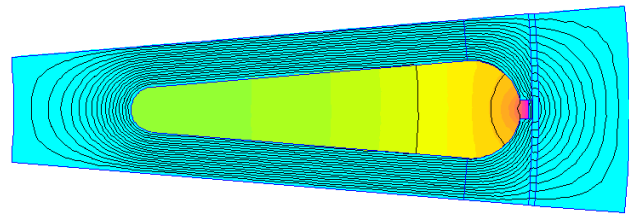


Рис. 8. Картина магнітного поля стрижня ротора при нерівномірному розподілі його струму ($f_r = 50$ Гц, $\mu_s = 1000$)

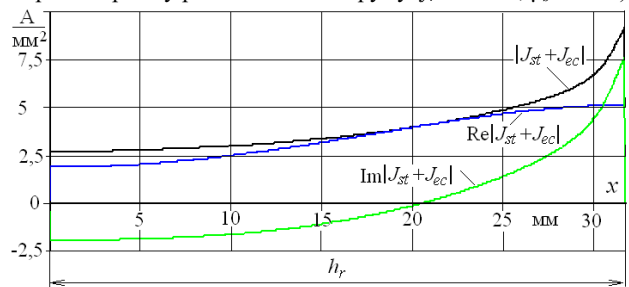


Рис. 9. Розподіли складових густини струму за висою паза ротора

Низка результатів розрахунку, отриманих за формулами (8) – (10) і (12), надана в табл. 3.

Таблиця 3

Дані розрахунку параметрів стрижня ротора і провідників в пазу статора ТАД при $f_r = 50$ Гц і $k_{lr} = 1$, $k_{li} = 1$

μ_s в.о.	P_{nr} Вт	R_{nr} мкОм	k_{Rr}	J_{rmax} А/мм ²	J_{rmin} А/мм ²	λ_{rn} в.о.	μ_r в.о.	λ_{sn} в.о.
1000	9,6	49,0	1,352	5,08	1,85	2,907	1000	1,665
50	9,9	50,6	1,398	5,19	1,73	2,989	50	1,665
1	10,65	54,5	1,506	5,42	1,45	3,133	1	1,568
0,01	10,7	54,8	1,513	5,43	1,43	3,126	0,01	1,526

В числовій формі нерівномірність розподілу густини струму виявляється за відмінністю дійсної складової густини струму у верхній J_{rmax} і нижній J_{rmin} точках паза. Це алгебраїчна сума густини стороннього J_{st} і вихрового J_{ec} струмів. Програма FEMM забезпечує видачу таких даних, і вони при $\mu_s = 1000$ є в першому рядку табл. 3. Природно, що складова J_{st} по всьому пазу постійна і вона дорівнює $4,83$ А/мм², а J_{ec} змінюється зверху донизу від $0,26$ до $-2,98$ А/мм².

Зауважимо, що при $\mu_s = 1000$ у даному контрольному тестовому варіанті проявилось помітне витіснення струму у верхню частину паза і відповідне збільшення активного опору стрижня в $1,35$ рази, про що свідчить коефіцієнт витіснення струму k_{Rr} .

Цікавим є також те, що питома магнітна провідність паза ротора λ_{rn} порівняно з даними табл. 1 (без витіснення струму) зменшилась на $4,8\%$, а магнітна провідність паза статора λ_{sn} з цим не пов'язана.

Те, що зроблено в представленому розрахунку при $\mu_s = 1000$, повторено при інших значеннях магнітної проникності частини осердя статора, як це було і в табл. 1. Видно, що і при урахуванні витіснення струму зі зменшенням μ_s коефіцієнт витіснення струму в стрижні ротора і магнітна провідність λ_{rn} збільшуються. Тобто для λ_{rn} відбувається так саме, як і при відсутності витіснення струму, але у новому варіанті значення λ_{rn} виявляються дещо меншими.

Виконанні розрахунки показали такий рівень витіснення струму ротора, з яким звичайно оперують у класичному проектуванні ТАД. Але у цих демонстраційних розрахунках штучно прийнятий номінальний струм стрижня ротора, і відповідно зубці осердя ротора не були насиченими (окрім перемички). Значення магнітної індукції і відносної магнітної проникності зубця ротора в контрольних точках, відмічених на рис. 3, надані в табл. 4 при вказаних варіантах μ_s .

Таблиця 4
Магнітні індукції і магнітні проникності в зубці ротора при $s = 1$ і $k_{lr} = 1$

μ_s , в.о.	Зубець ротора							
	Перемичка		Коронка		Шлиць		Нижка	
	B_{rh0}	μ_{rh0}	B_{rc}	μ_{rc}	B_{rs}	μ_{rs}	B_{rz}	μ_{rz}
1000	3,28	12	1,63	1982	1,91	1587	2,19	1068
50	3,30	11	1,50	2137	1,89	1624	2,04	1347
0,01	3,45	8	0,52	2508	1,26	2323	0,87	2435

Для підвищення рівня адекватності подальші розрахунки виконуються з урахуванням реалістичних значень струмів в пазах ротора і статора, які відповідають початку пуску ТАД. Відповідно ковзанню $s = 1$ частота струму ротора $f_r = 50$ Гц, а кратності струмів приймаються за проектом ТАД з [2], за яким в початковий момент пуску $k_{lr} = 6,33$ і $k_{ls} = 5,84$. При цьому, як і у попередніх розрахунках, приймається низка значень відносної магнітної проникності для неактивних частин моделей μ_s і μ_r , показаних на рис. 3.

Результати розрахунку надані в табл. 5 – вони визначені за формулами (9), (10), (12) і (8), а також надана густина струму в верхній та нижній точках паза ротора (середнє значення $J_{sr} = 22,6$ А/мм²).

Рівень насичення зубців ротора і статора характеризують дані табл. 6 і 7, де надані значення магнітної індукції і відносної магнітної проникності в точках, позначених на рис. 3.

Таблиця 5
Параметри стрижня ротора і провідників паза статора ТАД при $f_r = 50$ Гц, $k_{lr} = 6,33$ і $k_{ls} = 5,84$

μ_s , в.о.	P_{nr} , Вт	R_{nr} , мкОм	k_{Rr}	J_{rmax} , А/мм ²	J_{rmin} , А/мм ²	λ_{rn} , в.о.	μ_r , в.о.	λ_{sn} , в.о.
1000	284	36,28	1,002	23,0	22,6	0,501	1000	0,435
50	284	36,32	1,003	23,1	22,3	0,555	50	0,476
1	314	40,20	1,110	26,3	18,4	1,260	1	1,092
0,01	342	43,72	1,208	28,0	16,2	1,508	0,01	1,305

Дані табл. 4, 6 і 7 показують, що при переході від ненасиченого магнітного стану при $k_{lr} = 1$ і $k_{ls} = 1$ до сильно насиченого стану при $k_{lr} = 6,33$ і $k_{ls} = 5,84$ магнітні індукції значно збільшились, а магнітні проникності відповідно зменшились.

Таблиця 6
Магнітні індукції і магнітні проникності в зубці ротора при $s = 1$, $k_{lr} = 6,33$ і $k_{ls} = 5,84$

μ_s , в.о.	Зубець ротора							
	Перемичка		Коронка		Шлиць		Нижка	
	B_{rh0}	μ_{rh0}	B_{rc}	μ_{rc}	B_{rs}	μ_{rs}	B_{rz}	μ_{rz}
1	4,32	3	1,83	1701	3,18	17	2,94	99
50	3,5	7	2,45	583	2,79	191	3,06	38

Через зміну насичення відбулись значні зміни електромагнітних параметрів в пазах ротора і статора, про що свідчить порівняння даних табл. 1, 2, 3 і 5.

Таблиця 7
Магнітні індукції і магнітні проникності в зубці статора при $s = 1$ і різних k_{lr} і k_{ls}

μ_r , в.о.	k_{lr} / k_{ls} , в.о.	Зубець статора			
		Шлиць		Нижка	
		B_{ss}	μ_{ss}	B_{sz}	μ_{sz}
1	6,33 / 5,84	1,62	1998	2,78	196
50	6,33 / 5,84	1,67	1939	3,06	39
50	1 / 1	0,85	2437	1,64	1975
1000	1 / 1	0,92	2433	1,79	1768

Коефіцієнт витіснення струму в стрижні ротора k_{Rr} суттєво зменшився, особливо в варіантах $\mu_s = 50$ (найбільш реалістичному) і 1000. Теж саме відбулося з магнітними провідностями пазового розсіяння λ_{rn} і λ_{sn} , які при $\mu_s = 50$ і $\mu_r = 50$ зменшилися в 5,49 і 3,5 рази відповідно. Можна уявити, що для характеристик ТАД це буде мати більш вагомий вплив, ніж зміни активного опору стрижнів ротора, на чому звичайно зосереджена увага при їхньому класичному проектуванні. Причому, як видно з табл. 5, витіснення струму в стрижні ротора практично не проявляється.

Механічна характеристика ТАД. Щоб звести усі активні і реактивні опори обмоток ТАД вєдино і побачити їхню реалістичність, їхню адекватність перевірили за допомогою розрахунку і аналізу механічної характеристики $M_{em}(s)$ – залежності електромагнітного моменту від ковзання в діапазоні його зміни від 0 до 1.

При розрахунку електромагнітного моменту використовується загальновідома з теорії ТАД формула:

$$M_{em} = \frac{pm_s U_s^2 \frac{R_r'}{s}}{\omega_s \left[\left(R_s + C_{\sigma s} \frac{R_r'}{s} \right)^2 + \left(X_{\sigma s} + C_{\sigma s} X_{\sigma r}' \right)^2 \right]} \quad (17)$$

Для розрахунку параметрів обмоток ТАД за аналогією з [1, 2] застосовується такий алгоритм.

Активний опір обмотки ротора

$$R_r = R_{nr} + R_{rfr} \quad (18)$$

де R_{nr} – опір стрижня, який визначається за (10); R_{rfr} – опір короткозамикальних кілець, зведений до струму стрижня.

Індуктивний опір розсіяння фазної обмотки статора

$$X_{\sigma s} = 1,58 \cdot \frac{f_s \cdot l_a \cdot N_s^2 \cdot \lambda_{\sigma s}}{p \cdot q_s \cdot 10^5} \quad (19)$$

де її сумарний коефіцієнт провідності розсіяння

$$\lambda_{\sigma s} = \lambda_{sn} + \lambda_{sd} + \lambda_{sfn} \quad (20)$$

складається з коефіцієнтів провідності розсіяння пазового λ_{sn} , диференціального λ_{sd} і лобового λ_{sfn} .

Індуктивний опір обмотки ротора

$$X_{\sigma r} = 7,9 \cdot f_s \cdot l_a \cdot \lambda_{\sigma r} \cdot 10^{-6} \quad (21)$$

де її сумарний коефіцієнт провідності розсіяння

$$\lambda_{\sigma r} = \lambda_{rn} + \lambda_{rd} + \lambda_{rfn} + \lambda_{rsq} \quad (22)$$

складається з коефіцієнтів провідності розсіяння пазового λ_{rn} , диференціального λ_{rd} і короткозамикальних кілець λ_{rfn} (λ_{rsq} – коефіцієнт провідності розсіяння скошу пазів у даному разі відсутній через відсутність скошу).

У формулу (17) входять зведені до обмотки статора активний і індуктивний опори обмотки ротора

$$R_r' = K_{sr} R_r; X_{sr}' = K_{sr} \cdot X_{sr}, \quad (23)$$

де K_{sr} – коефіцієнт зведення.

Серед величин, які забезпечують формулу (17) за чисельно-польовими розрахунками, змінюються R_{nr} , λ_{sn} , λ_{rn} і залежні від них величини.

Диференціальні провідності, за твердженням [2], теж залежать від насичення зубців осердь, але конкретних формул і рекомендацій не надається, що вимагає окремих досліджень. Тому, щоб відобразити факт залежності прийняті умовні формули для насичених диференціальних провідностей статора і ротора:

$$\lambda_{sd} = k_{sd\mu} \lambda_{sdb}; \lambda_{rd} = k_{rd\mu} \lambda_{rdb}, \quad (24)$$

де залежні від струмів коефіцієнти зменшення

$$k_{sd\mu} = 1 + \frac{(k_{d\mu} - 1)(k_{Is} - 1)}{(k_{Is1} - 1)}; k_{rd\mu} = 1 + \frac{(k_{d\mu} - 1)(k_{Ir} - 1)}{(k_{Ir1} - 1)},$$

в яких λ_{sdb} , λ_{rdb} – базові значення провідностей при ненасиченому стані ($s \rightarrow 0$); k_{Is1} , k_{Ir1} – кратності струмів при $s = 1$; $k_{d\mu}$ – кратність диференціальної провідності при $s = 1$ відносно базового значення при $s = 0$, яку прийняли рівною 0,7 (реально може бути і менше, зважаючи на виявлені зміни пазових провідностей). Зменшення диференціальних провідностей пояснюється «розгладженням» магнітної неоднорідності зубцево-пазових структур при сильному насиченні їх зубців. Це питання може бути розглянуто окремо шляхом аналізу гармонійного складу ЕРС обмоток на основі, наприклад, викладеного в [18].

Низка величин з (17) – (23) вважаються незалежними від ковзання і насичення зубців осердь, і вони прийняти за проектом, а саме: $R_{r,fn} = 16,2 \cdot 10^{-6}$ Ом; $R_s = 0,402$ Ом; $\lambda_{sdb} = 1,57$; $\lambda_{rdb} = 2,08$; $\lambda_{s,fn} = 1,45$ і $\lambda_{r,fn} = 0,61$; $K_{sr} = 3636$ (останні чотири – у в.о.).

За проектним розрахунком ТАД визначаються також: $C_{\sigma s} = 1 + k_{\sigma s}$ – коефіцієнт магнітного кола для обмотки статора, де $k_{\sigma s} = X_{\sigma s} / X_{\mu}$ – коефіцієнт її розсіяння; X_{μ} – головний індуктивний опір; $\omega_s = 2\pi f_s = 314$ с⁻¹ – кутова частота струму статора.

У підсумку безрозмірний коефіцієнт $C_{\sigma s}$ змінювався від 1,018 до 1,027 при зміні ковзання від 1 до 0.

При розрахунку механічної характеристики за (17) при зміні ковзання s кратності струмів обмоток статора і ротора k_{Ir} і k_{Is} визначались за методикою проектування [2]: їхні залежності від s в графічній формі надані на рис. 10.

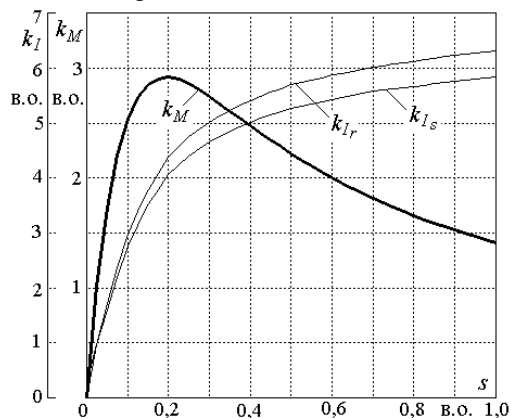


Рис. 10. Залежності струмів ротора і статора від ковзання і механічна характеристика ТАД

Розраховуючи кожен точку цієї характеристики за моделями на рис. 3, для неактивних частин, тобто частин осердь статора і ротора приймали відносні магнітні проникності μ_s і μ_r рівними 50. Зважаючи на дані наведених таблиць, цей рівень відповідає насиченому стану зубців, але дає стабільні результати і для точок при зменшенні насичення.

Низка параметрів для цього розрахункового варіанту для пускової точки при $s = 1$, $k_{Ir} = 6,33$ і $k_{Is} = 5,84$ надана а в табл. 5 – 7. Картини магнітного поля в пазах ротора і статора показано на рис. 11, де видно, що витіснення струму стрижня ротора фактично не відбувається: це можна пояснити при малих ковзаннях невеликою частотою струму, а при великих ковзаннях сильним насиченням зубців. Зауважимо, що виявлена відсутність витіснення струму в стрижнях ротора в режимі пуску суперечить класиці, що є новиною!

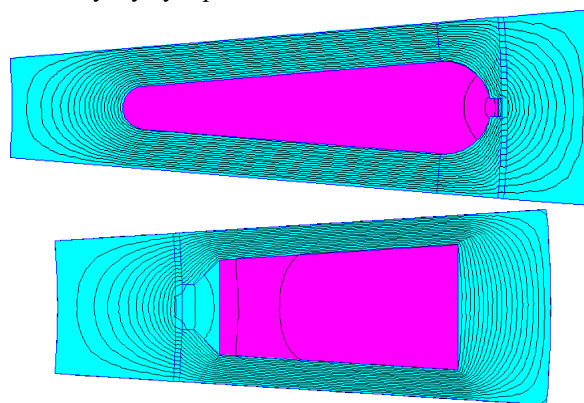


Рис. 11. Картини магнітного поля в пазах ротора і статора розрахункового варіанту для пускової точки

Власне механічна характеристика у безрозмірній формі зображена на рис. 10, де k_M – кратність моменту відносно його номінального значення.

За розрахунком механічної характеристики виявлено, що номінальний електромагнітний момент $M_{emN} = 102$ Н·м; при ковзанні $s = 1$ кратність пускового моменту $k_{M1} = 1,41$; перевантажувальна здатність $k_{Mm} = 2,93$ при критичному ковзанні $s_{cr} = 0,20$. Зауважимо, що в проекті за [2] значення аналогічних величин склали таке: $M_{emN} = 99,4$ Н·м; $k_{M1} = 1,44$; $k_{Mm} = 2,5$ при $s_{cr} = 0,15$.

Але ще можна порівняти дані розрахункової механічної характеристики серійного чотириполюсного ТАД типу АІР160S4 з близькими параметрами: $P_N = 15$ кВт; $h = 160$ мм; $I_{SN} = 29,0$ А; $k_{I1} = 7$; $k_{M1} = 1,9$; $k_{Mm} = 2,9$; $M_N = 98,1$ Н·м (номінальний момент на валу). Тоді можна переконатися у адекватності наданої чисельно-польової методики розрахунку (мова не йде про експериментальне підтвердження в загальному розумінні, тому що не всі дані серійного ТАД відомі).

Додатково до розрахованої механічної характеристики на рис. 12 і 13 надані супутні залежності пускових параметрів ТАД, де видна стабільність активних і великі зміни реактивних опорів.

Звичайно проєктанти для підвищення пускового моменту прагнуть зробити глибокі пази ротора, щоб спрацювало збільшення активного опору його стрижнів. А спрацює, як виявлено, не це, а дуже суттєве зменшення пазового розсіяння через високі сильно насичені зубці ротора, а також зубці статора.

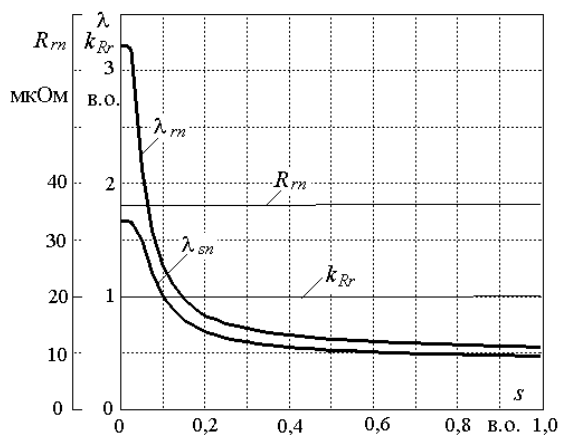


Рис. 12. Активний опір і коефіцієнт витіснення струму стрижня ротора та магнітні провідності пазового розсіяння статора і ротора як функції ковзання

Але вплив зміни магнітних провідностей пазового розсіяння на електромагнітний момент (17) декілька менший, як це уявляється за даними на рис. 12. Тому що їхні зміни «розчинюються» на тлі інших більш стабільних активних опорів і магнітних провідностей, які входять до формул (18), (20), (22), (24).

Графіки активних і реактивних опорів обмоток ротора і статора, які входять до (17) як кінцеві величини впливу, надані на рис. 13. І тут видна беззаперечна роль саме реактивних опорів і їхньої зміни на формування механічної характеристики. А ось вплив витіснення струму, як вже зазначено, практично не проявляється, тому що активний опір фазної обмотки ротора R_r' залишається практично незмінним.

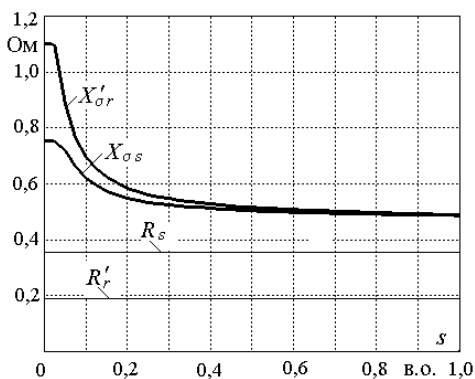


Рис. 13. Активні і реактивні опори обмоток ТАД у діапазоні зміни ковзання, властивого його двигунному режиму роботи

Висновки.

1. В системі проектування ТАД важливими є активні і реактивні опори обмоток, але їх визначення ще потребує уточнення, особливо в режимах роботи з підвищеним ковзанням. Тому ця проблема залишається актуальною і її вирішенню досі присвячується багато теоретичних і експериментальних досліджень.

2. Виявлено, що для розрахунку полів пазового розсіяння статора і ротора достатньо використання зони розрахунку у межах їхніх зубцевих кроків із захопленням власне пазів і прилеглих частин осердь.

3. При ненасичених зубцях осердь чисельно-польовий розрахунок магнітної провідності пазового розсіяння дав результати, які перевищують дані класичних розрахунків для пазів ротора на 15,7 % і ста-

тора на 12,5 %, причому для паза ротора основний внесок у похибку робить його перемичка.

4. Чисельно-польовий розрахунок вихрових струмів в пазу ротора у такий же постановці, як і в класичному проектуванні, тобто при ненасичених зубцях, номінальному струмі і частоті $f_r = 50$ Гц дав коефіцієнт витіснення струму 1,35 і нерівномірний розподіл густини струму з відмінністю у 2,75 рази від низу до гори. Але при розрахунку пускової точки з реальним струмом і сильно насиченими зубцями відповідні значення складають 1,002 і 1,02, тобто ефект витіснення струму майже відсутній у супереч класиці.

5. Методика розрахунку механічної характеристики на основі запропонованого чисельно-польового підходу стає «прозорою» і не потребує умовних поправочних коефіцієнтів і довідникових графічних функцій.

6. Розрахунок механічної характеристики в діапазоні ковзання від 0 до 1 із застосуванням чисельно-польового методу для визначення опорів обмоток з урахуванням відповідних струмів в пазах і насичення зубців осердь дав результати за електромагнітним моментом, які відповідають спроектованим і виготовленим зразкам ТАД, що фактично підтверджує адекватність розробленої методики.

7. Аналіз показав, що при зміні ковзання на форму механічної характеристики і значення пускового і максимального електромагнітних моментів ТАД визначальний вплив надають зміни реактивних опорів обмоток, у той час коли активні опори залишаються практично стабільними і ефект витіснення струму в пазах ротора майже не проявляється, а головним чинником є значне зменшення реактивних опорів через сильне насичення зубців осердь ротора і статора.

8. Показані зміни реактивних опорів обмоток пов'язані з ще більш вираженими змінами магнітних провідностей їхнього пазового розсіяння і, частково – диференціального розсіяння. І саме на це впливає збільшення висоти зубців осердь, яке пов'язане зі збільшенням глибини пазів, але справа не в пазах і витісненні струму в них!

9. Таким чином, виявлений неочікуваний незначний вплив витіснення струму в стрижнях короткозамкнутого ротора на механічну характеристику є нетривіальною новиною, і це потребує подальшого більш глибокого вивчення і перевірки на інших двигунах з іншими формами і розмірами пазів.

Конфлікт інтересів. Автор заявляє про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Гольдберг О.Д., Гурин Я.С., Свириденко И.С. *Проектирование электрических машин*. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 2001. 430 с.
2. Копылов И.П., Горяинов Ф.А., Клоков Б.К. и др. *Проектирование электрических машин*. М.: Юрайт, 2011. 767 с.
3. Мильх В.И. Численно-полевой анализ адекватности проектных данных трехфазных асинхронных двигателей и метод их уточнения на этой основе. *Технічна електродинаміка*, 2018, № 1, с. 47-55. doi: <https://doi.org/10.15407/techmed2018.01.047>.
4. Chen H., Bi C. An effective method for determination and characteristic analysis of induction motor parameters. *IET Electric Power Applications*, 2022, vol. 16, no. 5, pp. 605-615. doi: <https://doi.org/10.1049/elp2.12180>.

5. Єрмолаєв Ю.О., Руденко Т.Г. Визначення параметрів асинхронних двигунів з побудовою статичних характеристик для приводів фрезерувального верстата СФ-АСТРА-РК8. *Збірник наукових праць КНТУ. Техніка в сільськогосподарському виробництві, галузеве машинобудування, автоматизація*, 2010, вип. 23, с. 71-77. Режим доступу: <http://dspace.kntu.kr.ua/jspui/handle/123456789/1414>. Дата звернення: 22.12.2021.
6. Hachicha M.R., Ben Hadj N., Ghariani M., Neji R. Finite element method for induction machine parameters identification. *2012 First International Conference on Renewable Energies and Vehicular Technology*, 2012, pp. 490-496. doi: <https://doi.org/10.1109/REVET.2012.6195318>.
7. Muteba M., Jimoh A.A. Performance analysis of a three-phase induction motor with double-triple winding layout. *2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, 2013, pp. 131-136. doi: <https://doi.org/10.1109/IFEEEC.2013.6687492>.
8. Ярымбаш Д.С., Коцур М.И., Ярымбаш С.Т., Коцур И.М. Особенности определения параметров схемы замещения асинхронного двигателя для режима короткого замыкания. *Електротехніка та електроенергетика*, 2017, № 1, с. 24-30. doi: <https://doi.org/10.15588/1607-6761-2017-1-4>.
9. Tytiuk V., Pozigun O., Chorny O., Berdai A. Identification of the active resistances of the stator of an induction motor with stator windings dissymmetry. *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, 2017, pp. 48-51. doi: <https://doi.org/10.1109/MEES.2017.8248949>.
10. Tang J., Yang Y., Blaabjerg F., Chen J., Diao L., Liu Z. Parameter Identification of Inverter-Fed Induction Motors: A Review. *Energies*, 2018, vol. 11, no. 9, art. no. 2194. doi: <https://doi.org/10.3390/en11092194>.
11. Bednarz S.A., Dybkowski M. Estimation of the Induction Motor Stator and Rotor Resistance Using Active and Reactive Power Based Model Reference Adaptive System Estimator. *Applied Sciences*, 2019, vol. 9, no. 23, art. no. 5145. doi: <https://doi.org/10.3390/app9235145>.
12. Malyar V.S., Malyar A.V., Andreishyn A.S. A method for calculating mechanical characteristics of induction motors with squirrel-cage rotor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 2, pp. 9-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.2.02>.
13. Malyar V.S., Hamola O.Y., Maday V.S., Vasylychshyn I.I. Mathematical modelling of starting modes of induction motors with squirrel-cage rotor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 2, pp. 9-15. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.02>.
14. Dambrauskas K., Vanagas J., Bugenis S., Zimnickas T., Kalvaitis A. Methodology for Asynchronous Motor Impedance Measurement by Using Higher Order Harmonics. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 10, art. no. 2541. doi: <https://doi.org/10.3390/en13102541>.
15. Le Roux P.F., Ngwenyama M.K. Static and Dynamic Simulation of an Induction Motor Using Matlab/Simulink. *Energies*, 2022, vol. 15, no. 10, art. no. 3564. doi: <https://doi.org/10.3390/en15103564>.
16. *Finite Element Method Magnetics: OldVersions. FEMM 4.2 11Oct2010 Self-Installing Executable*. Режим доступу: <http://www.femm.info/wiki/OldVersions> (Дата звернення: 22.12.2021).
17. Мілих В.І. Система автоматизованого формування розрахункових моделей електричних машин для програмного середовища FEMM. *Технічна електродинаміка*, 2018, № 4, с. 74-78. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.074>.
18. Милых В.И. Численно-полевой анализ временных функций и гармонического состава ЭДС в обмотках трехфазного асинхронного двигателя. *Технічна електродинаміка*. 2018, № 3, с. 56-65. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.03.056>.
2. Kopylov I.P., Goryainov F.A., Klokov B.K. *Electrical machines designing*. Moscow, Yurait Publ., 2011. 767 p. (Rus).
3. Milykh V.I. Numerically-field analysis of the adequacy of the design data of three-phase induction motors and the method of their refinement on this basis. *Technical Electrodynamics*, 2018, no. 1, pp. 47-55. (Rus). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.01.047>.
4. Chen H., Bi C. An effective method for determination and characteristic analysis of induction motor parameters. *IET Electric Power Applications*, 2022, vol. 16, no. 5, pp. 605-615. doi: <https://doi.org/10.1049/elp2.12180>.
5. Ermolaev U., Rudenko T. The definition of asynchronous engines parameters with construction of static characteristics for the milling machine tool СФ-АСТРА-РК8 drives. *Collection of scientific works of KNTU. Machinery in agricultural production, industrial engineering, automation*, 2010, no. 23, pp. 71-77. (Ukr). Available at: <http://dspace.kntu.kr.ua/jspui/handle/123456789/1414> (accessed 22 December 2021).
6. Hachicha M.R., Ben Hadj N., Ghariani M., Neji R. Finite element method for induction machine parameters identification. *2012 First International Conference on Renewable Energies and Vehicular Technology*, 2012, pp. 490-496. doi: <https://doi.org/10.1109/REVET.2012.6195318>.
7. Muteba M., Jimoh A.A. Performance analysis of a three-phase induction motor with double-triple winding layout. *2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, 2013, pp. 131-136. doi: <https://doi.org/10.1109/IFEEEC.2013.6687492>.
8. Yarymbash D.S., Kotsur M.I., Yarymbash S.T., Kotsur I.M. Features of parameter determination of the induction motor substitution circuit for short-circuit mode. *Electrical Engineering and Power Engineering*, 2017, no. 1, pp. 24-30. (Rus). doi: <https://doi.org/10.15588/1607-6761-2017-1-4>.
9. Tytiuk V., Pozigun O., Chorny O., Berdai A. Identification of the active resistances of the stator of an induction motor with stator windings dissymmetry. *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, 2017, pp. 48-51. doi: <https://doi.org/10.1109/MEES.2017.8248949>.
10. Tang J., Yang Y., Blaabjerg F., Chen J., Diao L., Liu Z. Parameter Identification of Inverter-Fed Induction Motors: A Review. *Energies*, 2018, vol. 11, no. 9, art. no. 2194. doi: <https://doi.org/10.3390/en11092194>.
11. Bednarz S.A., Dybkowski M. Estimation of the Induction Motor Stator and Rotor Resistance Using Active and Reactive Power Based Model Reference Adaptive System Estimator. *Applied Sciences*, 2019, vol. 9, no. 23, art. no. 5145. doi: <https://doi.org/10.3390/app9235145>.
12. Malyar V.S., Malyar A.V., Andreishyn A.S. A method for calculating mechanical characteristics of induction motors with squirrel-cage rotor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 2, pp. 9-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.2.02>.
13. Malyar V.S., Hamola O.Y., Maday V.S., Vasylychshyn I.I. Mathematical modelling of starting modes of induction motors with squirrel-cage rotor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 2, pp. 9-15. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.02>.
14. Dambrauskas K., Vanagas J., Bugenis S., Zimnickas T., Kalvaitis A. Methodology for Asynchronous Motor Impedance Measurement by Using Higher Order Harmonics. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 10, art. no. 2541. doi: <https://doi.org/10.3390/en13102541>.
15. Le Roux P.F., Ngwenyama M.K. Static and Dynamic Simulation of an Induction Motor Using Matlab/Simulink. *Energies*, 2022, vol. 15, no. 10, art. no. 3564. doi: <https://doi.org/10.3390/en15103564>.
16. *Finite Element Method Magnetics: OldVersions. FEMM 4.2 11Oct2010 Self-Installing Executable*. Available at: <http://www.femm.info/wiki/OldVersions> (accessed 22 December 2021).
17. Milykh V.I. The system of automated formation of electrical machines computational models for the FEMM software environment. *Technical Electrodynamics*. 2018, no. 4, pp. 74-78. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.074>.

REFERENCES

1. Goldberg O.D., Gurin Ya.S., Sviridenko I.S. *Design of electrical machines. 2nd ed., revised and additional*. Moscow, Higher School Publ., 2001. 430 p. (Rus).

18. Milykh V.I. Numerical-field analysis of temporal functions and harmonic composition of EMF in windings of a three-phase asynchronous motor. *Technical Electrodynamics*. 2018, no. 3, pp. 56-65. (Rus). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.03.056>.

Надійшла (Received) 30.08.2022

Прийнята (Accepted) 04.11.2022

Опублікована (Published) 01.07.2023

Мілих Володимир Іванович¹, д.т.н., проф.,

¹ Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»,
61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,
e-mail: mvikemkpi@gmail.com

V.I. Milykh¹

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

Numerical-field analysis of active and reactive winding parameters and mechanical characteristics of a squirrel-cage induction motor.

Introduction. The active and reactive (inductive) winding resistances of three-phase induction motors (IMs) are investigated. These important parameters are determined during design and are the basis for calculating a number of energy parameters and characteristics. **Problem.** In the classical design of IM, the winding resistances are determined with insufficient accuracy due to a number of assumptions and conventions. Especially it concerns the operation of IM with increased slip and it affects the accuracy of realization of its design data, starting parameters and characteristics. **Goal.** The paper aims to further develop the IM design system by numerical-field computational analysis of active and reactive resistances of the IM windings in the whole range of changes in its slip and calculation of the mechanical characteristic of IM to confirm the adequacy of the

calculations of these resistances. **Methodology.** Resistances of the IM windings are determined by numerous calculations of the magnetic fields of dispersion with the FEMM program within stator and rotor teeth steps, and with current displacement in a squirrel-cage rotor core. Everything is done in the slip range when operating from start-up to idle with changing currents in the slots and the corresponding magnetic saturation of the core teeth. A Lua script has been created for the calculations, controlling the FEMM program and providing automation of all calculations. **Results.** The numerical-field method shows that the classical design method gives very large errors in determining the magnetic conductivities of IM slot dispersion, as well as current displacement in the bars of the squirrel-cage rotor winding. This is especially evident with increased slips in the start-up mode. **Originality.** Numerical estimates of the differences between the classical and numerical-field methods are given and the origin of errors is analyzed: the strong saturation of the teeth of the stator and rotor cores. This leads to a significant decrease in the magnetic conductivities of slot dispersion and the practical absence of current displacement in the rotor bars, on which the main emphasis was previously made. The obtained results made it possible to calculate the mechanical characteristic of the IM according to a transparent formula without the use of correction coefficients and reference graphical functions. **Practical value.** The provided technique of numerical-field analysis and the obtained results of the calculation of active and reactive winding resistances and mechanical characteristic are recommended as a basis for the improvement of the IM design system. References 18, tables 7, figures 13.

Key words induction motor, stator and rotor windings, active and reactive resistances, magnetic saturation, eddy currents, mechanical characteristics, classical design, numerical-field calculation analysis.

How to cite this article:

Milykh V.I. Numerical-field analysis of active and reactive winding parameters and mechanical characteristics of a squirrel-cage induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 3-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.01>

A. Ikhe, Y. Pahariya

Voltage regulation using three phase electric spring by fuzzy logic controller

Introduction. The renewable energy sources such as solar and wind power have increased significantly in recent years. However, as the generation of renewable energy has become more integrated, its intermission and instability have a major impact on the power system's stability, such as voltage instability and frequency flicker. **Purpose.** In order to address the different power quality issues brought on by intermittent and unreliable renewable energy sources, electric spring offers a novel solution. It was proposed as a technique for regulating load and adjusting output power. For the integration of electric springs with noncritical loads, a contemporary control mechanism is described in this paper. **Novelty.** The suggested work is innovative in that it presents an improved control technique that efficiently maintains voltage stability as voltage changes. **Method.** The proposed technique is based on an analysis of the initial conditions and input data for developing fuzzy rules for calculating compensating voltages in relation to the difficulties. **Results.** This suggested fuzzy controller will be able to maintain the regular operation of the electric spring of power output control stability as well as continuing to provide power factor improvement and voltage control for significant loads, including the home's protection system. **Practical value.** A detailed study of typical voltage regulation is undertaken, supported by simulation results, to demonstrate the effectiveness of the applied control scheme in cancelling the corresponding issues with power quality. References 25, tables 2, figures 8.

Key words: voltage stability, fuzzy control, electric spring, power factor, microgrid, renewable energy sources.

Вступ. Відновлювані джерела енергії, такі як сонячна та вітрова енергія, значно збільшилися останніми роками. Однак у міру того, як виробництво відновлюваної енергії стало більш інтегрованим, його перебої та нестабільність впливають на стабільність енергосистеми, наприклад, нестабільність напруги та коливання частоти. **Мета.** Щоб вирішити різні проблеми з якістю електроенергії, викликані уривчастими та ненадійними відновлюваними джерелами енергії, електрична пружина пропонує нове рішення. Вона була запропонована як метод регулювання навантаження та регулювання вихідної потужності. Для інтеграції електричних пружин із некритичними навантаженнями у цій статті описано сучасний механізм керування. **Новизна.** Пропонована робота є новаторською, оскільки представляє вдосконалений метод управління, який ефективно підтримує стабільність напруги за зміни напруги. **Метод.** Запропонована методика заснована на аналізі початкових умов і вихідних даних для розробки нечітких правил розрахунку компенсуючих напруг стосовно труднощів. **Результати.** Пропонований нечіткий регулятор зможе підтримувати стабільну роботу електричної пружини контролю вихідної потужності, а також продовжувати забезпечувати покращення коефіцієнта потужності та контроль напруги для значних навантажень, включаючи систему захисту будинку. **Практична цінність.** Зроблено докладне дослідження типового регулювання напруги, підтверджене результатами моделювання, щоб продемонструвати ефективність схеми управління, що застосовується в усуненні відповідних проблем з якістю електроенергії. Бібл. 25, табл. 2, рис. 8.

Ключові слова: стабільність напруги, нечітке управління, електрична пружина, коефіцієнт потужності, мікромережа, відновлювані джерела енергії.

Introduction. The electricity systems are now incorporating the «Smart Grid» idea, which makes the grid smarter by enabling two-way energy flow between the grid and the consumer. One aspect of the smart grid concept is the integration of renewable energy sources (RES). The system should incorporate major RES's due to the impending energy problem as well as environmental considerations. Solar energy is the most important RES since it is neat, unrestricted, and free. Production of electrical energy in conventional systems is dependent on load demand [1]. In addition, solar energy is infrequent and longwinded. As a result, the emphasis has shifted from source following load to load following source, creating a new paradigm for electric springs (ES). Contrarily, solar photovoltaic (PV) systems produce a low output that is increased by converters and then transformed by inverters for grid synchronization into a pure sinusoidal form. The entire PV system performs at peak efficiency and generates its maximum output power at a certain location on the voltage-current ($V-I$) or voltage-power ($V-P$) curve known as maximum power point (MPP) at varied irradiance and temperatures. The MPP can be monitored using a number of methods. Through the use of maximum power point tracking (MPPT) techniques, the operating point of the PV array is kept at MPP [2, 3].

The power imbalances, voltage instability, voltage swings, and other grid-related problems are all being brought on by solar grid integration. These power quality issues have

been addressed using a variety of technologies, including capacitor banks, capacitor reactors, static compensators, and static synchronous series compensators.

Their rapid and dynamic controllers can effectively minimise problems with power quality. The literature claims that ES outperforms existing technologies in dealing with the aforementioned problems [4-6]. This study emphasises the practical integration of a PV system with the grid. The ES is a fast device that controls voltage across significant loads that are prone to voltage variations. A power electronics-based circuit called ES is based on the idea of applying Hook's law to the field of electricity. The ES differs from typical custom power devices in terms of the better voltage profile of the power system. On the load demand side, ES is utilised to stabilise voltage variations brought on by RES.

The ES is a highly dynamic low-cost current control voltage source device [7-10]. The ES is connected in cascade with a noncritical load (NCL) that is less susceptible to voltage fluctuations in order to create a smart load. In order to achieve voltage regulation across the critical load (CL), which is voltage sensitive, the ES creates the compensation voltage or ES voltage V_{ES} perpendicular to the noncritical load current I_{ES} . In the past, simulations were used to research how well ESs worked in the real world. The works [11, 12] discuss the implications of large-scale integration of renewable

© A. Ikhe, Y. Pahariya

energy sources, such as PV, into the grid and its consequences [13-16].

The goal of the paper is to design controller for electric spring to regulate voltage and which allows to increase the reliability of the entire system mechanism operation and significantly simplify the design.

Subject of investigations. This paper carries out a comprehensive study of the ES and understanding of the different parameters to design suitable controller for voltage stability in the system under different environmental condition. This paper gives idea about the behavior of ES as capacitive mode and inductive mode.

Basic calculation relationships and assumptions. By comparing ES to a conventional mechanical spring, the concept was first established [17, 18]. It might be implemented using an inverter and connected in series with noncritical loads like electric heaters, refrigerators, and air conditioners in a RES-powered microgrid, as shown in Fig. 1. This creates a smart load. A building's security system is connected in parallel with this smart load, as are other critical loads. An input-voltage control method was used in earlier iterations of ES to produce reactive power compensation and offer steady-state voltage and power regulation to important loads because RESs only produce power intermittently, the noncritical load voltage and power fluctuate in response to grid fluctuation.

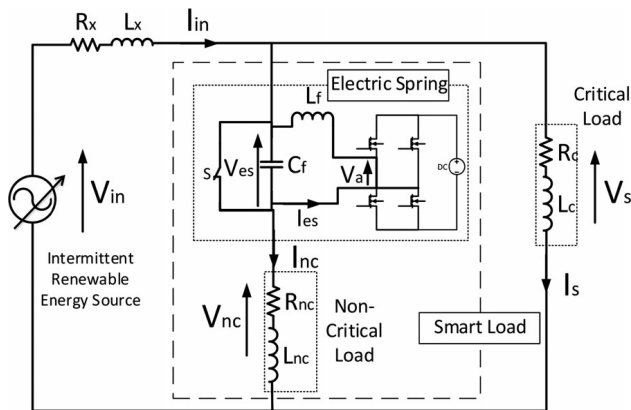


Fig. 1. Structure of ES

The compensation voltage, or ES voltage, V_{es} , should be perpendicular to the noncritical load current, I_{nc} , in order for the ES to exclusively offer reactive power adjustment, where V_s is the line voltage, V_{nc} is the noncritical load voltage, and V_{es} is the ES voltage, governs the ES voltage. A significant reactive power injection can degrade the system's power factor and lower power efficiency in a distribution system with a variety of inductive and capacitive loads.

$$V_{nc} + V_{es} = V_s. \quad (1)$$

Thus, in addition to the current qualities of voltage and power regulation, a power factor correction (PFC) function can be added to the ES. The both active and reactive power correction could be provided from an ES by using a DC source, like a battery, to power the inverter, as shown in Fig. 1. The line current, I_{in} , might be shaped to be in phase with the line voltage, V_s , using this characteristic of an ES. In a system with resistive-inductive loads, or one that has a generally trailing power factor, the phasor diagram in Fig. 2 demonstrates the ES

compensation voltage, V_{es} , could help increase the power factor in the distribution system and offer voltage and power support in steady state [19].

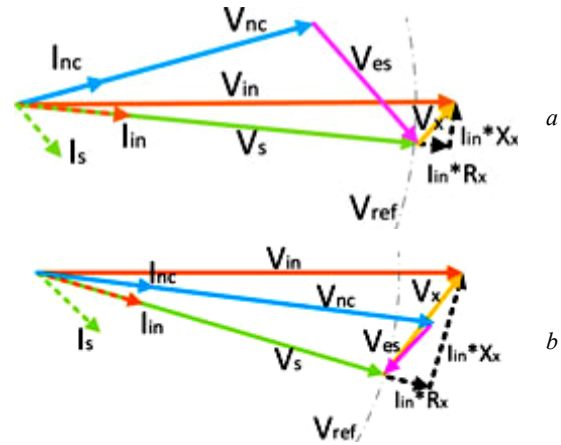


Fig. 2. Phasor diagram of current and voltage for PFC: a) undervoltage; b) overvoltage

When the line voltage V_s is less than the reference line voltage V_{ref} 230 V is the root mean square (RMS) value this is referred to as the undervoltage case. When the line voltage is higher than the reference line voltage, this is referred to as the overvoltage situation. As seen in Fig. 2,a, the ES injects real and capacitive power into the system in the undervoltage situation to raise the line voltage V_s to the reference value of 230 V and maintain the phase of the line voltage V_s and line current I_{in} . According to Fig. 2,b, the overvoltage scenario, for similar tasks to line voltage control and PFC, the ES injects a mix of actual and inductive power into the system. The input voltage, voltage across the line impedance, line voltage, noncritical load voltage, and ES voltage are represented in Fig. 2 by V_{in} , V_x , V_s , V_{nc} , and V_{es} respectively. The critical load current, noncritical load current, and line current are represented by I_s , I_{nc} , and I_{in} respectively. Additionally, $R_x + jX_x$ is the power circuit's line impedance, where R_x is resistance, $X_x + L_x$ and L_x is the line inductance.

Basic control action in fuzzy logic control (FLC) is governed by a set of linguistic rules. These rules are set by the system. Since numerical variables in FLC are converted to verbal variables, mathematical modelling of the system is not required. The FLC is divided into three sections: fuzzification, interference engine, and defuzzification [20]. The FLC is specified as 7 fuzzy sets for each input and output. Triangular membership functions are employed for simplicity. Fuzzification by the utilisation of an endless universe of discourse, Mamdani's «min» operator is used to imply implications. Defuzzification uses the height technique.

Fuzzification. The 7 fuzzy subsets used to assign membership function values to the linguistic variables are NB (Negative Big), NM (Negative Medium), NS (Negative Small), Z (Zero), PS (Positive Small), PM (Positive Medium), and PB (Positive Big). The partition of fuzzy subsets and the membership change in error $CE(k)$, error $E(k)$ function's shape adjust the form to the proper system. The value of input error and the change in error are standardised using an input scaling factor. The membership function plot of these variables is shown in Fig. 3.

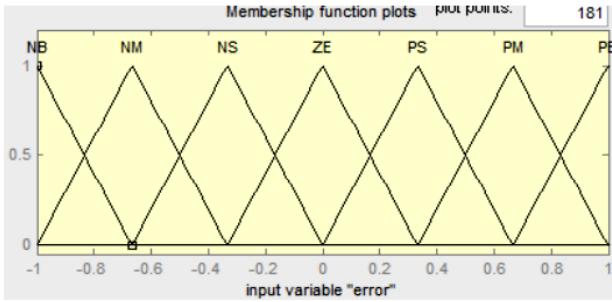


Fig. 3. Fuzzy membership function

This system's input scaling factor was constructed so that input values fall between -1 and $+1$. This arrangement's membership function has a triangular shape, which suggests that there is only one dominant fuzzy subset for each given $E(k)$ input [21, 22]. The input error for the FLC is as follows.

Inference approach. The max-min and max-dot are two composition approaches that have been put out in the literature. In this study, the min method is used. The output membership function of each rule is determined by the minimum and maximum operators. Table 1 displays the FLC's governing framework.

Table 1

Fuzzy rules

Change in error	Error						
	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PB	PM	PM	PS	Z
NM	PB	PB	PM	PM	PS	Z	Z
NS	PB	PM	PS	PS	Z	NM	NB
Z	PB	PM	PS	Z	NS	NM	NB
PS	PM	PS	Z	NS	NM	NB	NB
PM	PS	Z	NS	NM	NM	NB	NB
PB	Z	NS	NM	NM	NB	NB	NB

Defuzzification. Since most plants require a nonfuzzy control value, a defuzzification stage is necessary. The FLC output is calculated using the «height technique» and the FLC output has an impact on the control output. The FLC output also manages the switch on the inverter. It is necessary to maintain the capacitor voltage, line terminal voltage, active power, and reactive power. To regulate these parameters, they are discovered and contrasted with reference values. The following are the membership duties of FLC to achieve this: error, change in error, and output. The following sources served as the basis for the FLC rules. The notation E stands for the system error, C for the change in error, and u for the control variable. A high error E value denotes the absence of a balanced state in the system. The controller should immediately increase the amount of its control variables if the system is out of balance in order to bring it back into balance. A low error E value, on the other hand, indicates that the system is nearly balanced.

Initial conditions and input data. The critical loads of 100 kW and 150 kVar and noncritical loads of 100 kW and 100 kVar are both taken into consideration into both cases capacitive and inductive. MATLAB/Simulink is used to model the hybrid power system with the ES as shown in Fig. 4. To lessen harmonics brought on by inverter switching transients, a harmonic filter is connected after the inverter [23]. To control voltage

magnitude and frequency as well as to account for reactive power by load, an ES is connected prior to the load in parallel with the critical load and in series with the noncritical load [24, 25].

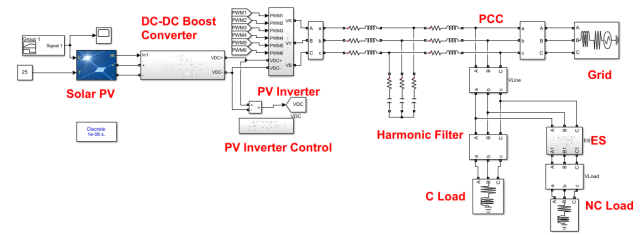


Fig. 4. Hybrid power system in MATLAB/Simulink

Simulation results. Case I: capacitive (voltage boosting) mode of operation of ES. To illustrate the voltage support capability of ES the disturbance source is programmed at $t = 0.2$ s to generate a voltage of 208 V. In order to restore the line voltage back to its nominal reference value the ES is activated at $t = 0.3$ s and voltage of the ES is increased from its near-zero value to about 175 V. As soon as ES is activated, it is observed that voltage across noncritical load decreases to 70 V as indicated in Fig. 5. The voltage is regulated back to its nominal reference value 230 V at $t = 0.3$ s. The corresponding instantaneous value of noncritical load voltage, ES voltage and critical load voltage are clearly indicates that current leads the voltage by 90° . Thus successful implementation of ES in capacitive mode is conducted using MATLAB.

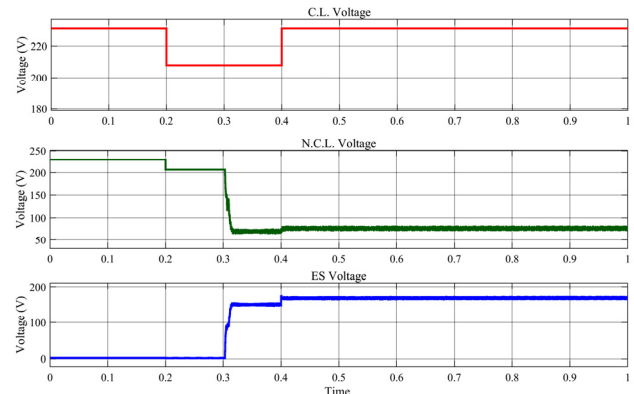


Fig. 5. Observed RMS value of critical voltage, noncritical voltage and ES voltage in capacitive mode

ES voltage in capacitive mode, critical load voltage, and noncritical load voltage are shown in Fig. 6.

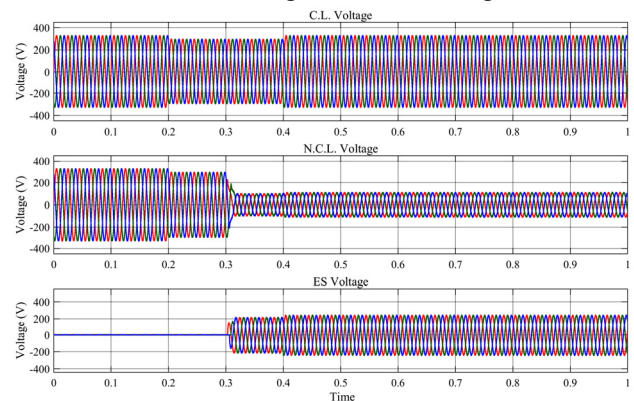


Fig. 6. Observed instantaneous value of critical, noncritical load voltage and ES voltage in capacitive mode

Case II: Inductive (voltage suppression) mode of operation of ES. To test the voltage suppression capability of the ES a disturbance source is programmed at $t = 0.2$ s to generate a voltage of 254 V.

In order to suppress the increased line voltage back to its nominal reference value the ES is activated at $t = 0.3$ s and voltage of ES is changed to stabilize the line voltage as shown in Fig. 7. As soon as ES is activated; it is observed that voltage across noncritical load increases to 250 V. Finally, the voltage is regulated back to its nominal reference value 230 V at $t = 0.3$ s. The corresponding instantaneous value of noncritical load voltage, ES voltage and critical load voltage clearly indicates that current lags the voltage by 90° , representing efficacious working of the ES in inductive mode. Thus successful implementation of ES in inductive mode is conducted using MATLAB.

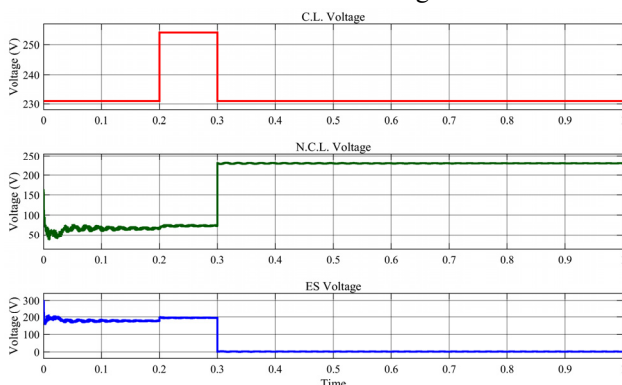


Fig. 7. Observed RMS value of critical voltage, noncritical voltage and ES voltage in inductive mode

The voltage of an ES operating in inductive mode is shown in Fig. 8 together with its critical load and noncritical load.

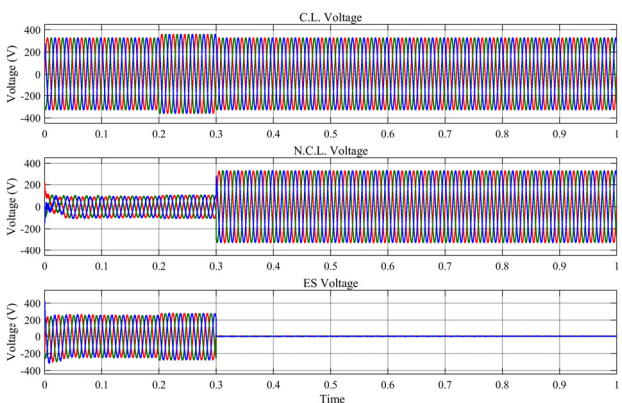


Fig. 8. Observed instantaneous value of critical, noncritical load voltage and ES voltage in inductive mode

Table 2 gives comparative results values in percentage with considering different load conditions and without ES and with ES.

Table 2

With and without ES simulation results

Parameter	Without ES 100 kW, 150 kVAr (CL) and 100 kW, 100 kVAr (NCL)	With ES 10 kW, 15 kVAr (CL) and 10 kW, 10kVAr(NCL)	With ES 100 kW, 150 kVAr (CL) and 100 kW, 100 kVAr (NCL)
Voltage variation, %	50	2	2.1
Frequency variation, %	5	0.1	0.2

Conclusions. It has been shown in this paper and previous research that electric spring is an effective approach for dealing with the issue of power system instability associated to alternate sources driven grids. The employment of a fuzzy control technique by an electric spring to maintain line voltage, power the important load, and increase the device's power factor is shown in this paper. The proposed fuzzy control approach is frequently contrasted with the conventional controller. It has also been demonstrated that voltage regulation and power system enhancement can be handled by a different organization. It is possible to verify the proposed converter by simulating it in the hybrid system using MATLAB/Simulink. The results from the electric spring under various lodes circumstances effectively stabilise the voltage.

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

REFERENCES

1. Survilo J., Boreiko D., Zalitis I., Kozadajevs J. Primary use of renewable energy sources in electric power industry. *2017 5th IEEE Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE)*, 2017, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/AIEEE.2017.8270531>.
2. Chandwani A., Kothari A. Design, simulation and implementation of Maximum Power Point Tracking (MPPT) for solar based renewable systems. *2016 International Conference on Electrical Power and Energy Systems (ICEPES)*, 2016, pp. 539-544. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEPES.2016.7915987>.
3. Shuo Y., Tan S.-C., Lee C.K., Hui S.Y.R. Electric spring for power quality improvement. *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, pp. 2140-2147. doi: <https://doi.org/10.1109/APEC.2014.6803602>.
4. Pawar R., Gawande S.P., Kadwane S.G., Waghmare M.A., Nagpure R.N. Five-Level Diode Clamped Multilevel Inverter (DCMLI) Based Electric Spring for Smart Grid Applications. *Energy Procedia*, 2017, vol. 117, pp. 862-869. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2017.05.204>.
5. Meinhardt M., Mutschler P. Inverters without Transformer in Grid Connected Photovoltaic Applications. *European Electronics Conference 1995*, Sevilla, Spain, September 1995, pp. 86-91.
6. Chen X., Hou Y., Tan S.-C., Lee C.-K., Hui S.Y.R. Mitigating Voltage and Frequency Fluctuation in Microgrids Using Electric Springs. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2015, vol. 6, no. 2, pp. 508-515. doi: <https://doi.org/10.1109/TSG.2014.2374231>.
7. Tan S.-C., Lee C.K., Hui S.Y. General Steady-State Analysis and Control Principle of Electric Springs With Active and Reactive Power Compensations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 8, pp. 3958-3969. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2227823>.
8. Hui S.Y., Lee C.K., Wu F.F. Electric Springs – A New Smart Grid Technology. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2012, vol. 3, no. 3, pp. 1552-1561. doi: <https://doi.org/10.1109/TSG.2012.2200701>.
9. Ghosh A., Joshi A. A new approach to load balancing and power factor correction in power distribution system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2000, vol. 15, no. 1, pp. 417-422. doi: <https://doi.org/10.1109/61.847283>.
10. Soni J., Panda S.K. Electric Spring for Voltage and Power Stability and Power Factor Correction. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, vol. 53, no. 4, pp. 3871-3879. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2681971>.
11. Shuo Yan, Tan S.-C., Lee C.-K., Ron Hui S.Y. Reducing three-phase power imbalance with electric springs. *2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2014, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/PEDG.2014.6878700>.

12. Chaudhuri N.R., Lee C.K., Chaudhuri B., Hui S.Y.R. Dynamic Modeling of Electric Springs. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2014, vol. 5, no. 5, pp. 2450-2458. doi: <https://doi.org/10.1109/TSG.2014.2319858>.
13. Mok K.-T., Ho S.-S., Tan S.-C., Hui S.Y. A Comprehensive Analysis and Control Strategy for Nullifying Negative- and Zero-Sequence Currents in an Unbalanced Three-Phase Power System Using Electric Springs. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol. 32, no. 10, pp. 7635-7650. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2636226>.
14. Qingsong Wang, Ming Cheng, Chen Z., Zheng Wang. Steady-State Analysis of Electric Springs With a Novel δ Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, vol. 30, no. 12, pp. 7159-7169. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2391278>.
15. Yan S., Tan S.-C., Lee C.-K., Chaudhuri B., Hui S.Y.R. Electric Springs for Reducing Power Imbalance in Three-Phase Power Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, vol. 30, no. 7, pp. 3601-3609. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2350001>.
16. Krishnanand K.R., Hasani S.M.F., Soni J., Panda S.K. Neutral current mitigation using controlled electric springs connected to microgrids within built environment. *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 2947-2951. doi: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2014.6953799>.
17. Wang M.-H., Yang T.-B., Tan S.-C., Hui S.Y. Hybrid Electric Springs for Grid-Tied Power Control and Storage Reduction in AC Microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, vol. 34, no. 4, pp. 3214-3225. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2854569>.
18. Yang T., Liu T., Chen J., Yan S., Hui S.Y.R. Dynamic Modular Modeling of Smart Loads Associated With Electric Springs and Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 33, no. 12, pp. 10071-10085. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2794516>.
19. Chen J., Yan S., Yang T., Tan S.-C., Hui S.Y. Practical Evaluation of Droop and Consensus Control of Distributed Electric Springs for Both Voltage and Frequency Regulation in Microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, vol. 34, no. 7, pp. 6947-6959. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2874495>.
20. Ali Moussa M., Derrouazin A., Latroch M., Aillerie M. A hybrid renewable energy production system using a smart controller based on fuzzy logic. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 3, pp. 46-50. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.3.07>.
21. Gopal Reddy S., Ganapathy S., Manikandan M. Power quality improvement in distribution system based on dynamic voltage restorer using PI tuned fuzzy logic controller. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 1, pp. 44-50. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.1.06>.
22. Sadeghi H., Mohammadi H.R. An Improved Fuzzy Controlled Back-to-Back Electric Spring Using Hybrid Structure of ES-I and Shunt-APF to Improve Power Quality in Microgrids. *International Journal of Industrial Electronics, Control and Optimization*, 2022, vol. 5, no. 1, pp. 89-98. doi: <https://doi.org/10.22111/ijeco.2022.40259.1387>.
23. Priyanka G., Surya Kumari J., Lenine D., Srinivasa Varma P., Sneha Madhuri S., Chandu V. MATLAB-Simulink environment based power quality improvement in photovoltaic system using multilevel inverter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 2, pp. 43-48. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.2.07>.
24. Liang L., Hou Y., Hill D.J. An Interconnected Microgrids-Based Transactive Energy System With Multiple Electric Springs. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2020, vol. 11, no. 1, pp. 184-193. doi: <https://doi.org/10.1109/TSG.2019.2919758>.
25. Lee C.-K., Liu H., Tan S.-C., Chaudhuri B., Hui S.-Y.R. Electric Spring and Smart Load: Technology, System-Level Impact, and Opportunities. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, vol. 9, no. 6, pp. 6524-6544. doi: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2020.3004164>.

Received 01.09.2022

Accepted 15.12.2022

Published 01.07.2023

Atul Ikhe¹, PhD Scholar,

Yogesh Pahariya¹, PhD, Professor,

¹ Sandip University, Nashik, Maharashtra, 422213, India,

e-mail: atulikhel@gmail.com (Corresponding Author);

yogesh.pahariya@sandipuniversity.edu.in

How to cite this article:

Ikhe A., Pahariya Y. Voltage regulation using three phase electric spring by fuzzy logic controller. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 14-18. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.02>

Model reference adaptive system speed estimator based on type-1 and type-2 fuzzy logic sensorless control of electrical vehicle with electrical differential

Introduction. In this paper, a new approach for estimating the speed of in-wheel electric vehicles with two independent rear drives is presented. Currently, the variable-speed induction motor replaces the DC motor drive in a wide range of applications, including electric vehicles where quick dynamic response is required. This is now possible as a result of significant improvements in the dynamic performance of electrical drives brought about by technological advancements and development in the fields of power commutation devices, digital signal processing, and, more recently, intelligent control systems. The system's reliability and robustness are improved, and the cost, size, and upkeep requirements of the induction motor drive are reduced through control strategies without a speed sensor. Successful uses of the induction motor without a sensor have been made for medium- and high-speed operations. However, low speed instability and instability under various charge perturbation conditions continue to be serious issues in this field of study and have not yet been effectively resolved. Some application such as traction drives and cranes are required to maintain the desired level of torque down to low speed levels with uncertain load torque disturbance conditions. Speed and torque control is more important particularly in motor-in-wheel traction drive train configuration where vehicle wheel rim is directly connected to the motor shaft to control the speed and torque. **Novelty** of the proposed work is to improve the dynamic performance of conventional controller used of model reference adaptive system speed observer using both type-1 and type-2 fuzzy logic controllers. **Purpose.** In proposed scheme, the performance of the engine is being controlled, fuzzy logic controller is controlling the estimate rotor speed, and results are then compared using type-1 and type-2. **Method.** For a two-wheeled motorized electric vehicle, a high-performance sensorless wheel motor drive based on both type-2 and type-1 fuzzy logic controllers of the model reference adaptive control system is developed. **Results.** Proved that, using fuzzy logic type-2 controller the sensorless speed control of the electrical differential of electric vehicle EV observer, much better results are achieved. **Practical value.** The main possibility of realizing reliable and efficient electric propulsion systems based on intelligent observers (type-2 fuzzy logic) is demonstrated. The research methodology has been designed to facilitate the future experimental implementation on a digital signal processor. References 27, table 3, figures 16.

Key words: electrical vehicle, induction machines, model reference adaptive system, field oriented control, electric differential, fuzzy logic controller.

Вступ. У цій роботі представлений новий підхід до оцінки швидкості колісних електромобілів із двома незалежними задніми приводами. В даний час асинхронний двигун із регульованою швидкістю замінює двигун постійного струму в широкому діапазоні застосувань, включаючи електромобілі, де потрібний швидкий динамічний відгук. Тепер це можливо внаслідок значного покращення динамічних характеристик електроприводів, викликаного технологічними досягненнями та розробками в галузі пристроїв комутації потужності, цифрової обробки сигналів та останнім часом інтелектуальних систем управління. Надійність та стійкість системи підвищуються, а вартість, розмір та вимоги до обслуговування асинхронного двигуна знижуються завдяки стратегіям керування без датчика швидкості. Успішне використання асинхронного двигуна без датчика було виконано для роботи на середніх та високих швидкостях. Проте низькошвидкісна нестабільність і нестабільність за умов збурення заряду продовжують залишатися серйозними проблемами у цій галузі досліджень і досі не вирішені ефективно. У деяких застосуваннях, таких як тягові приводи та крани, потрібно підтримувати бажаний рівень крутного моменту аж до низьких рівнів швидкості з невизначеними умовами збурення крутного моменту навантаження. Контроль швидкості і крутного моменту більш важливий, особливо в конфігурації тягової трансмісії з двигуном в колесі, де обід колеса транспортного засобу безпосередньо з'єднаний з валом двигуна для управління швидкістю і крутним моментом. **Новизна** запропонованої роботи полягає у поліпшенні динамічних характеристик звичайного регулятора, що використовується в еталонній моделі спостерігача швидкості адаптивної системи з використанням регуляторів нечіткої логіки як першого, так і другого типу. **Мета.** У запропонованій схемі контролюються характеристики двигуна, нечіткий логічний контролер управляє оцінкою частотою обертання ротора, а потім порівнюються результати з використанням типу 1 і типу 2. **Метод.** Для двоколесного моторизованого електромобіля розроблено високопродуктивний бездатчиковий двигун-привід коліс на основі нечітких логічних контролерів як 2-го, так і 1-го типів еталонної системи адаптивного управління. **Результати.** Доведено, що з використанням регулятора нечіткої логіки 2-го типу для бездатчикового управління швидкістю EV-спостерігача електричного диференціала електромобіля досягаються значно кращі результати. **Практична цінність.** Показано принципіву можливість реалізації надійних та ефективних електрореактивних рухових установок на основі інтелектуальних спостерігачів (нечітка логіка 2-го типу). Розроблено методологію дослідження для полегшення майбутньої експериментальної реалізації на цифровому сигнальному процесорі. Бібл. 27, табл. 3, рис. 16.

Ключові слова: електромобіль, асинхронні машини, еталонна адаптивна система, полеорієнтоване керування, електричний диференціал, регулятор з нечіткою логікою.

Introduction. Type-2 fuzzy logic was presented in the mid-70s through the work of Zadeh [1] and later improved by several researchers, with emphasis on the work of Mizumoto and Tanaka [2], and Karnik and Mendel [3]. Type-2 fuzzy logic represents an extension of traditional fuzzy logic (usually called fuzzy logic type-1) or even a second approximation for addressing uncertainties inherent in the real world [4].

Type-2 has been fuzzy logic gaining more and more attention and recognition, especially in systems modeling. While type-1 fuzzy logic presupposes the need for exact knowledge of membership functions, in type-2 fuzzy systems this premise is conceptually questioned, giving rise to so-called type-2 fuzzy sets which, in general terms, offer the possibility of raising the logical and systematic

treatment ability for the low accuracy of the information [5]. In this sense, the following very typical situations can be highlighted that suggest the approach or modeling from type-2 fuzzy inference systems:

- identification of fuzzy models for behavior prediction, using noisy data or information;
- rules obtained through information generated by the human expert.

In this sense, type-2 fuzzy logic is effectively applied to the problems of identifying models or inference systems based on human information or that have this as a fundamental element of their construction.

Uncertainties are also present in the daily life of human beings, for example in decision-making, where

uncertain, imprecise, ambiguous or even contradictory terms can be evaluated to originate a decision. Electric vehicles (EVs) are an area where decision-making takes place at all times, in order to promote the movement of the vehicle in a safe, orderly and fast manner. Due to the use of electric motors and inverters in drive systems, electric cars offer many benefits over those powered by internal combustion engines, including quick torque response and independent control of each wheel [6, 7]. Although many control methods with similar benefits have been proposed, their controllers often depend on irrational variables like slip angle and vehicle velocity. Each wheel follows a different trajectory when passing in corners, resulting in a variable distance traveled. This is why differentials are used in automobile technology. The trajectory of the outer wheels also follows a circular arc with a larger radius than that of the inner wheel.

The power transferred to the driving wheels is then divided by the differential, causing the outer wheel to accelerate and the inner wheel to slow down. This suggests that it prevents slippage and improves vehicle handling [8, 9]. There are various benefits when comparing electric differential-based EVs to their conventional counterparts with a central motor. It is undeniable that putting the motors on the wheels substantially simplifies the mechanical design. The electric differential system will minimize the drive line components, improving overall efficiency and dependability [9, 10].

The goal of the paper is the study of Model Reference Adaptive System (MRAS) speed sensorless control is presented where the speed estimation of in-wheel EVs with 2 independent rear drive was chosen as a case study for the application of a type-2 fuzzy system. Also a comparative study between type-1 and type-2 fuzzy logic controllers (T1FLC, T2FLC) in term of robustness will be simulated and discussed.

Mathematical model of the EV. Dynamics analysis.

The vehicle's aerodynamics are taken into account by the control approach suggested in this study, which is not limited to induction motors. This concept is based on the physics and aerodynamics of moving objects. A vehicle's tractive force (F_{te}) is composed of its rolling friction force (F_{rr}), aerodynamic force (F_{ad}), lift force (F_{hc}), acceleration force (F_{la}) and angular acceleration force (F_{wa}):

$$F_{te} = F_{rr} + F_{ad} + F_{hc} + F_{la} + F_{wa}. \quad (1)$$

The force that propels the vehicle forward and is transmitted to the ground by the wheels is shown in Fig. 1.

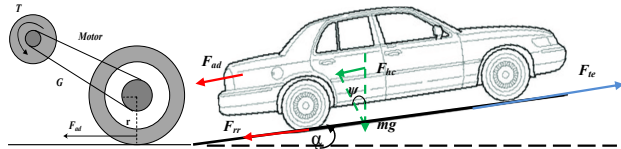


Fig. 1. Elementary forces acting in the EV

The force that will propel the vehicle will depend on the aerodynamic resistance of the vehicles, rolling, auxiliary components and vehicle acceleration if the speed is not constant:

$$F_{rr} = \mu_{rr} \cdot m \cdot g, \quad (2)$$

where F_{rr} is the rolling resistive force; μ_{rr} is the rolling resistance coefficient (depends on the tire type and tire pressure, typically on EVs it takes values of 0.005); m is the vehicle mass; g is the gravitational constant.

This resistance depends on the shape of the vehicle, and the way the air surrounds it:

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot C_d \cdot v^2, \quad (3)$$

where the aerodynamic force (F_{ad}) characterizes the aerodynamic resistance; ρ is the air density; A is the frontal area of the vehicle; v is the speed; C_d is the drag coefficient with values typically between 0.3 and 0.19 in a well designed vehicle.

Climb force F_{hc} represents the effort the vehicle makes when climbing a given slope:

$$F_{hc} = m \cdot g \cdot \sin \psi, \quad (4)$$

where ψ is the grade angle.

According to Newton's second law, the acceleration force is the force that will apply a linear acceleration to the vehicle:

$$F_{la} = m \cdot a, \quad (5)$$

where a is the vehicle acceleration.

For this sizing we need to know what engine torque T is needed to make the wheels rotate:

$$T = \frac{F_{te}}{G} \cdot r, \quad (6)$$

where r is the tire radius; F_{te} is the traction force; G is the gear ratio of the engine to the wheel shaft.

The equation in terms of F_{te} is given by:

$$F_{te} = \frac{G}{r} \cdot T. \quad (7)$$

The angular speed of the motor will be $\omega = a \cdot G / r$, $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$; and the angular acceleration respectively $\dot{\omega} = v \cdot G / r$, $\text{rad} \cdot \text{s}^{-2}$; [11, 12].

The torque for this angular acceleration is $T = a \cdot J \cdot G / r$, where J is the rotor moment of inertia of the motor. The force the wheels need to reach the angular acceleration and determined by:

$$F_{wa} = \frac{G}{r} \cdot J \cdot G \cdot \frac{a}{r} = \frac{G^2}{r^2} \cdot J \cdot a. \quad (8)$$

Since mechanical systems are not 100 % efficient, we still have to consider the efficiency of the system ρ_g :

$$F_{wa} = \frac{G^2}{r^2} \cdot J \cdot a = \frac{G^2}{r^2 \cdot \rho_g} \cdot J \cdot a. \quad (9)$$

And finally, the power required to move a vehicle at a speed v must compensate for the opposing forces:

$$P_{te} = v F_{te} = v (F_{rr} + F_{ad} + F_{hc} + F_{la} + F_{wa}), \quad (10)$$

where v is the vehicle speed; P_{te} is the vehicle driving power.

Induction motor model and control structure. In this section, the vector technique for induction motor modeling is used, which is important for the study of field oriented control [1, 4]. A system of complex orthogonal axes d and q is defined to represent the three-phase machine. With regard to the flux-current relationship, the dq model can be interpreted as being a two-phase machine with 2 solid and orthogonal magnetic axes d and q [13].

The equations describing the dynamics of the induction motor are:

$$\begin{cases} \bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + j \sigma L_s \omega_s \bar{i}_s + j \frac{M}{L_r} \omega_r, \\ 0 = \frac{1}{\tau_r} \bar{\varphi}_r - \frac{M}{\tau_r} \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + j \omega_r \bar{\varphi}_r, \end{cases} \quad (11)$$

where ω_r is the induced rotor current frequency; ω_s is the stator current frequency; j is the inertia; R_s and R_r are the stator and rotor resistances; L_s and L_r are the stator and

rotor inductances; τ_r is the rotor time constant; σ is the leakage flux total coefficient; M is the mutual inductance; ω is mechanical rotor frequency; φ_s and φ_r are the stator and rotor fluxes; i_s and u_s are the rotor current and voltage.

The mechanical equation is written as follows:

$$\Gamma_e - \Gamma_l = j \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega, \quad (12)$$

where Γ_e is the induced electromagnetic torque; Γ_l is the load torque; f is the coefficient of viscous; Ω is the rotor speed.

The electromagnetic torque is:

$$\Gamma_e = \frac{p \cdot M}{L_r} (I_{sq} \cdot \varphi_{rd} - I_{sd} \cdot \varphi_{rq}), \quad (13)$$

where p is the number of poles pairs.

The observation of stator currents from a fixed reference to a reference flux is what vector modeling in practice aims to achieve. As a result, when a new coordinate system is defined with the direct reference axis, d , or real axis (Re), coincident with the rotor flux vector (φ_r), the component of the rotor flux vector on the quadrature axis, q , or imaginary axis (Im), is eliminated, that is:

$$\varphi_{rq} = 0. \quad (14)$$

The torque determined by (13) can be represented using (14), as follows:

$$T_e = k_c \cdot I_{sq} \cdot \phi_r, \quad (15)$$

where I_{sd} component represents the direct flux; I_{sq} represents the torque control variation, with $k_c = p \cdot M / L_r$.

Speed observer based on MRAS. In the MRAS techniques, rotor speed can be estimated by using 2 estimators (one reference and one adaptive), which estimate the rotor flux components to subsequently use the difference between these estimates to control the speed of the rotor model speed adaptive to the current speed. The MRAS basic setup is shown in (Fig. 2) [14-16].

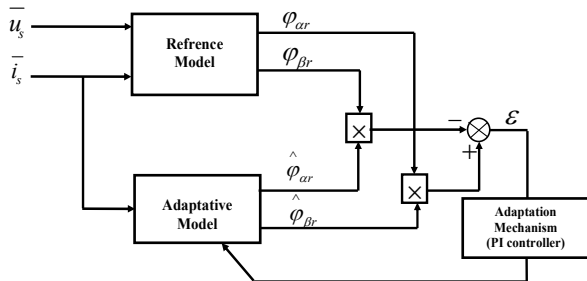


Fig. 2. Induction motor speed estimation using MRAS

The model in the stator reference frame is expressed as:

$$\begin{cases} \bar{u}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt}; \\ 0 = \frac{1}{\tau_r} \cdot \bar{\varphi}_r - \frac{M}{\tau_r} \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + j \cdot p \cdot \Omega \cdot \bar{\varphi}_r. \end{cases} \quad (16)$$

In the stationary frame (α, β), the time derived from the rotor flux vector is calculated by the MRAS speed observer using 2 independent equations obtained from (4). In [17] are provided these equations which are generally defined as follows:

- the voltage model (reference model):

$$\bar{\varphi}_r = \frac{L_r}{M} \cdot \int (\bar{u}_s - R_s \cdot \bar{i}_s) dt - \frac{L_r}{M} \cdot \sigma \cdot L_s \cdot \bar{i}_s; \quad (17)$$

- the current model (adaptive model):

$$\bar{\varphi}_r = \int \left[\left(-\frac{1}{\tau_r} + j \cdot p \cdot \Omega \right) \bar{\varphi}_r + \frac{M}{\tau_r} \cdot \bar{i}_s \right] dt. \quad (18)$$

Equation (18) can be expressed in an estimated form for the same input:

$$\hat{\varphi}_r = \int \left(\frac{M}{\tau_r} \cdot \bar{i}_s - \left(\frac{1}{\tau_r} - j \cdot p \cdot \hat{\Omega} \right) \hat{\varphi}_r \right) dt. \quad (19)$$

The estimation error of the rotor flux is expressed by:

$$\bar{e}_\varphi = \bar{\varphi}_r - \hat{\varphi}_r. \quad (20)$$

By subtracting (18) and (19), the dynamic equation of the estimation error is obtained:

$$\dot{\bar{e}}_\varphi = - \left(\frac{1}{\tau_r} - j \cdot p \cdot \Omega \right) \cdot \bar{e}_\varphi + j \cdot p \cdot (\Omega - \hat{\Omega}) \cdot \hat{\varphi}_r. \quad (21)$$

In order to ensure stability of (18); the error (\bar{e}_φ) must necessarily this converged to zero [16].

Equation (21) can be rewritten as:

$$\dot{\bar{e}}_k = A \cdot \bar{e}_\varphi - W. \quad (22)$$

To return to ensuring the global stability of the MRAS observer and make the system hyper-stable, we will apply the Lyapunov's stability theorem, where a positive definite function V is chosen such that its derivative is negative semi definite. The proposed function is described in (23). The derivative of this function is shown in (24):

$$V = \bar{e}_\varphi^T \bar{e}_\varphi > 0; \quad (23)$$

$$\dot{V} = \dot{\bar{e}}_\varphi^T \bar{e}_\varphi + \bar{e}_\varphi^T \dot{\bar{e}}_\varphi = \bar{e}_\varphi^T (A^T + A) \bar{e}_\varphi = -\frac{2}{\tau_r} \bar{e}_\varphi^T \bar{e}_\varphi. \quad (24)$$

The function (24) is negative definite. Inferring the adaptation law from Popov's criterion thus:

$$\int_0^t \bar{e}_\varphi^T W d\tau = \int_0^t (P \Delta \Omega [e_{\varphi\alpha} \ e_{\varphi\beta}] J \hat{\varphi}_r) d\tau \geq -\delta_0^2. \quad (25)$$

Using the same theorem previously mentioned, assuming that the speed varies slowly, we have:

$$\hat{\Omega} = \delta_0 P \int [e_{\varphi\alpha} \ e_{\varphi\beta}] J \hat{\varphi}_r dt = \delta_0 P \int (e_{\varphi\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha} - e_{\varphi\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta}) dt. \quad (26)$$

There is an incorporated open-loop in the adaption law (offset problem). A low pass filter was recommended in [18] to improve the estimation response.

Equation (26) becomes:

$$\hat{\Omega} = k_p (\bar{\varphi}_r \otimes \hat{\varphi}_r) + k_i \int (\bar{\varphi}_r \otimes \hat{\varphi}_r) dt. \quad (27)$$

The classic MRAS observer's poor estimating at low speeds and rotor resistance variation sensitivity is its primary issues. A reviewer provided a number of solutions to this problem. As functional candidates, where an online rotor time constant estimation using the MRAS approach is described in [19-21]. Where the following adaption law gives the estimated value of the inverse rotor time constant ($1/\hat{\tau}_r$):

$$\begin{aligned} 1/\hat{\tau}_r = & K_p (e_{\varphi\alpha} (MI_{s\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}) + e_{\varphi\beta} (MI_{s\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta})) + \\ & + K_i \int (e_{\varphi\alpha} (MI_{s\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}) + e_{\varphi\beta} (MI_{s\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta})) dt. \end{aligned} \quad (28)$$

Design of type-2 fuzzy logic controller. The dynamic model of the asynchronous machine is non-linear and strongly coupled, in addition the vehicle dynamics. The use of PI controllers is not suitable for this application; we chose to use fuzzy logic [19-21]. Solutions that are adequate can be found using the T2FLC approach. In this context, we suggest using the T2FLC algorithm to estimate rotor speed in place of the conventional PI of the adaptation mechanism. The rotor flow static and dynamic faults indicated above in (20) serve as the proposed algorithm's inputs and may be expressed as follows [21, 22]:

$$\Delta e_{\varphi}(k) = e_{\varphi}(k) - e_{\varphi}(k-1). \quad (29)$$

The following is how the 3 quantities e_{φ} , Δe_{φ} (inputs), $\Delta \hat{\Omega}$ (output) are standardised:

$$e_{\varphi} = G_{e_{\varphi}} e_{\varphi}; \quad \Delta e_{\varphi} = G_{\Delta e_{\varphi}} \Delta e_{\varphi}; \quad \Delta \Omega = G_u \Delta \Omega. \quad (30)$$

The value of the estimated speed is obtained after a discrete integration is performed. Figure 3 shows the structure of the T2FLC created.

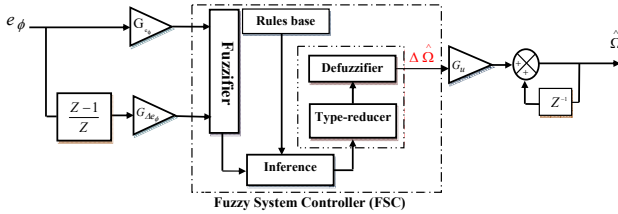


Fig. 3. Proposed type-2 fuzzy logic controllers

The estimated speed constant's expression is as follows:

$$\hat{\Omega}(k) = \hat{\Omega}(k-1) + G_u \Delta \hat{\Omega}(k). \quad (31)$$

The error and variation flux type-2 membership functions are given on the interval $[-1, 1]$ and are similarly determined with Gaussian forms (Fig. 4,a). The type-2 fuzzy membership functions of the variation are chosen with intervals form on the interval $[-1.5, 1.5]$ (Fig. 4,b).

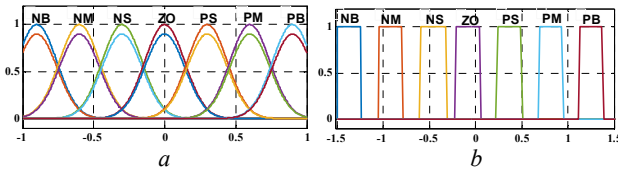


Fig. 4. Fuzzy type-2 membership functions to represent: a – error and variation flux; b – estimated speed

Implementation of the electric differential. Figure 5 shows the implemented system (composed of electrical and mechanical parts) in the MATLAB/Simulink environment.

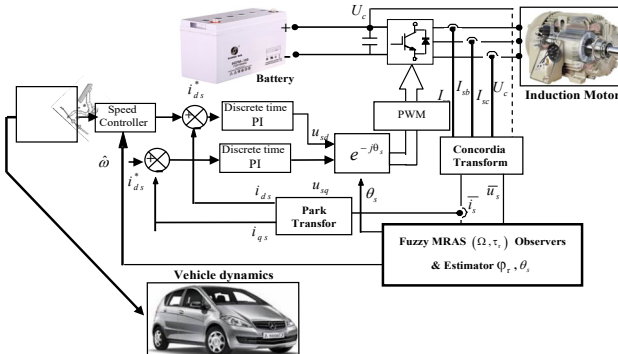


Fig. 5. Basic indirect field oriented control (IFOC) for sensorless IM drives

It should be noted that the 2 inverters share the same DC bus, whose voltage is intended to be steady. In this paper, regenerative braking is not considered. The control system principle could be summarized in 2 principal points:

- 1) each motor's torque is controlled by a speed network control;
- 2) speed difference feedback is used to regulate the speed of each rear wheel.

Due to the fact that 2 different motors directly drive the 2 rear wheels, during steering maneuvers, the outer wheel's speed must be higher than the inner wheel's speed (and vice-versa). If the steering wheel's angular speed is sensed by the speed estimator, this condition can be easily met [23-25]. The command for the accelerator

pedal then set the common reference speed. The actual reference speeds for the left and right drives are then acquired by modifying the common reference speed using the type-2 fuzzy logic speed estimator's output signal.

The speed of the left wheel of the vehicle rises as it makes a right turn, while the speed of the right wheel stays at the standard reference speed (ω_{ref}). The speed of the right wheel rises when turning to the left, while the speed of the left wheel stays constant at the usual reference speed (ω_{ref}).

The vehicle system model may often be analyzed using a driving trajectory. We used the Ackermann-Jeantaud steering model since it is often used as a driving trajectory. Ackermann steering geometry is a geometric configuration of the steering system's linkages that was created to address the issue of wheels on the inside and outside of bends needing to draw circles with differing radii. Modern vehicles do not employ pure Ackermann-Jeantaud steering, in part because it overlooks significant and compliant effects, although the principle is sound for low-speed maneuvers [26, 27] (Fig. 6).

The following characteristic can be calculated from this model:

$$R = L / \tan \delta, \quad (32)$$

where R is the turn radius; δ is the steering angle; L is the wheel base.

Therefore, the linear speed of each wheel drive is:

$$\begin{cases} V_1 = \omega_v (R - d/2); \\ V_2 = \omega_v (R + d/2), \end{cases} \quad (33)$$

where d is the track width and their angular speed by:

$$\begin{cases} \hat{\omega}_1 = \frac{L - (d/2) \tan \delta}{L} \omega_v; \\ \hat{\omega}_2 = \frac{L + (d/2) \tan \delta}{L} \omega_v, \end{cases} \quad (34)$$

where ω_v represents the vehicle's angular speed from the turn's center. Therefore, the difference in wheel drive angular speeds is:

$$\Delta \omega = \hat{\omega}_1 - \hat{\omega}_2 = \frac{-d \tan \delta}{L} \omega_v, \quad (35)$$

and the direction of the trajectory is indicated by the steering angle:

$$\begin{aligned} \delta > 0 &\Rightarrow \text{turn left;} \\ \delta = 0 &\Rightarrow \text{straight ahead;} \\ \delta < 0 &\Rightarrow \text{turn right.} \end{aligned} \quad (36)$$

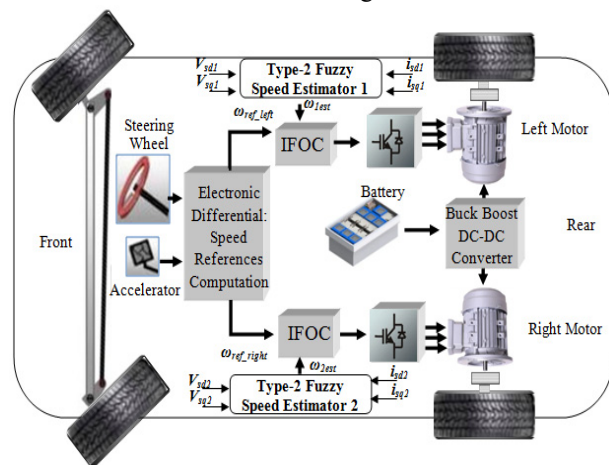


Fig. 6. Schematic for the EV propulsion and control systems

Figure 7 displays the block diagram of the electric differential system employed in simulations that correspond with the equation mentioned above, where $K_1 = 0,5$ and $K_2 = -0,5$.

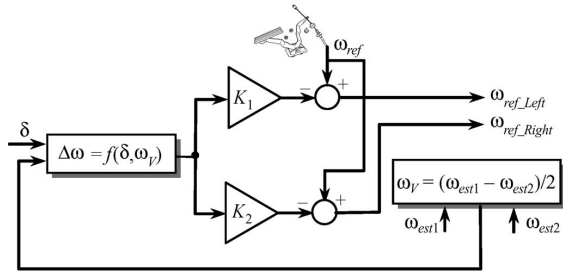


Fig. 7. Block diagram of the electric differential system

The performance of fitness function. The performance of the system is frequently used the IAE (Integral Absolute Error), ITAE (Integral of Time multiplied by Absolute Error), ISE (Integral Squared Error) and ITSE (Integral Time Squared Error) criteria [27]:

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt ; \quad (37)$$

$$ITAE = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt ; \quad (38)$$

$$ISE = \int_0^{\infty} \{e(t)\}^2 dt ; \quad (39)$$

$$ITSE = \int_0^{\infty} t \{e(t)\}^2 dt . \quad (40)$$

Simulation and analysis. The test cycle is the urban ECE-15 cycle (Fig. 8). The speed of the vehicle is displayed as a function of time in a driving cycle, which is a collection of data points. It is used to evaluate how well EVs function in urban environments and is distinguished by a modest vehicle speed (50 km/h at most). The first illustration of the electric differential performances is in Fig. 9, which displays the driving speed of each wheel during steering for $0 < t < 1180$ s. The complicated sequence of accelerations, decelerations, and multiple pauses required by the urban ECE-15 cycle clearly demonstrate how well the electric differential functions.

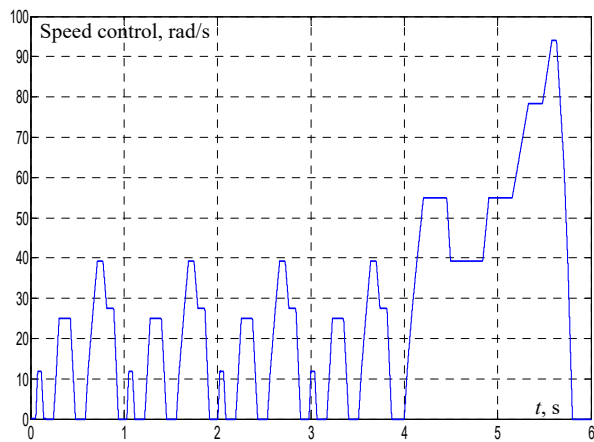


Fig. 8. European urban driving schedule ECE-15

The flux (ϕ) and the developed torque in each wheel drive of the induction motor (left and right) are shown in Fig. 10, 11, respectively, along with variations in the location of

the accelerator pedal (Fig. 12) and a variable road profile (rising and descending parts). It should be noted that the variations in flux and torque are as large as variations in the accelerator pedal and the road profile.

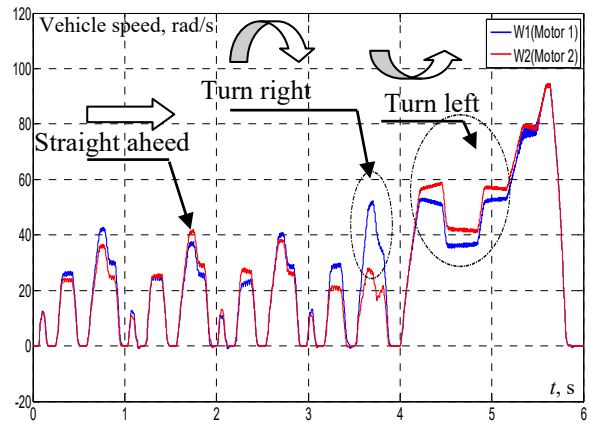


Fig. 9. Vehicle wheels speed

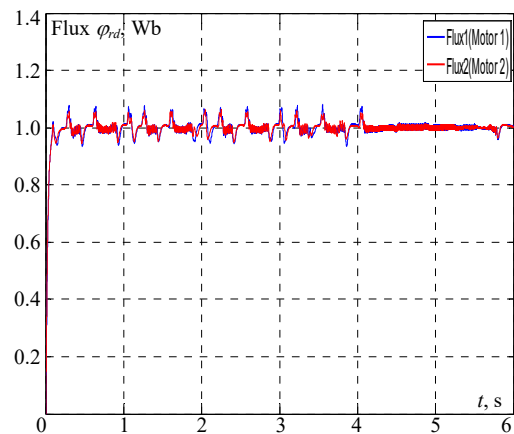


Fig. 10. Flux ϕ_d

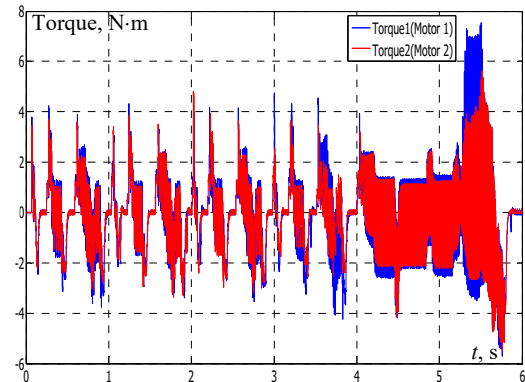


Fig. 11. Torque motors

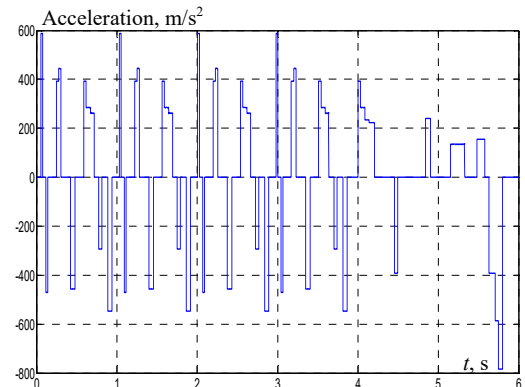


Fig. 12. Acceleration pedal position

Comparative study between T2FLC and T1FLC controllers. A comparison between the simulation results achieved at low-speed zones by T2FLC and T1FLC controllers was done in order to verify the performances of the new control structure employing T2FLC. As illustrated in Fig. 13,*a*, the membership functions of the flux error and its variation are defined on the interval $[-1, 1]$ and are identical in form. In Fig. 13,*b*, the singleton forms over the interval $[-2.5, 2.5]$ are used for the membership functions for the variation in estimated speed.

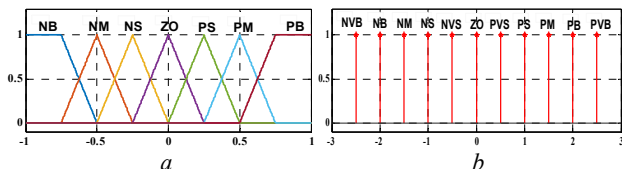


Fig. 13. Fuzzy type-1 membership functions to represent: *a* – error and variation flux; *b* – estimated speed

The results provided in Fig. 14 demonstrate the benefit of the suggested observer, the MRAS T2FLC, over the MRAS T1FLC, which shows the measured speed and the estimated value for the different speed as shown in Fig. 15. These figures clearly demonstrate that the estimated speed for this applied profile accurately tracks the measured value even at zero speed. The estimation error between the MRAS T2FLC and MRAS T1FLC is also shown in Fig. 16, and it is immediately apparent that the T2FLC error is significantly smaller than the T1FLC error. It is obvious that the T2FLC controller outperforms its T1FLC predecessor.

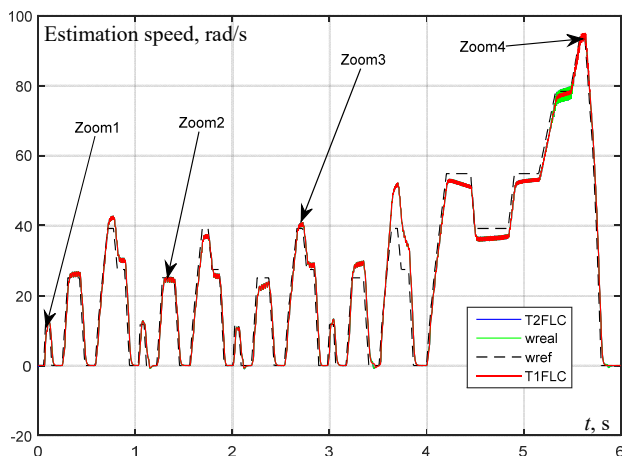


Fig. 14. Estimated and measured vehicle speed

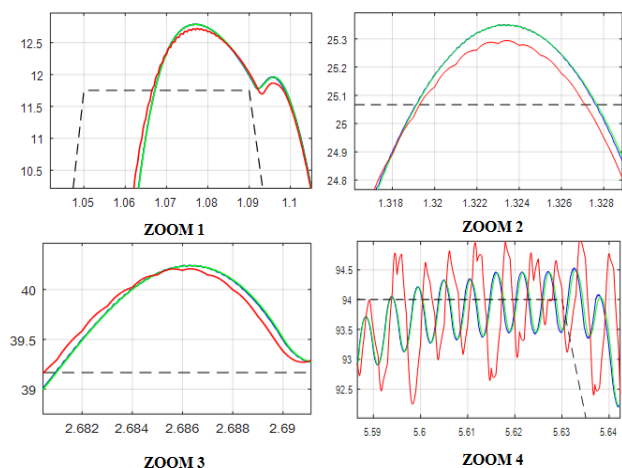


Fig. 15. Zoom of the estimated and measured vehicle speed

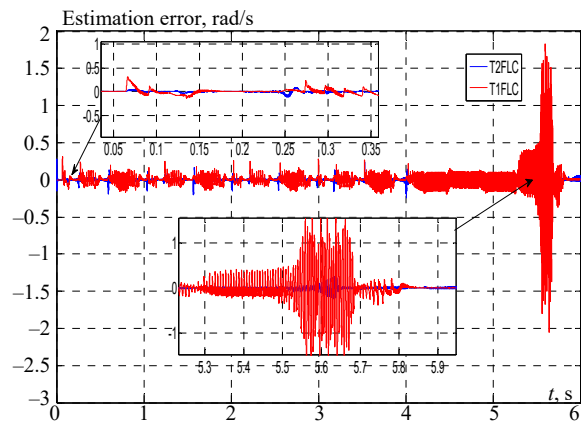


Fig. 16. Speed estimation error

Tables 1, 2 contain comparisons of the results for the various controllers for each of the errors. Our results indicate that the T2FLC technique has better performance than T1FLC controller.

The data of the induction motors are given in Table 3.

Table 1
Performances comparison the first induction motor

Controllers IM1	IAE	ISE	ITAE	ITSE
T1FLC	0.1215	0.0165	0.2995	0.0660
T2FLC	0.0316	0.0014	0.0702	0.0030

Table 2
Performances comparison of the second induction motor

Controllers IM2	IAE	ISE	ITAE	ITSE
T1FLC	0.1160	0.0142	0.2866	0.0552
T2FLC	0.0358	0.0019	0.0846	0.0047

Table 3
Parameters of the induction motor

Rate power P , kW	1.5
Rated stator resistance R_s , Ω	5.72
Rated rotor resistance R_r , Ω	4.2
Rated stator inductance L_s , H	0.462
Rated rotor inductance L_r , H	0.462
Mutual inductance M , H	0.4402
Pole pairs p	2
Inertia J , $\text{kg}\cdot\text{m}^2$	0.0049
Friction coefficient f_r , $\text{kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$	0

Conclusions. In this paper, we introduce a sensorless model reference adaptive system type-2 fuzzy logic controller and observer for electric vehicle electrical differential control. By comparing the results of type-1 and type-2 fuzzy models, it was possible to identify that the type-2 fuzzy model was the best proposal to reproduce the decision making and in the sensorless control of the electrical differential of electric vehicle, especially when driving at high speeds. Also this comparison makes it evident that the model reference adaptive system type-2 fuzzy logic controller approach is effective. The outstanding performance of the induction motor control is revealed and shown by these data.

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

REFERENCES

- Zadeh L.A. Fuzzy sets. *Information and Control*, 1965, vol. 8, no. 3, pp. 338-353. doi: [https://doi.org/10.1016/S0019-9958\(65\)90241-X](https://doi.org/10.1016/S0019-9958(65)90241-X).
- Mizumoto M., Tanaka K. Some properties of fuzzy sets of type 2. *Information and Control*, 1976, vol. 31, no. 4, pp. 312-340. doi: [https://doi.org/10.1016/S0019-9958\(76\)80011-3](https://doi.org/10.1016/S0019-9958(76)80011-3).

3. Karnik N.N., Mendel J.M. Applications of type-2 fuzzy logic systems: handling the uncertainty associated with surveys. *FUZZ-IEEE'99. 1999 IEEE International Fuzzy Systems. Conference Proceedings (Cat. No.99CH36315)*, 1999, vol. 3, pp. 1546-1551. doi: <https://doi.org/10.1109/FUZZY.1999.790134>.
4. Mousavi S.M. A new interval-valued hesitant fuzzy pairwise comparison–compromise solution methodology: an application to cross-docking location planning. *Neural Computing and Applications*, 2019, vol. 31, no. 9, pp. 5159-5173. doi: <https://doi.org/10.1007/s00521-018-3355-y>.
5. Tsang Y.P., Wong W.C., Huang G.Q., Wu C.H., Kuo Y.H., Choy K.L. A Fuzzy-Based Product Life Cycle Prediction for Sustainable Development in the Electric Vehicle Industry. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 15, art. no. 3918. doi: <https://doi.org/10.3390/en13153918>.
6. Seth A.K., Singh M. Unified adaptive neuro-fuzzy inference system control for OFF board electric vehicle charger. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2021, vol. 130, art. no. 106896. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.106896>.
7. Williamson S.S., Rathore A.K., Musavi F. Industrial Electronics for Electric Transportation: Current State-of-the-Art and Future Challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, vol. 62, no. 5, pp. 3021-3032. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2409052>.
8. Haddoun A., Benbouzid M.E.H., Diallo D., Abdessemed R., Ghouili J., Srairi K. Modeling, Analysis, and Neural Network Control of an EV Electrical Differential. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, vol. 55, no. 6, pp. 2286-2294. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.918392>.
9. Yang J., Zhang T., Zhang H., Hong J., Meng Z. Research on the Starting Acceleration Characteristics of a New Mechanical–Electric–Hydraulic Power Coupling Electric Vehicle. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 23, art. no. 6279. doi: <https://doi.org/10.3390/en13236279>.
10. Tao Guilin, Ma Zhiyun, Zhou Libing, Li Langru. A novel driving and control system for direct-wheel-driven electric vehicle. *2004 12th Symposium on Electromagnetic Launch Technology*, 2004, pp. 514-517. doi: <https://doi.org/10.1109/ELT.2004.1398134>.
11. Ju-Sang Lee, Young-Jae Ryoo, Young-Cheol Lim, Freere P., Tae-Gon Kim, Seok-Jun Son, Eui-Sun Kim. A neural network model of electric differential system for electric vehicle. *2000 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2000. 2000 IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. 21st Century Technologies and Industrial Opportunities (Cat. No.00CH37141)*, vol. 1, pp. 83-88. doi: <https://doi.org/10.1109/IECON.2000.973130>.
12. Han-Xiong Li, Gatland H.B. A new methodology for designing a fuzzy logic controller. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 1995, vol. 25, no. 3, pp. 505-512. doi: <https://doi.org/10.1109/21.364863>.
13. Guezi A., Bendaikha A., Dendouga A. Direct torque control based on second order sliding mode controller for three-level inverter-fed permanent magnet synchronous motor: comparative study. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 10-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.02>.
14. Chekroun S., Abdelhadi B., Benoudjit A. Design optimization of induction motor using hybrid genetic algorithm «a critical analyze». *Advances in Modelling and Analysis C*, 2016, vol. 71, no. 1, pp. 1-23.
15. Naït-Saïd M.-S., Tadjine M., Drid S. Robust backstepping vector control for the doubly fed induction motor. *IET Control Theory & Applications*, 2007, vol. 1, no. 4, pp. 861-868. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-cta:20060053>.
16. Young Ahn Kwon, Dae Won Jin. A novel MRAS based speed sensorless control of induction motor. *IECON'99. Conference Proceedings. 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.99CH37029)*, 1999, vol. 2, pp. 933-938. doi: <https://doi.org/10.1109/IECON.1999.816537>.
17. Khemis A., Benlaloui I., Drid S., Chrifi-Alaoui L., Khamari D., Menacer A. High-efficiency induction motor drives using type-2 fuzzy logic. *The European Physical Journal Plus*, 2018, vol. 133, no. 3, art. no. 86. doi: <https://doi.org/10.1140/epjp/i2018-11903-6>.
18. Benlaloui I., Drid S., Chrifi-Alaoui L., Ouriagli M. Implementation of a New MRAS Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2015, vol. 30, no. 2, pp. 588-595. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2014.2366473>.
19. Zaky M.S., Khater M.M., Shokralla S.S., Yasin H.A. Wide-Speed-Range Estimation With Online Parameter Identification Schemes of Sensorless Induction Motor Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, vol. 56, no. 5, pp. 1699-1707. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.2009519>.
20. Vasic V., Vukosavic S. PES News. *IEEE Power Engineering Review*, 2001, vol. 21, no. 11, pp. 16-17. doi: <https://doi.org/10.1109/39.961999>.
21. Miloud Y., Draou A. Fuzzy logic based rotor resistance estimator of an indirect vector controlled induction motor drive. *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, vol. 2, pp. 961-966. doi: <https://doi.org/10.1109/IECON.2002.1185402>.
22. 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>.
23. Bordons C., Ridao M.A., Perez A., Arce A., Marcos D. Model Predictive Control for power management in hybrid fuel cell vehicles. *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2010, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/VPPC.2010.5729119>.
24. Vaez S., John V.I., Rahman M.A. Energy saving vector control strategies for electric vehicle motor drives. *Proceedings of Power Conversion Conference - PCC '97*, vol. 1, pp. 13-18. doi: <https://doi.org/10.1109/PCCON.1997.645578>.
25. Takeda K., Takahashi C., Arita H., Kusumi N., Amano M., Emori A. Design of hybrid energy storage system using dual batteries for renewable applications. *2014 IEEE PES General Meeting | Conference & Exposition*, 2014, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/PESGM.2014.6938860>.
26. Colyer R.E., Economou J.T. Comparison of steering geometries for multi-wheeled vehicles by modelling and simulation. *Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.98CH36171)*, 1998, vol. 3, pp. 3131-3133. doi: <https://doi.org/10.1109/CDC.1998.757992>.
27. Xia X., Xing Y., Wei B., Zhang Y., Li X., Deng X., Gui L. A fitness-based multi-role particle swarm optimization. *Swarm and Evolutionary Computation*, 2019, vol. 44, pp. 349-364. doi: <https://doi.org/10.1016/j.swevo.2018.04.006>.

Received 11.09.2022

Accepted 25.12.2022

Published 01.07.2023

Abderrahmane Khemis^{1,2}, Doctor of Technical Science, Associate Professor,
Tarek Boutabba^{1,2}, Doctor of Technical Science, Associate Professor,
Said Drid^{2,3}, PhD, Professor,

¹ University of Khenchela,

El-Hamma, BP 1252 Road of Batna, Khenchela, 40004, Algeria, e-mail: khemis05@yahoo.fr; boutabba_tarek@yahoo.fr;

² LSPIE Laboratory, University of Batna 2,

53, Constantine road, Fésdis, Batna, 05078, Algeria.

³ Higher National School of Renewable Energy, Environment and Sustainable Development,

Batna, Constantine road, Fesdis, Batna, 05078, Algeria,

e-mail: s.drid@hns-re2sd.dz (Corresponding Author)

How to cite this article:

Khemis A., Boutabba T., Drid S. Model reference adaptive system speed estimator based on type-1 and type-2 fuzzy logic sensorless control of electrical vehicle with electrical differential. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 19-25. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.03>

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

Optimization of spatial arrangement of magnetic field sensors of closed loop system of overhead power lines magnetic field active silencing

Aim. Development of a method for optimization of spatial arrangement and angular position of magnetic field sensors of a closed system to ensure maximum efficiency of active silencing canceling of the magnetic field generated by overhead power lines. **Methodology.** Spatial arrangement and angular position of magnetic field sensors of closed loop system of overhead power lines magnetic field active silencing determined based on binary preference relations of local objective for multi-objective minimax optimization problem, in which the vector objective function calculated based on Biot–Savart law. The solution of this vector minimax optimization problem calculated based on nonlinear Archimedes algorithm of multi-swarm multi-agent optimization. **Results.** Results of simulation and experimental research of optimal spatial arrangement and angular position of magnetic field sensors of a closed system to ensure maximum efficiency of active silencing of the magnetic field generated by overhead power lines with a barrel-type arrangement of wires. **Originality.** The method for optimization of spatial arrangement and angular position of magnetic field sensors of a closed system to ensure maximum efficiency of active shielding of the magnetic field generated by overhead power lines is developed. **Practical value.** An important practical problem optimization of spatial arrangement and angular position of magnetic field sensors of a closed system to ensure maximum efficiency of active silencing of the magnetic field generated by overhead power lines has been solved. References 53, figures 10.

Key words: overhead power transmission line, magnetic field, system of active silencing, spatial arrangement and angular position of magnetic field sensors, multi-objective parametric optimization, computer simulation, experimental research.

Мета. Розробка методу оптимізації просторового розташування та кутового положення датчиків магнітного поля замкнутої системи для забезпечення максимальної ефективності активного екранування магнітного поля, яке створюється повітряними лініями електропередачі. **Методологія.** Просторове розташування та кутове положення датчиків магнітного поля для замкнутої системи активного подавлення магнітного поля, яке створюється повітряними лініями електропередачі, визначене на основі бінарних відношень переваги локальної цілі для багатокритерійної задачі мінімаксної оптимізації, в якій векторна цільова функція розрахована на основі закону Біо-Савара. Рішення цієї задачі векторної мінімаксної оптимізації обчислюється на основі нелінійного алгоритму Архімеда мульти-ройної багатоагентної оптимізації. **Результати.** Результати моделювання та експериментальних досліджень оптимального просторового розташування та кутового положення датчиків магнітного поля замкнутої системи для забезпечення максимальної ефективності активного екранування магнітного поля, яке створюється повітряними лініями електропередачі з бочкоподібним розташуванням проводів. **Оригінальність.** Розроблено метод оптимізації просторового розташування та кутового положення датчиків магнітного поля замкнутої системи для забезпечення максимальної ефективності активного екранування магнітного поля, яке створюється повітряними лініями електропередачі. **Практична цінність.** Вирішено важливу практичну задачу проектування оптимального просторового розташування та кутового положення датчиків магнітного поля замкнутої системи для забезпечення максимальної ефективності активного екранування магнітного поля, яке створюється повітряними лініями електропередачі. Бібл. 53, рис. 10.

Ключові слова: повітряна лінія електропередачі, магнітне поле, система активного екранування, просторове розташування та кутове положення датчиків магнітного поля, багатокритерійна параметрична оптимізація, комп'ютерне моделювання, експериментальні дослідження.

Introduction. Electricity has given humanity many benefits. However, as is often the case, the same electricity has created certain problems for humanity. One of such problem is the power frequency magnetic field generated by overhead power lines (MF). Many of overhead power lines often pass in the residential areas and generated a magnetic field, the level of which often exceeds the safe level for the population with an induction of 0.5 μT adopted in Europe, that poses a threat to public health [1-3]. World Health Organization carries out the ongoing global programs connected with climate change, ionizing radiation, chemical safety, etc. The small number of these programs emphasizes the importance of the issues involved. The effect of the electromagnetic field on the population is one of such issues, and it is studied within the framework «The International EMF Project». Research results confirm the high risk of power frequency (50-60 Hz) MF for human health. This leads to modern world trends on stricter sanitary standards on reference levels of power frequency magnetic field.

Currently, strict sanitary standards for the magnetic field induction 0.5 μT have been introduced into the regulatory documents of the Ministry of Energy of Ukraine. However, in Ukraine these norms are universally exceeded, which poses a threat to the health of millions of people living closer than 100 m from overhead power lines.

Anatolii Pidhornyi Institute of Mechanical Engineering Problems of the National Academy of Sciences of Ukraine carried out experimental research of magnetic field generated by high-voltage transmission lines 10-330 kV [4-7]. It is shown, that their magnetic field are 3-5 times higher than the standard level at the border of sanitary zones previously formed in the electric field. This situation requires urgent measures to reduce by 3-5 times the magnetic field of the existing power lines within the cities of Ukraine.

A similar situation is typical for most industrialized countries of the world [8-11]; however, in these countries, normalization technologies of magnetic field of existing power transmission lines have already been created and are widely used [12-16]. The most effective technology is the reconstruction of power transmission lines by removing it to a safe distance from residential buildings, or replacing an overhead transmission line with a cable line. However, such a reconstruction requires huge material resources. Therefore, less expensive methods of canceling the magnetic field of existing power transmission lines are more acceptable for Ukraine, of which the methods of active contour silencing of the magnetic field provide the necessary efficiency.

The technology of active contour silencing of magnetic field of existing power transmission lines has been developed and used in developed countries of the

world for more than 10 years, for example, in the USA and Israel [17-23]. In Ukraine, at present, both such technology and the scientific foundations of its creation are absent.

The method is implemented using a system of active silencing. System of active silencing consists of silencing coils, with the help of which a silencing magnetic field is formed. The currents in canceling windings automatically generated by a certain algorithm as a function of the signal from the magnetic field sensors installed in the protection zone. For the power supply, the system of active silencing contains a current source that receives energy from an external source.

In the system of active silencing, a different number of canceling windings used, determined by the spatio-temporal characteristic of the initial magnetic field, the geometric dimensions of the silencing space and the required level of the resulting magnetic field in the silencing space. The most common transmission lines in Ukraine, passing near residential and public areas, are double-circuit power lines with a suspension of wires of the «barrel» type. Such transmission lines generate magnetic field, the spatiotemporal characteristic of which is a highly elongated ellipse.

For active silencing of such magnetic field, a single-circuit system of active silencing with one silencing winding is often sufficient. With the help of such system of active silencing, the major axis of the spatiotemporal characteristic ellipse compensated, which makes it possible to obtain a sufficient silencing efficiency of the initial magnetic field. In the area of old residential buildings, single-circuit power lines with a triangular suspension of wires often pass. Such transmission lines generate magnetic field, the spatiotemporal characteristic of which is a circle.

For active silencing of such a magnetic field, it is necessary to use at least a double-circuit system of active silencing with two canceling windings. If it is necessary to shield the magnetic field generated by such a power line in a multi-storey building, three or more silencing windings may be required, depending on the required level of the resulting magnetic field in the silencing space.

For the formation of currents in the silencing windings, open, closed and combined control algorithms can be used [24-29]. With an open-loop control algorithm for silencing windings, one canceling sensor is sufficient, with the help of which the induction of the initial magnetic field is measured [30-35]. This sensor installed outside the silencing space so that the silencing windings do not affect its operation [36-40].

The disadvantage of the open-loop control algorithm for the silencing windings is its relatively low efficiency of silencing the initial magnetic field [41-47]. In particular, with an open-loop control algorithm, it is impossible silencing for changes in the magnetic field induction inside the silencing space, due to the presence of internal sources of magnetic field, as well as in the process of inevitable changes in the parameters of the system of active silencing control object during its operation [39, 40].

For the correct implementation of a closed algorithm for controlling by all silencing windings, the number of magnetic field sensors is usually equal to the number of

silencing windings [30, 31]. Moreover, all these sensors installed inside the shielding space for the correct measurement of the resulting magnetic field generated both by power lines and by all silencing windings.

As an example, Fig. 1 shows a photo of the spatial arrangement of the sensor inside the silencing space, given in [16].



Fig. 1. Spatial arrangement of the magnetic field sensor inside the silencing space

Naturally, the efficiency of active silencing of the initial magnetic field with the help of each silencing windings and all simultaneously operating silencing windings depends on the spatial arrangement and orientation in the silencing space of all magnetic field sensors.

The aim of the work is to develop a method for optimization of spatial arrangement and angular position of magnetic field sensors of a closed system to ensure maximum efficiency of silencing of the magnetic field generated by overhead power lines.

Statement of the problem. Let us consider the formulation of the problem of correctly determining the coordinates of the spatial location and their angular orientation in the silencing space of all magnetic field sensors, which are necessary for the implementation of a closed control algorithm for all silencing windings. Let us introduce the vector Y of the desired parameters of the coordinates of the spatial arrangement and the vector φ of the desired parameters of the angular position of all magnetic field sensors at points Q_i in the silencing space. The components of the angular orientation vector of all magnetic field sensors are vectors of unit length, directed parallel to the desired angular positions of the axes of the magnetic field sensors.

Let us consider the mathematical model of the magnetic field generated in the silencing space by all the wires of the power transmission line and by all the magnetic field windings at the installation points Q_i of the canceling sensors in the magnetic field space. We set the vector $I_p(t)$ of instantaneous values of currents in all wires of the power transmission line of the three-phase current in the form of sinusoidal dependencies

$$I_i(t) = A \sin(\omega(t) + \varphi_i) \quad (1)$$

of the given frequency ω and the given phase φ_i , where $i = 1, 2, 3$ – the number of the conductor of the three-phase current line.

Then, the instantaneous value of the elementary induction vector $dB(Q_i, t)$ of the initial magnetic field at the considered point of the space point Q_i at the time t calculated based on Biot–Savart law [4, 5]

$$dB(Q_i, t) = \frac{\mu_0 I(t)}{4\pi} \frac{dL_i \times R_i}{|R_i|^3}, \quad (2)$$

where R_i is the vector from the differential current element generic field in point Q_i , dL_i is the elementary

length vector of the current element, μ_0 is the vacuum magnetic permeability. The sign \times denotes the vector product of the vectors dL_i and R_i .

Based on (2) for vector $I_p(t)$ of instantaneous values of currents in all wires of the power transmission line (1) by integrating over the entire length of all current wires of power transmission lines calculated instantaneous value of the initial magnetic field induction vector $B_p(Q_i, t)$ at time t at points Q_i generated by all wires of all transmission lines.

Let us first assume that the number and geometric dimensions of canceling windings are given. Let us set the column vector $I_w(t)$ of the instantaneous values of the currents in the canceling windings. Then, for the given values of the geometric dimensions of the canceling windings and the vector $I_w(t)$ of the instantaneous values of the currents of the instantaneous values of the currents in the silencing windings, based on the Biot–Savart law, similarly (1) calculated the instantaneous value of the magnetic field induction vector $B_w(Q_i, t)$ generated by all wires of all silencing windings at time t at points Q_i .

Then the vector $B_R(Q_i, t)$ of the instantaneous values of the induction of the resulting magnetic field generated by all wires of the power transmission line and all silencing windings at time t at points Q_i in silencing space

$$B_R(Q_i, t) = B_p(Q_i, t) + B_w(Q_i, t) \quad (3)$$

Based on this vector $B_R(Q_i, t)$ of the instantaneous values of the induction of the resulting magnetic field vectors at the installation points Q_i of the magnetic field sensors, taking into account the vector φ of the spatial position angles of the magnetic field sensors, the vector $B_M(Q_i, t)$ of the projections of the vector $B_R(Q_i, t)$ of the instantaneous values of the induction of the resulting magnetic field onto the vector φ of the angular positions of these magnetic field sensors calculated

$$B_M(Q_i, t) = B_R(Q_i, t) \otimes \varphi, \quad (4)$$

here the sign \otimes denotes the tensor (Kronecker) product of the column vectors. In this case, the elements of the vector $B_M(Q_i, t)$ are the result of the element-by-element scalar multiplication of the components of the column vector $B_R(Q_i, t)$ and the column vector φ . The components of the projection vector $B_M(Q_i, t)$ are scalar values obtained as a result of component-by-component scalar multiplication of the resulting magnetic field induction vectors $B_R(Q_i, t)$ at the magnetic field sensor installation point by unit vectors φ of the angular position of the magnetic field sensors.

The components of this vector $B_M(Q_i, t)$ of projections of the $B_R(Q_i, t)$ vector of instantaneous values of the induction of the resulting magnetic field are the instantaneous values of the voltages $I_w(t)$ at the outputs of the magnetic field sensors

$$y_M(t) = B_M(Q_i, t) \otimes \varphi \otimes K_M + w(t), \quad (5)$$

where $w(t)$ is the magnetometer noise vector.

This takes into account the vector column K_M of the gain coefficients of the magnetic field sensor taking into account the number of turns of their measuring coils and the gains of the preamplifiers.

Let's take the structure of the system of active shielding of the magnetic field in the following form: we will apply the output voltage $y(t)$ of the corresponding magnetometer to the input $u(t)$ of the PID controller of

each channel. Let's write the differential state equation of discrete PID regulators, the input of which is the vector $y(t)$ of measured magnetic field induction components, and the output is the vector $u(t)$ of plant control

$$x_c(t+1) = A_c x_c(t) + B_c y(t), \quad (6)$$

$$u(t) = C_c x_c(t) + D_c y(t), \quad (7)$$

in which the elements of the matrices A_c, B_c, C_c, D_c are determined by the PID parameters of the regulators.

Let's write down the models of the control objects of each channel, the input of which is the vector $u(t)$ of output voltages of the PID controller, and the output of which is the vector $I_w(t)$ of instantaneous values of currents silencing windings

$$x_p(t+1) = A_p x_p(t) + B_p u(t), \quad (8)$$

$$I_w(t) = C_p x_p(t) + D_p u(t), \quad (9)$$

in which the elements of the matrices A_p, B_p, C_p, D_p are determined by the parameters of the model of the control object, which includes a silencing windings, a power amplifier and current regulator.

Thus, with the help of (4) – (9), the instantaneous value of the current vector $I_w(t)$ in the silencing windings formed in the form of feedback on the vector $B_R(Q_i, t)$ of the induction of resulting magnetic field (3).

Let us introduce the vector X of desired parameters, the components of which are the vector Y of the desired parameters of the coordinates of the spatial arrangement, the vector φ of the desired parameters of the angular position of all magnetic field sensors at points Q_i in the screening space and the desired column vector K of the gain coefficients of the silencing windings PID controllers. Note that if the parameters of the geometric dimensions of the silencing windings not specified, then they can be included in the vector vector X of desired parameters. Let us introduce also the vector δ of the parameters of the uncertainty of the control object of the system of active silencing, the components of which are the parameters of the uncertainty of the mathematical model of the initial magnetic field and silencing windings [34–38].

We introduce M points P_i in the screening space. Note that the considered M points P_i of the silencing space are selected for reasons of providing a given level of induction of the resulting magnetic field in the entire given silencing space, and their number and spatial arrangement may not correspond to the installation points of the magnetic field sensors. These points usually chosen over the entire silencing space, since with the help of the system of active canceling it is possible to overcompensate the magnetic field near the power line and undercompensate the initial magnetic field away from the power line.

Then based on (2) for vector $I_p(t)$ of instantaneous values of currents in all wires of the power transmission line (1) by integrating over the entire length of all current wires of power transmission lines calculated instantaneous value of the initial magnetic field induction vector $B_p(Q_i, t)$ at time t at points P_i generated by all wires of all transmission lines.

Then, for the given values of the geometric dimensions of the silencing windings and the vector $I_w(t)$ of the instantaneous values of the currents of the instantaneous values of the currents in the silencing

windings calculated by (5), based on the Biot–Savart law, similarly (1) calculated the instantaneous value of the magnetic field induction vector $B_W(X, \delta, P_i, t)$ generated by all wires of all silencing windings at time t at points P_i .

Then the vector $B_R(X, \delta, P_i, t)$ of the instantaneous values of the induction of the resulting magnetic field generated by all wires of the power transmission line and all silencing windings at time t at points P_i in silencing space

$$B_R(X, \delta, P_i, t) = B_P(P_i, t) + B_W(X, \delta, P_i, t). \quad (10)$$

Let us introduce an M dimensional vector $B_R(X, \delta, P_i)$ of effective values of the resulting magnetic field at M points in the silencing space, calculated by integrating the square of the modulus of the instantaneous value vector $B_R(X, \delta, P_i, t)$ over the interval of the network voltage change period.

Then the design problem of vector X parameters of the coordinates of the spatial arrangement, the vector φ of the desired parameters of the angular position of all magnetic field sensors at points Q_i in the silencing space and the desired column vector K of the gain coefficients of the silencing windings controllers reduces to solving vector minimax optimization with vector objective function

$$B_R(X, \delta) = \langle B_R(X, \delta, P_i) \rangle. \quad (11)$$

The components $B_R(X, \delta, P_i)$ of which are the effective values of the induction of the resulting magnetic field at all considered points Q_i in the silencing space.

In this minimax optimization problem it is necessary to find the minimum of the vector objective function (11) by the vector X , but the maximum of the same vector objective function by the vector δ .

At the same time, naturally, it is necessary to take into account restrictions on the control vector and state variables in the form of vector inequality and, possibly, equality

$$G(X) \leq G_{\max}, \quad H(X) = 0. \quad (12)$$

Note that the components of the vector criterion (11) and constraints (12) are the nonlinear functions of the vector of the required parameters of the regulators and their calculation is performed basis on the Biot–Savart law [5, 6].

The method for problem solving. The solution of the vector minimax optimization problem with vector objective function (11) is the set of unimprovable solutions – the Pareto set of optimal solutions if only one vector objective function is given [48, 49]. Such a statement of the optimization problem is an ill-posed problem, since the solution in the form of a Pareto optimal set of unimprovable solutions is devoid of engineering sense from the point of view of practical application [50, 51]. In addition to the vector optimization criterion (11) and constraints (12), it is also necessary to have information about the binary relations of preference of local solutions to each other in order to correctly solve the problem of multi-criteria optimization. This approach makes it possible to significantly narrow the range of possible optimal solutions to the original multi-criteria optimization problem.

The problem of finding a local minimum at one point of the considered space is, as a rule, multi-extreme, containing local minima and maxima, therefore, for its solution, it is advisable to use algorithms of stochastic. Currently, the most widely used are multi-agent stochastic optimization methods that use only the speed of particles.

To find the solution of minimax vector optimization problem (11) from Pareto-optimal decisions [48, 49] taking into account the preference relations, we used special nonlinear algorithms of stochastic multi-agent optimization [50, 51]. First-order methods have good convergence in the region far from the local optimum, when the first derivative has significant values.

The main disadvantage of first-order search methods, which use only the first derivative – the speed of particles, is their low efficiency of the search and the possibility of getting stuck in the search near the local minimum, where the value of the rate of change of the objective function tends to zero. The advantage of second-order algorithms is the ability to determine not only the direction of movement, but also the size of the movement step to the optimum, so that with a quadratic approximation of the objective function, the optimum found in one iteration.

To search the components $X_{ij}(t)$ optimal values of the vector X of the desired parameters minimizing vector optimization criterion (11) under constraints (12), for calculating velocities $V_{ij}(t)$ and accelerations $A_{ij}(t)$ of i particle of j swarm using the following steps

$$\begin{aligned} V_{ij}(t+1) &= W_{1j}V_{ij}(t) + C_{1j}R_{1j}(t) \times \\ &\times H(P_{1ij}(t) - E_{1ij}(t)) [Y_{ij}(t) - \\ &- X_{ij}(t)] + C_{2j}R_{2j}(t)H(P_{1ij}(t) - \\ &- E_{2ij}(t)) [Y_j^*(t) - X_{ij}(t)] \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} A_{ij}(t+1) &= W_{2j}A_{ij}(t) + C_{3j}R_{3j}(t) \times \\ &\times H(P_{3ij}(t) - E_{3ij}(t)) [Z_{ij}(t) - \\ &- V_{ij}(t)] + C_{4j}R_{4j}(t)H(P_{4ij}(t) - \\ &\dots - E_{4ij}(t)) [Z_j^*(t) - V_{ij}(t)] \end{aligned} \quad (14)$$

here $Y_{ij}(t)$ and Y_j^* – the best-local and global positions $X_{ij}(t)$, $Z_{ij}(t)$ and Z_j^* – the best-local and global velocity $V_{ij}(t)$ of the i -th particle, found respectively by only one i -th particle and all the particles of j swarm.

Random numbers $R_{ij}(t)$, $E_{ij}(t)$ and constants C_{ij} , P_{ij} , W_i are tuning parameters, H is the Heaviside function.

To search the components $X_{ij}(t)$ optimal values of the vector δ of the parameters of the uncertainty of the control object (2) of the system of active silencing maximizing the same vector optimization criterion (11) under constraints (12), for calculating velocities $V_{ij}(t)$ and accelerations $A_{ij}(t)$ of i particle of j swarm using the steps similarly (13) – (14). However, unlike (13) and (14), the best local and global position and velocity components are those that lead not to a decrease in the corresponding components of the vector objective function (11), but vice versa to their increase. This is where the «malicious» behavior of the vector δ of uncertainties of the designed system is manifested.

The use of the Archimedes algorithm [53] for calculating minimax vector optimization problem (11) solutions with vector constraints (12) and binary preference relations it possible to significantly reduce the calculating time [51, 52].

Results of design of experimental model. As an example, consider the design of optimal spatial arrangement and angular position of magnetic field

sensors for a closed system to ensure maximum efficiency of active silencing of the magnetic field generated by experimental model of double-circuit power transmission line with a suspension of wires of the «Barrel» type in a five-story residential building. Figure 2 shows the spatial arrangement of the transmission line model and the model of a five-story residential building.

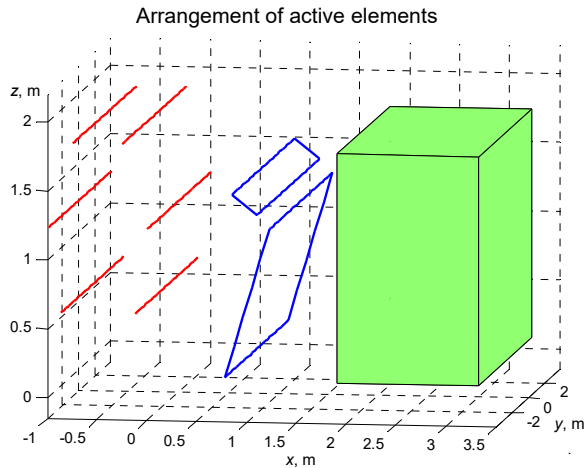


Fig. 2. Spatial arrangement of the transmission line model and the model of a five-story residential building

In the process of designing of optimal spatial arrangement and angular position of magnetic field sensors, the spatial arrangement of the two silencing windings was also designed. The spatial position of these two windings are also shown in Fig. 2.

Figure 3 shows the spatio-temporal characteristics (STC) of the initial magnetic field (1), magnetic field generated by both silencing windings (2) and the resulting magnetic field (3) with the active silencing system turned on. These spatio-temporal characteristics are calculated at the point of optimal spatial arrangement of magnetic field sensors.

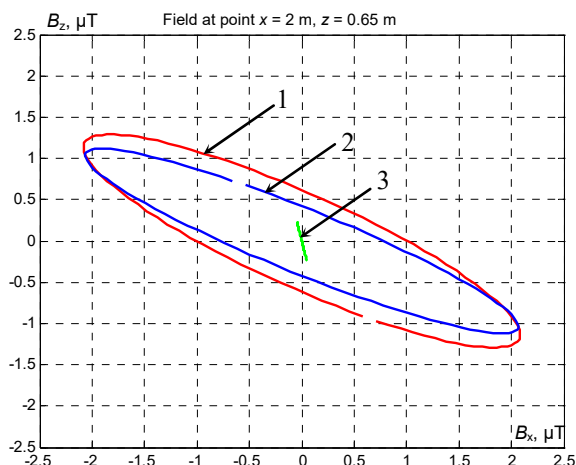


Fig. 3. The spatio-temporal characteristics of the magnetic field

From this figure it follows that with the help of two silencing windings, a sufficiently high value of the silencing factor is realized at the point of the spatial location of the of magnetic field sensors.

Experimental studies. To conduct experimental research, a model of a double-circuit power transmission line with a wire suspension of the «Barrel» type developed, the photo of which shown in Fig. 4.



Fig. 4. Power transmission line model with a wire suspension of the «Barrel» type

A model of a double-circuit system of active silencing with two silencing windings has also been developed, a photo of which is shown in Fig. 5.

To control the currents in the silencing windings and the implementation of the regulators, the system of active silencing model was developed, the photo of which is shown in Fig. 6.



Fig. 5. Two compensating silencing of double-circuit system of active silencing model



Fig. 6. Double-circuit system of active silencing model

Next to the two magnetic field sensors, photo of which shown in Fig. 7. With the help of which a closed-loop control algorithm for two silencing windings implemented, sensors are also installed, with the help of which the STC of the MF is measured.

The sensors mounted on tripods, with the help of which it is possible to set the required positioning angles of the magnetic field sensors.



Fig. 7. Magnetic field sensors

Results of experimental studies. Let us consider the first variant of the angular position of the magnetic field sensors. Both sensors are installed orthogonally to the X and Z coordinate axes. On Fig. 8 shows the experimental silencing factor surface. The silencing factor is greater than 5.

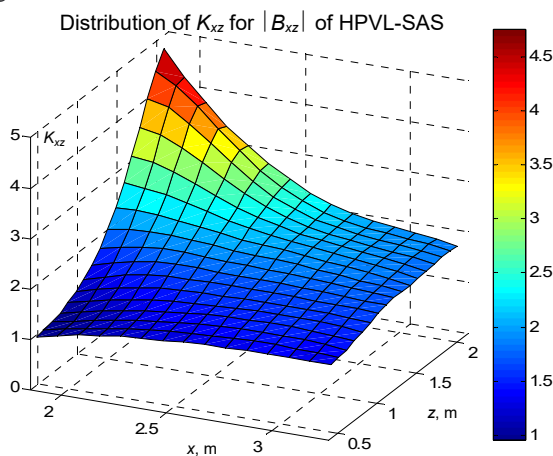


Fig. 8. Experimental silencing factor surface for first variant

Consider now the second variant of the angular position of the magnetic field sensors. The sensors are installed in such a way that their outputs have the maximum voltage when only one silencing winding of the same channel is operating. In this case, the angular positions of the sensors are respectively equal to 113 degrees and 358 degrees. On Fig. 9 shows the experimental silencing factor surface.

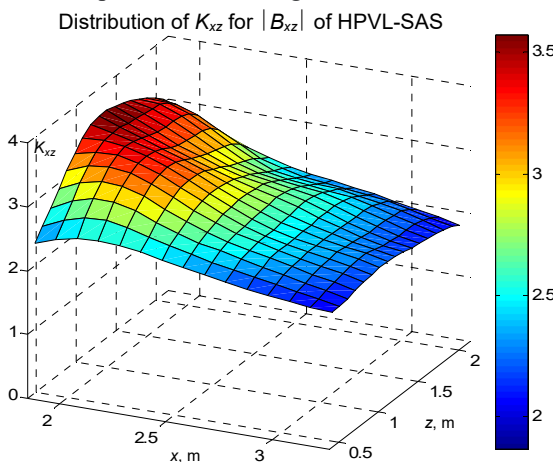


Fig. 9. Experimental silencing factor surface for second variant

The silencing factor is greater than 3.5. With such an installation of the magnetic field sensors, each channel most effectively suppresses the induction of the initial

magnetic field in the plane in which this channel generates the magnetic field.

Consider now the third variant of the angular position of the magnetic field sensors. The sensors are installed in such a way that their outputs have a minimum voltage when only one silencing winding of another channel is operating. In this case, the angular positions of the sensors are respectively equal to 222 degrees and 187 degrees. Figure 10 shows the experimental silencing factor surface.

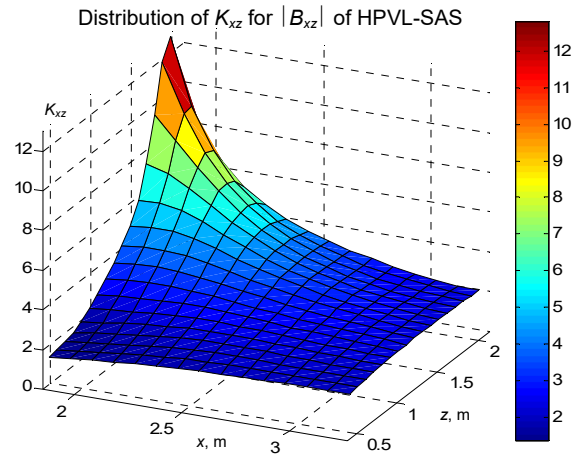


Fig. 10. Experimental silencing factor surface for third variant

The experimental silencing factor is greater than 12. With such an installation of the magnetic field sensors, each channel most effectively suppresses the induction of the initial magnetic field in a plane orthogonal to the plane in which the other channel generates the magnetic field. Therefore, the channels have minimal influence on each other when they work together.

Conclusions.

1. A method for optimizing the spatial arrangement and angular position of magnetic field sensors in a closed system of active silencing of the magnetic field to ensure maximum efficiency of active silencing of the magnetic field created by overhead power lines has been developed.
2. Optimization of the spatial arrangement and angular position of the magnetic field sensors according to the developed method is reduced to the calculation of the solution of the vector minimax optimization problem based on binary preference relations. The objective function vector of the minimax optimization problem and the calculation of constraints are formed on the basis of the Biot–Savart law and this solution is calculated on the basis of stochastic nonlinear algorithms of Archimedes.
3. Based on the developed method, the optimal spatial arrangements and angular positions of two magnetic field sensors, as well as currents in two silencing windings for double-circuit systems of active jamming of the magnetic field in a multi-storey old house, created by double-circuit overhead power lines 110 kV with a «Barrel» type arrangement of wires.
4. The effectiveness of the developed method for optimizing the spatial arrangement and angular position of two magnetic field sensors has been experimentally confirmed on a physical model of a system for active silencing of a magnetic field with a double-circuit power transmission line with a «Barrel» type arrangement of wires, which made it possible to reduce the level of the

magnetic field with an initial induction of 5.7 μT to safe level for the population with an induction of 0.5 μT .

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

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

REFERENCES

1. Sung H., Ferlay J., Siegel R.L., Laversanne M., Soerjomataram I., Jemal A., Bray, F. Global Cancer Statistics 2020: GLOBOCAN Estimates of Incidence and Mortality Worldwide for 36 Cancers in 185 Countries. *CA: A Cancer Journal for Clinicians*, 2021, vol. 71, no. 3, pp. 209-249. doi: <https://doi.org/10.3322/caac.21660>.
2. Directive 2013/35/EU of the European Parliament and of the Council of 26 June 2013 on the minimum health and safety requirements regarding the exposure of workers to the risks arising from physical agents (electromagnetic fields). Available at: <http://data.europa.eu/eli/dir/2013/35/oj> (Accessed 25.07.2022).
3. The International EMF Project. Radiation & Environmental Health Protection of the Human Environment World Health Organization. Geneva, Switzerland, 1996. 2 p. Available at: <https://www.who.int/initiatives/the-international-emf-project> (Accessed 25.07.2022).
4. Rozov V.Yu., Grinchenko V.S., Yerisov A.V., Dobrodeyev 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>.
5. Rozov V.Y., Pelevin D.Y., Pielievina K.D. External magnetic field of urban transformer substations and methods of its normalization. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2017, no. 5, pp. 60-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.5.10>.
6. Rozov V.Yu., Reutsky S.Yu., Pelevin D.Ye., Kundius K.D. Approximate method for calculating the magnetic field of 330-750 kV high-voltage power line in maintenance area under voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 71-77. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.12>.
7. Rozov V.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>.
8. 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/siem.2019.8905880>.
9. Del Pino Lopez J.C., Romero P.C. Influence of different types of magnetic shields on the thermal behavior and ampacity of underground power cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Oct. 2011, vol. 26, no. 4, pp. 2659-2667. doi: <https://doi.org/10.1109/tpwr.2011.2158593>.
10. Hasan G.T., Mutlaq A.H., Ali K.J. The Influence of the Mixed Electric Line Poles on the Distribution of Magnetic Field. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics (IJEI)*, 2022, vol. 10, no. 2, pp. 292-301. doi: <https://doi.org/10.52549/ije.v10i2.3572>.
11. Victoria Mary S., Pugazhendhi Sugumaran C. Investigation on magneto-thermal-structural coupled field effect of nano coated 230 kV busbar. *Physica Scripta*, 2020, vol. 95, no. 4, art. no. 045703. doi: <https://doi.org/10.1088/1402-4896/ab6524>.
12. Ippolito L., Siano P. Using multi-objective optimal power flow for reducing magnetic fields from power lines. *Electric Power Systems Research*, 2004, vol. 68, no. 2, pp. 93-101. doi: [https://doi.org/10.1016/S0378-7796\(03\)00151-2](https://doi.org/10.1016/S0378-7796(03)00151-2).
13. Barsali S., Giglioli R., Poli D. Active shielding of overhead line magnetic field: Design and applications. *Electric Power Systems Research*, May 2014, vol. 110, pp. 55-63. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epr.2014.01.005>.
14. Bavastro D., Canova A., Freschi F., Giaccone L., Manca M. Magnetic field mitigation at power frequency: design principles and case studies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, May 2015, vol. 51, no. 3, pp. 2009-2016. doi: <https://doi.org/10.1109/tia.2014.2369813>.
15. Beltran H., Fuster V., García M. Magnetic field reduction screening system for a magnetic field source used in industrial applications. *9 Congreso Hispano Lusitano de Ingeniería Eléctrica (9 CHLIE)*, Marbella (Málaga, Spain), 2005, pp. 84-99. Available at: http://www.researchgate.net/publication/229020921_Magnetic_field_reduction_screening_system_for_a_magnetic_field_source_used_in_industrial_applications (Accessed 22.06.2021).
16. Bravo-Rodríguez J., Del-Pino-López J., Cruz-Romero P. A Survey on Optimization Techniques Applied to Magnetic Field Mitigation in Power Systems. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 7, p. 1332. doi: <https://doi.org/10.3390/en12071332>.
17. Canova A., del-Pino-López J.C., Giaccone L., Manca M. Active Shielding System for ELF Magnetic Fields. *IEEE Transactions on Magnetics*, March 2015, vol. 51, no. 3, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/tmag.2014.2354515>.
18. Canova A., Giaccone L. Real-time optimization of active loops for the magnetic field minimization. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, Feb. 2018, vol. 56, pp. 97-106. doi: <https://doi.org/10.3233/jae-172286>.
19. Canova A., Giaccone L., Cirimele V. Active and passive shield for aerial power lines. *Proc. of the 25th International Conference on Electricity Distribution (CIRED 2019)*, 3-6 June 2019, Madrid, Spain. Paper no. 1096. Available at: <https://www.cired-repository.org/handle/20.500.12455/290> (Accessed 28 May 2021).
20. Canova A., Giaccone L. High-performance magnetic shielding solution for extremely low frequency (ELF) sources. *CIRED - Open Access Proceedings Journal*, Oct. 2017, vol. 2017, no. 1, pp. 686-690. doi: <https://doi.org/10.1049/oap-cired.2017.1029>.
21. Celozzi S. Active compensation and partial shields for the power-frequency magnetic field reduction. *2002 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Minneapolis, MN, USA, 2002, vol. 1, pp. 222-226. doi: <https://doi.org/10.1109/isemc.2002.1032478>.
22. Celozzi S., Garzia F. Active shielding for power-frequency magnetic field reduction using genetic algorithms optimization. *IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology*, 2004, vol. 151, no. 1, pp. 2-7. doi: <https://doi.org/10.1049/ip-smt:20040002>.
23. Celozzi S., Garzia F. Magnetic field reduction by means of active shielding techniques. *WIT Transactions on Biomedicine and Health*, 2003, vol. 7, pp. 79-89. doi: <https://doi.org/10.2495/chr030091>.
24. Martynenko G. Analytical Method of the Analysis of Electromagnetic Circuits of Active Magnetic Bearings for Searching Energy and Forces Taking into Account Control Law. *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2020, pp. 86-91. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250138>.
25. Martynenko G., Martynenko V. Rotor Dynamics Modeling for Compressor and Generator of the Energy Gas Turbine Unit with Active Magnetic Bearings in Operating Modes. *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, 2020, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240781>.
26. Buriakovskiy S.G., Maslii A.S., Pasko O.V., Smirnov V.V. Mathematical modelling of transients in the electric drive of the switch – the main executive element of railway automation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 17-23. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.03>.

27. Ostroverkhov M., Chumack V., Monakhov E., Ponomarev A. Hybrid Excited Synchronous Generator for Microhydropower Unit. *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 219-222. doi: <https://doi.org/10.1109/ess.2019.8764202>.
28. Ostroverkhov M., Chumack V., Monakhov E. Output Voltage Stabilization Process Simulation in Generator with Hybrid Excitation at Variable Drive Speed. *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 310-313. doi: <https://doi.org/10.1109/ukrcon.2019.8879781>.
29. Tytiuk V., Chorny O., Baranovskaya M., Serhiienko S., Zachepa I., Tsvirkun L., Kuznetsov V., Tryputen N. Synthesis of a fractional-order PID^μ-controller for a closed system of switched reluctance motor control. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2019, no. 2 (98), pp. 35-42. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.160946>.
30. Zagirnyak M., Serhiienko S., Chorny O. Innovative technologies in laboratory workshop for students of technical specialties. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, 2017, pp. 1216-1220. doi: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100446>.
31. Chorny O., Serhiienko S. A virtual complex with the parametric adjustment to electromechanical system parameters. *Technical Electrodynamics*, 2019, pp. 38-41. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2019.01.038>.
32. Shchur I., Kasha L., Bukavyn M. Efficiency Evaluation of Single and Modular Cascade Machines Operation in Electric Vehicle. *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 156-161. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235413>.
33. Shchur I., Turkovskiy V. Comparative Study of Brushless DC Motor Drives with Different Configurations of Modular Multilevel Cascaded Converters. *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 447-451. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235473>.
34. 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>.
35. 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.
36. 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.
37. Shmatko O., Volosyuk V., Zhyla S., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Ostroumov I., Kuzmenko N., Dergachov K., Sushchenko O., Averyanova Y., Zaliskyi M., Solomentsev O., Havrylenko O., Kuznetsov B., Nikitina T. Synthesis of the optimal algorithm and structure of contactless optical device for estimating the parameters of statistically uneven surfaces. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2021, no. 4, pp. 199-213. doi: <https://doi.org/10.32620/reks.2021.4.16>.
38. Volosyuk V., Zhyla S., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Dergachov K., Havrylenko O., Ostroumov I., Kuzmenko N., Sushchenko O., Averyanova Yu., Zaliskyi M., Solomentsev O., Kuznetsov B., Nikitina T. Optimal Method for Polarization Selection of Stationary Objects Against the Background of the Earth's Surface. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, 2022, vol. 68, no. 1, pp. 83-89. doi: <https://doi.org/10.24425/ijet.2022.139852>.
39. 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>.
40. 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>.
41. 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., Ruzhentsev 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.
42. Chytsiak 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>.
43. 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>.
44. Maksymenko-Sheiko K.V., Sheiko T.I., Lisin D.O., Petrenko N.D. Mathematical and Computer Modeling of the Forms of Multi-Zone Fuel Elements with Plates. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 4, pp. 32-38. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.04.032>.
45. Hontarovskiy P.P., Smetankina N.V., Ugrimov S.V., Garmash N.H., Melezhyk I.I. Computational Studies of the Thermal Stress State of Multilayer Glazing with Electric Heating. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 1, pp. 14-21. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.02.014>.
46. Kostikov A.O., Zevin L.I., Krol H.H., Vorontsova A.L. The Optimal Correcting the Power Value of a Nuclear Power Plant Power Unit Reactor in the Event of Equipment Failures. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 3, pp. 40-45. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.03.040>.
47. Rusanov A.V., Subotin V.H., Khoryev O.M., Bykov Y.A., Korotaiev P.O., Ahibalov Y.S. Effect of 3D Shape of Pump-Turbine Runner Blade on Flow Characteristics in Turbine Mode. *Journal of Mechanical Engineering*, 2022, vol. 25, no. 4, pp. 6-14. doi: <https://doi.org/10.15407/pmach2022.04.006>.
48. Ummels M. *Stochastic Multiplayer Games Theory and Algorithms*. Amsterdam University Press, 2010. 174 p.
49. Shoham Y., Leyton-Brown K. *Multiagent Systems: Algorithmic, Game-Theoretic, and Logical Foundations*. Cambridge University Press, 2009. 504 p.

50. 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>.

51. Zhyla S., Volosyuk V., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Tserne E., Popov A., Shmatko O., Havrylenko O., Kuzmenko N., Dergachov K., Averyanova Y., Sushchenko O., Zaliskyi M., Solomentsev O., Ostroumov I., Kuznetsov B., Nikitina T. Statistical synthesis of aerospace radars structure with optimal spatio-temporal signal processing, extended observation area and high spatial resolution. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2022, no. 1, pp. 178-194. doi: <https://doi.org/10.32620/reks.2022.1.14>.

52. 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.

53. Hashim F.A., Hussain K., Houssein E.H., Mabrouk M.S., Al-Atabany W. Archimedes optimization algorithm: a new metaheuristic algorithm for solving optimization problems. *Applied Intelligence*, 2021, vol. 51, no. 3, pp. 1531-1551. doi: <https://doi.org/10.1007/s10489-020-01893-z>.

How to cite this article:

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Voloshko O.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Optimization of spatial arrangement of magnetic field sensors of closed loop system of overhead power lines magnetic field active silencing. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 26-34. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.04>

Надійшла (Received) 30.09.2022
Прийнята (Accepted) 05.11.2022
Опублікована (Published) 01.07.2023

B.I. Kuznetsov¹, Doctor of Technical Science, Professor,
T.B. Nikitina², Doctor of Technical Science, Professor,
I.V. Bovdui¹, PhD, Senior Research Scientist,
O.V. Voloshko¹, PhD, Junior Research Scientist,
V.V. Kolomiets², PhD, Assistant Professor,
B.B. Kobylanskyi², PhD, Associate Professor,

¹ Anatolii Pidhornyi Institute of Mechanical Engineering
Problems of the National Academy of Sciences of Ukraine,
2/10, Pozharskogo Str., Kharkiv, 61046, Ukraine,
e-mail: kuznetsov.boris.i@gmail.com (Corresponding Author)
² Educational scientific professional pedagogical Institute
of Ukrainian Engineering Pedagogical Academy,
9a, Nosakov Str., Bakhmut, Donetsk Region, 84511, Ukraine,
e-mail: tatjana55555@gmail.com; nnppiupa@ukr.net

B. Benazza, A. Bendaoud, H. Slimani, M. Benaissa, M. Flitti, A. Zeghoudi

Experimental study of electromagnetic disturbances in common and differential modes in a circuit based on two DC/DC boost static converter in parallel

Introduction. An electronic control and closing control at the switch (MOSFET) will allow a parallel connection of two DC/DC boost converters. The reason for paralleling converters is to increase the efficiency of the power conversion process. This means that the overall power loss on the main switches is half the power loss on the main switch of a converter. It has been proven that DC-DC converters operating in parallel have different dynamics than a single converter. In this paper, the study is based on a system of two boost converters operating in parallel under current mode control. Although two converters operating in parallel increase the efficiency of the system, if the control parameters are not chosen correctly, the system becomes unstable and starts to oscillate. **Purpose** of this work is to present the analysis of high frequency electromagnetic disturbances caused by the switching of power switches in DC/DC boost static converters mounted in parallel in the presence of cables. We will study the improvement of the electromagnetic compatibility performances which can be brought by the choice of a static converters for industrial use. **Methods.** For the study of the path of the currents in common mode and in differential mode, it was possible to evaluate experimentally the electromagnetic compatibility impact in common mode and in differential mode of two boost converters connected in parallel in an electric circuit in connection with the source through a printed circuit board of connection between the source and the load, while using the two basic methods, namely the prediction of the conducted electromagnetic interference, the temporal simulation and the frequency simulation. **Results.** All the obtained results are validated by experimental measurements carried out at the Djillali Liabes University Sidi-Bel-Abbes in Laboratory of Applications of Plasma, Electrostatics and Electromagnetic Compatibility (APELEC). The experimental results obtained in common mode and in differential mode at low, medium and high frequencies are compared between the parallel boost test with and without electromagnetic compatibility filter. References 17, figures 10.

Key words: DC/DC converter; electromagnetic compatibility; conducted emissions; printed circuit board connection; electromagnetic disturbances; common mode; differential mode; high frequency.

Вступ. Електронне керування та керування замиканням на перемикачі (MOSFET) дозволяють паралельно підключати два підвищувальні DC/DC перетворювачі. Причина паралельного підключення перетворювачів полягає у підвищенні ефективності процесу перетворення енергії. Це означає, що загальні втрати потужності на головних вимикачах становлять половину втрат потужності на головному вимикачі перетворювача. Було доведено, що DC-DC перетворювачі, що працюють паралельно, мають іншу динаміку, ніж одиночний перетворювач. У цій статті дослідження засноване на системі двох підвищувальних перетворювачів, що працюють паралельно при управлінні по струму. Хоча два перетворювачі, що працюють паралельно, підвищують ККД системи, але при неправильному виборі параметрів управління система стає нестійкою і починає вазатися. **Метою** даної роботи є представлення аналізу високочастотних електромагнітних перешкод, викликаних перемиканням силових ключів у підвищувальних статичних DC/DC перетворювачах, встановлених паралельно за наявності кабелів. Ми вивчимо покращення показників електромагнітної сумісності, яке може бути викликано вибором статичних перетворювачів для промислового використання. **Методи.** Для дослідження шляху струмів у синфазному та диференціальному режимах двох експериментально оцінити вплив електромагнітної сумісності у синфазному та диференціальному режимах двох підвищувальних перетворювачів, включених паралельно в електричний ланцюг при з'єднанні з джерелом через друковану плату з'єднання між джерелом та навантаженням, використовуючи два основні методи, а саме прогнозування кондуктивних електромагнітних перешкод, тимчасове моделювання та частотне моделювання. **Результати.** Усі отримані результати підтверджені експериментальними вимірюваннями, проведеними у Djillali Liabes University Sidi-Bel-Abbes у Laboratory of Applications of Plasma, Electrostatics and Electromagnetic Compatibility (APELEC). Експериментальні результати, отримані в синфазному та диференціальному режимах на низьких, середніх та високих частотах, порівнюються з паралельним форсованим тестом з фільтром електромагнітної сумісності та без нього. Бібл. 17, рис. 10.

Ключові слова: DC/DC перетворювач; електромагнітна сумісність; кондуктивні перешкоди; підключення друкованої плати; електромагнітні перешкоди; загальний режим; диференційний режим; висока частота.

Introduction. Switching power supplies are widely used in modern electronic systems because they allow a high level of integration, low cost and high efficiency. In the automotive field, the integrated circuits embedded in vehicles for chassis or security applications offer all the power components and control circuits necessary for buck or boost energy conversion (power less than 10 W) [1-4].

Electromagnetic compatibility (EMC) is a scientific and technical discipline which finds its justification today in the problems of cohabitation between industrial systems and their environment. While these problems have always existed, they are now becoming increasingly important due to the concentration in the same environment of devices or systems with very different power and sensitivity levels [1, 5].

Electrical systems based on static converters are designed with an ever increasing level of complexity. Effects on EMC and signal integrity are observed. The

presence of a printed circuit board (PCB) connection in a static converter based electrical system is more than necessary nowadays. The EMC design of PCBs plays an important role in the electrical interconnections of any electrical system.

On the other hand, it gives rise to many electromagnetic interferences (EMIs) conducted and radiated. The origin of the latter is related to variations in electrical quantities over short periods of time with high amplitudes and high frequencies [2, 3, 5].

The static DC/DC converter, which is realized with the help of controllable on/off power switches such as MOSFETS, consists of periodically establishing and then interrupting the source-load link by means of the power switch [6-8]. The present work is devoted to the study of low and high frequency conducted electromagnetic disturbances in common mode (CM) and differential

© B. Benazza, A. Bendaoud, H. Slimani, M. Benaissa, M. Flitti, A. Zeghoudi

mode (DM) generated by two step-up choppers in parallel in the presence of a connection PCB in the electrical study circuit. Thus to highlight the disturbances caused by these converters, we conducted experimental tests on a test bench consisting of a source + LISN (line impedance stabilization network) + cable + connection PCB + cables + + two converter «Boost» in parallel + cables + load.

Our study presents the comparison of the spectral envelopes of the currents at the LISN in CM and DM of the electrical circuit with and without filter for the case of two boosts in parallel.

Disruptive effect of a step-up chopper on a DC voltage source. With the advent of dispersed generation, more and more static converters are being connected to power grids. They inject the electrical power supplied by the generators, but unlike conventional electric systems, they also introduce low and high frequency disturbances. The objective of this experimental research work is to study the EMC impact of MOSFET-based step-up choppers on a DC voltage source in an electric circuit [9]. In order to highlight the principle of creation of low frequency disturbances by the chopper, we considered the basic model illustrated in Fig. 1. This model allows us to determine the LISN current in CM and DM with and without a filter in a mode where the two boosts are connected in parallel.

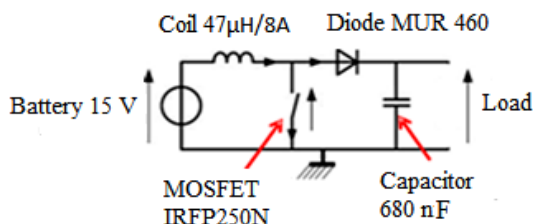


Fig. 1. Boost chopper circuit integrating the elements [7]

Principle of frequency modeling. The boost chopper circuit is shown in Fig. 1. The parasitic inductances and capacitances of the components and tracks are represented and taken into account in the simulation because they will modify the propagation of the HF harmonic currents. These currents are generated by switching the current and voltage. Figure 2 shows the waveform of the switched voltage across the MOSFET.

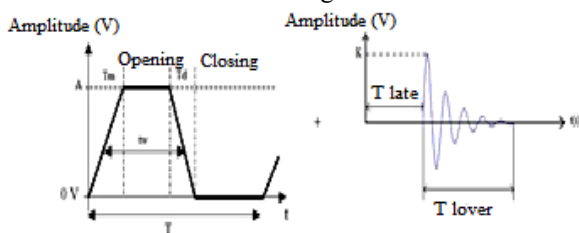


Fig. 2. Temporal model of the disturbance source [8]

This voltage is the sum of a trapezoidal voltage at the switching frequency and damped sinusoidal ripples produced by the parasitic components. The amplitude of this voltage is determined by the V_{DC} bus voltage. The rise and fall times depend on the intrinsic parameters of the power components and the gate resistance of the MOSFET [7, 10]. To realize a boost converter it is necessary to have four electronic components: a coil, a diode, a capacitor and a switch controllable with the ignition and the de-ignition typically a transistor (Fig. 1).

By replacing the diode and MOSFET with voltage sources reproducing trapezoidal and damped oscillatory shapes, we can simulate CM conducted electromagnetic disturbances (Fig. 2). In the literature, it is recommended to replace the switching cell with current sources in the case of DM disturbances [8, 11].

Analysis of high frequency EMC disturbances caused by switching. This work is based on the study of two boost converters in parallel in an electrical circuit connected to the source via a PCB which is loaded by a resistor. One of the two boosts used in the electrical circuit it's essentially composed of:

- MOSFET IRFP250N;
- Diode MUR460;
- Filter capacitor with its parasitic elements.

Disturbing effect of a boost chopper in an electric circuit. The electronic structures of energy conversion are well suited to illustrate the mechanisms of conducted emissions and provide the building blocks for modeling these phenomena. The EMC tends to show that it is necessary to limit the rapid variations of electrical (voltage and current) and electromagnetic fields quantities, whereas switching structures generate brutal variations, at least electrically, to manage the desired energy transfer with lower losses [10]. Indeed, the switching cell, easily identifiable in non-insulated structures, represents the association of two switches, controlled or not. It is the seat of strong voltage and current gradients [12-14].

Average model of the studied system. The model must be close enough to the original system so that the study through the derived model can be performed which is illustrated in Fig. 3. The two boost choppers are connected at the input to a LISN [10] (Fig. 4) via a two-wire shielded connection (cable 1), a connection PCB, cable 2 and cable 3 and at the output, cables 4 and 5 directly connected to the load (Fig. 4).

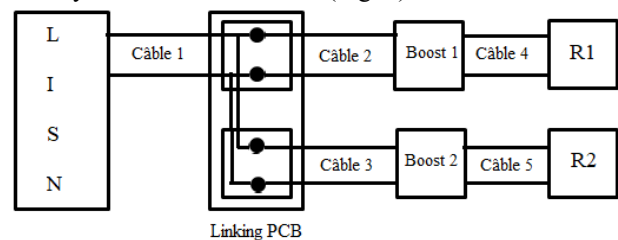


Fig. 3. Block diagram of studied model

For different types of cable lengths upstream and downstream from the PCB, which is intended for the connection of cables to supply two static boost converters in parallel loaded by two resistors there are several structures for an LISN. The one used in this work is shown in Fig. 4. It is compatible with international standards and is the structure available in the laboratory for the experimental tests carried out [15-17].

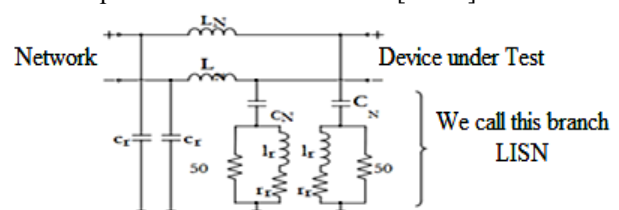


Fig. 4. Line impedance stabilizing network [10]

This paper presents the operation of two DC/DC boost converters in parallel and what problems this can cause without changing the cable lengths. Finally, the possible solutions will be presented, especially the one applied in this study, which worked well.

Experimental results for sum test measurement (both boosts connected in parallel). In this case, we supply both converters boost 1 and boost 2 at the same time, the electrical data of the study system are: $V_s = 16.4$ V; $I_s = 2.12$ A; V_{in} (boost) = 14 V; V_{out} (boost) = 42.1 V; $R_1 = R_2 = 70$ Ω (Fig. 3).

For the test bench, the materials and tools used are:

- DC source (AL936N 60 V 6 A);
- LISN with $L_N = 250$ μ H, $C_r = 1$ μ F, $C_N = 220$ nF;
- $L_r = 50$ μ H, $R_r = 5$ Ω ;
- Two identical boost converters (14 V / 42 V);
- Two loads 54 Ω / 5 A;
- Electronic oscilloscope (Tektronix MSO 5204);
- Spectrum analyzer (ROHNDE / SCHWARZ 10 Hz – 3,6 GHz);
- A current probe (Tektronix P6021A);
- Two-wire cables.

Both converters have been sized to switch at a frequency of 100 kHz. For the measurement of the LISN currents, a spectrum analyzer and an electronic oscilloscope were used. It was also necessary to use an interconnection device to allow reproducibility of the measurements for the experimental study, the measurement of LISN current in both DM and CM with and without a filter according to the circuit Fig. 3.

Measurement without filter. Our study system follows the circuit (LISN + cable 1 + connecting PCB + cable 2 + boost 1 + cable 3 + load) in parallel with the circuit (cable 4 + boost 2 + cable 5 + load), without filter.

Differential mode. For the experimental study, the measurement of the LISN current in DM following the circuit (LISN + cable 1 + PCB connection + cable 2 + boost 1 + cable 3 + load R_1) in parallel with the circuit (cable 4 + boost 2 + cable 5 + load R_2) is shown in Fig. 5.

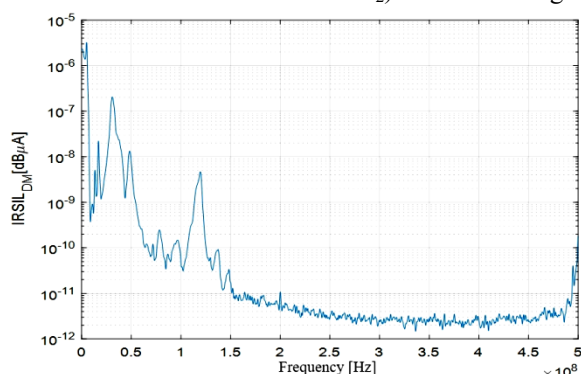


Fig. 5. Frequency response of the LISN current in DM without filter for a circuit with two boosts connected in parallel

In Fig. 5 we notice that the signal presents resonance peaks with amplitudes from 10^{-5} dB μ A to 10^{-9} dB μ A with frequencies from 1 MHz to 100 MHz due to the disturbances of the switching cell at the level of the two boosts in parallel and to the impact of the cable parasites. Not forgetting the impact of the input impedance of the two converters, as well as the blocked state capacitances of the semiconductors on the signal.

Common mode. We use the same electrical study circuit as in the DM (Fig. 6).

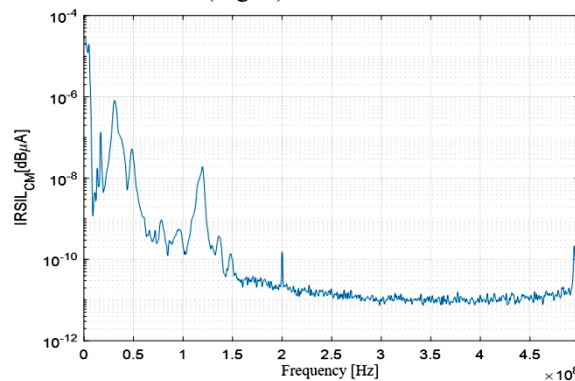


Fig. 6. Frequency response of the LISN current in CM without filter for a circuit of two boosts in parallel

In Fig. 6, the signal clearly shows resonance peaks with amplitudes of 10^{-4} dB μ A to 10^{-8} dB μ A from 1 MHz to 120 MHz due to the effects of the parasitic CM capacitances of the two boosts, and then from 150 MHz onwards, the signal shows slight EMI due to the inductive effect of the power cables.

Measurement with filter. Our study system follows the circuit (LISN + cable 1 + connecting PCB + cable 2 + boost 1 + cable 3 + load) in parallel with the circuit (cable 4 + boost 2 + cable 5 + load), with filter.

Differential mode. We use the same electrical study circuit as the one without filter (Fig. 7). Figure 7 shows the frequency response of the LISN current in DM with filter for a circuit with two boosts in parallel. The signal shows resonance peaks with amplitudes of 10^{-9} dB μ A to 10^{-10} dB μ A in the frequency range from 1 MHz to 40 MHz, which are due to switching disturbances at the boosts and cable inductances. At 40 MHz, it can be seen that there is a suppression of the electromagnetic interference due to the presence of the filter.

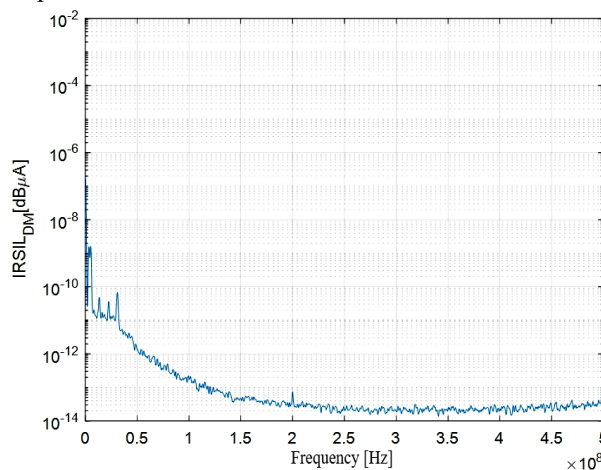


Fig. 7. Frequency response of the LISN current in DM with filter for a circuit of two boosts in parallel

Common mode. The measurement of the LISN current in CM with filter according to the circuit (LISN + cable 1 + connection PCB + cable 2 + boost 1 + cable 3 + load R_1) in parallel with the circuit (cable 4 + boost 2 + cable 5 + load R_2), is shown in Fig. 8. Figure 8 shows the frequency response of the LISN current in CM with filter for a circuit of two boosts in parallel whose signal shows

resonance peaks of amplitude 10^{-7} dB μ A to 10^{-10} dB μ A from 1 MHz to 30 MHz due to the inductance of the cables and the parasitic capacitances in CM of the two boosts, then from 40 MHz and above, it can be seen that the signal shows slight EMI due to the presence of the filter.

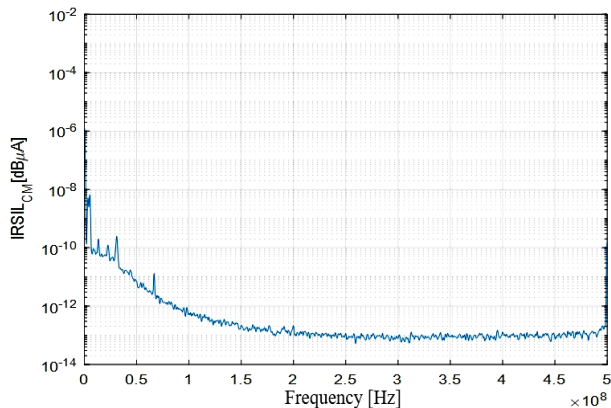


Fig. 8. Frequency response of the LISN current in CM with filter for a circuit of two boosts in parallel

Comparison test in CM with and without filter.

Figure 9 shows clearly the CM comparison test for a two boost circuit in parallel between the two cases without and with filter. Figure 9 shows the frequency response of the LISN current in CM with and without filter, as function of the disturbances generated by the two boosts. It can be clearly seen that, over the whole frequency range, the disturbances of CM with filter (blue spectrum) are largely minimal and have low amplitudes of the order of 10^{-8} dB μ A compared to that without filter (red spectrum) which are due on the one hand to the effect of the filter, the inductive effect of the power cables and on the other hand to the effect of the CM capacitances of the two boosts.

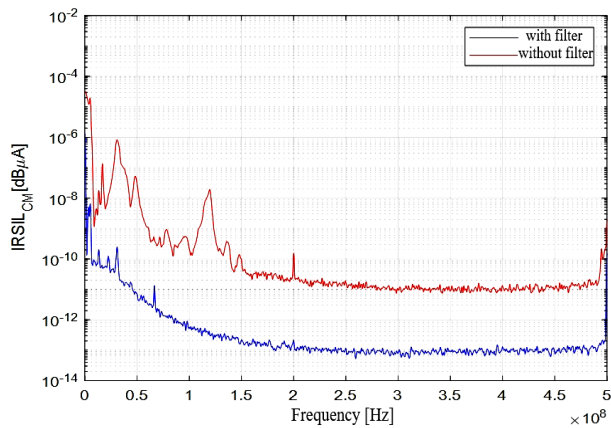


Fig. 9. Frequency response of the CM LISN current with and without filter for the two boost circuit in parallel

Comparison test in DM with and without filter.

Figure 10 shows clearly the comparison test in DM between the two cases without and with filter.

We notice that there is no concordance between the two spectra. The spectrum (blue) has less amplitude because of the presence of the filter, but the signal (red) has resonance peaks on the frequency range from 1 MHz to 120 MHz. On the other hand, beyond 150 MHz the two signals present the same EMI appearance because of the inductance of the cables and the parasitic capacities in DM of the two boosts.

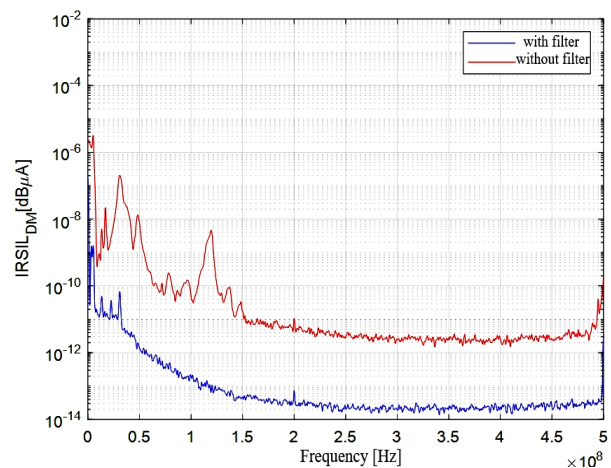


Fig. 10. Frequency response of the LISN current in DM with and without filter for a two boost circuit in parallel

Conclusions.

1. Experimental results showed that parallel connected boost converters start oscillating at 1 MHz up to 110 MHz, but are perfect beyond that. Nevertheless, the overall electromagnetic compatibility disturbance result for the «sum» test case of two boosts with and without a filter in differential and common mode is the main focus, and is illustrated by the line impedance stabilizing network current.

2. It can be seen that the differential or common mode capacitive effect generated by the two boosts is very important. Common mode impedances are usually low parasitic capacitances and therefore high at low frequencies, while differential mode impedances are high parasitic capacitances (negligible compared to the common mode).

3. It can be said that electromagnetic disturbances are transmitted to the outside of any electrical study system via various couplings. The objective of this paper was to present some experimental methods in differential and common mode, which complement other theoretical research previously conducted in order to identify and define the source of electromagnetic interferences that are generated by parallel boosts in a power system.

4. It can be clearly seen that electromagnetic interferences will be increasingly lower in filtered differential mode than in common mode. The experimental results of parallel converters have been presented as a proof of concept. The proposed method can be easily applied to support high power levels. The design of two static DC/DC boost converters in parallel in an electrical circuit is more than desirable in relation to electromagnetic interferences minimization.

Acknowledgement. This research was supported by «La Direction Générale de la Recherche Scientifique et du Développement Technologique (DGRSDT)».

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

REFERENCES

1. Benhadda N., Bendaoud A., Miloudi M., Benazza B., Belhenini S. Buck Converter Common-Mode Emission with the Frequency Approach. *International Journal of Electronics and Electrical Engineering Systems*, 2020, vol. 3, no. 4, pp. 9-14.
2. Aulagnier G., Cousineau M., Abouda K., Rolland E., Meynard T. Impact CEM haute fréquence des commutations dans un convertisseur Buck. Etude analytique et application aux

structures parallèles à commandes entrelacées. *Symposium de Génie Électrique 2014*, July 2014, Cachan, France. (Fra).

3. Aulagnier G., Cousineau M., Meynard T., Rolland E., Abouda K. High frequency EMC impact of switching to improve DC-DC converter performances. *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013, pp. 1-9. doi: <https://doi.org/10.1109/EPE.2013.6634463>.

4. Costa F., Magnon D. Graphical Analysis of the Spectra of EMI Sources in Power Electronics. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, vol. 20, no. 6, pp. 1491-1498. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2005.857564>.

5. Rezini S., Azzouz Z. Impact des émissions EM conduites produites par un hacheur abaisseur *Revue des Energies Renouvelables*, 2017, vol. 20, no. 3, pp. 433-447.

6. Meghine B. *Mise en parallèle de deux structures de convertisseurs DC/DC Boost*. Polytech Clermont Ferrand, Eaton Corporation 2014-2015. Available at: <https://docplayer.fr/41349389-Mise-en-parallele-de-deux-structures-de-convertisseurs-dc-dc-Boost.html> (Accessed 22.06.2022). (Fra).

7. Nave M.J. The effect of duty cycle on SMPS common mode emissions: theory and experiment. *National Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1989, pp. 211-216. doi: <https://doi.org/10.1109/NSEMC.1989.37182>.

8. Huang X. *Frequency Domain Conductive Electromagnetic Interference Modeling and Prediction with Parasitics Extraction for Inverters*. PhD Dissertation Thesis, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, USA, 2004.

9. Labrousse D., Revol B., Costa F. Common-Mode Modeling of the Association of N-Switching Cells: Application to an Electric-Vehicle-Drive System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, vol. 25, no. 11, pp. 2852-2859. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2051457>.

10. Benazza B., Bendaoud A., Schanen J.-L. Impact des longueurs de câble sur les émissions cem conduites d'un convertisseur DC/DC. *Colloque international et exposition sur sa compatibilité électromagnétique CEM*, July 2018, Paris, France. (Fra).

11. Hrigua S., Costa F., Gautier C., Revol B. New modeling method based on transfer functions for EMI analysis in power electronic converters. *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 2012, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2012.6396839>.

12. Baghdadi B., Abdelber B., Alain R., Omar D., Helima S. Experimental study of the behaviour of the crosstalk of shielded or untwisted-pair cables in high frequency. *Serbian Journal of Electrical Engineering*, 2019, vol. 16, no. 3, pp. 311-324. doi: <https://doi.org/10.2298/SJEE1903311B>.

13. Zeghoudi A., Bendaoud A., Slimani H., Benazza B., Miloudi H., Canale L. Power impact and electromagnetic disturbances of different lighting modes from spot LED lamp.

How to cite this article:

Benazza B., Bendaoud A., Slimani H., Benaissa M., Flitti M., Zeghoudi A. Experimental study of electromagnetic disturbances in common and differential modes in a circuit based on two DC/DC boost static converter in parallel. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 35-39. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.05>

Optik, 2022, vol. 269, art. no. 169898. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2022.169898>.

14. Zeghoudi A., Slimani H., Bendaoud A., Benazza B., Bechekir S., Miloudi H. Measurement and analysis of common and differential modes conducted emissions generated by an AC/DC converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 4, pp. 63-67. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.09>.

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

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

17. Miloudi H., Miloudi M., Gourbi A., Bermaki M.H., Bendaoud A., Zeghoudi A. A high-frequency modeling of AC motor in a frequency range from 40 Hz to 110 MHz. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 3-7. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.01>.

Received 09.09.2022

Accepted 13.11.2022

Published 01.07.2023

Baghdadi Benazza^{1,2}, Lecturer,
Abdelber Bendaoud¹, Professor,
Helima Slimani^{1,3}, Lecturer,
Mohamed Benaissa⁴, Professor,
Mohamed Flitti², Lecturer,
Abdelhakim Zeghoudi¹, PhD,

¹Laboratory of Applications of Plasma, Electrostatics and Electromagnetic Compatibility (APELEC), Djillali Liabes University Sidi-Bel-Abbes, Algeria, e-mail: baghdadi.benazza@univ-temouchent.edu.dz; babelber@gmail.com (Corresponding Author); hakooumzeghoudi@gmail.com

²Electrical Engineering Department; University of Ain Temouchent, Algeria, e-mail: mohammed.flitti@univ-temouchent.edu.dz

³Department of Mechanical Engineering, University Ibn Khaldoun of Tiaret, Algeria, e-mail: Slimani.Halima@yahoo.fr

⁴Faculty of Technology, University Abou bekr Belkaid, Tlemcen, Information Processing and Telecommunications Laboratory (LTIT), Algeria, e-mail: moh.benaissa@gmail.com

Y. Lahiouel, S. Latreche, M. Khemliche, L. Boulemzaoud

Photovoltaic fault diagnosis algorithm using fuzzy logic controller based on calculating distortion ratio of values

Introduction. The efficiency of solar energy systems in producing electricity in a clean way. Reliance on it in industrial and domestic systems has led to the emergence of malfunctions in its facilities. During the operating period, these systems deteriorate, and this requires the development of a diagnostic system aimed at maintaining energy production at a maximum rate by detecting faults as soon as possible and addressing them. **Goal.** This work proposes the development of an algorithm to detect faults in the photovoltaic system, which based on fuzzy logic. **Novelty.** Calculate the distortion ratio of the voltage and current values resulting from each element in the photovoltaic system and processing it by the fuzzy logic controller, which leads to determining the nature of the fault. **Results.** As show in results using fuzzy logic control by calculating the distortion ratio of the voltage and current detect 12 faults in photovoltaic array, converter DC-DC and battery. References 20, table 5, figures 16.

Key words: photovoltaic system, fault diagnosis, distortion ratio of voltage and current, fuzzy logic controller.

Вступ. Ефективність систем сонячної енергії у виробництві електроенергії у чистий спосіб. Опора на нього в промислових та побутових системах призвела до виникнення несправностей у його об'єктах. У період експлуатації ці системи зношуються, і це вимагає розробки системи діагностики, спрямованої на підтримку вироблення енергії на максимальному рівні за рахунок якнайшвидшого виявлення несправностей та їх усунення. **Мета.** У цій роботі пропонується розробка алгоритму виявлення несправностей у фотоелектричній системі, що ґрунтується на нечіткій логіці. **Новизна.** Розрахувати коефіцієнт спотворення значень напруги та струму з кожного елемента фотоелектричної системи та обробити його контролером нечіткої логіки, що призводить до визначення характеру несправності. **Результати.** Як показують результати, використання нечіткого логічного управління шляхом розрахунку коефіцієнта спотворення напруги та струму дозволяє виявити 12 несправностей у фотоелектричній батареї, DC-DC перетворювачі та акумуляторі. Бібл. 20, табл. 5, рис. 16.

Ключові слова: фотоелектрична система, діагностика несправностей, коефіцієнт спотворення напруги та струму, контролер з нечіткою логікою.

Introduction. The significant increase in global energy consumption along with concerns about the environmental impacts of conventional energies has led the world to gradually move towards renewable energy sources such as solar energy, wind energy and geothermal energy. Photovoltaic (PV) is arguably the most direct way to take advantage of solar energy and is considered the most promising way to harness this energy [1]. It is very popular globally due to its advantages such as abundance, ease of installation, quiet operation, and low cost compared to other renewable energy sources; which led to its enjoyment of a great level of interest in scientific research [2].

PV installation consists of several parts where the PV panels are the main component. The latter is exposed to many environmental and electrical influences that lead to the occurrence of many faults and malfunctions. These faults directly affect the performance of the system and may lead to its failure or even the risk of incidents [3]. Some critical faults need to be quickly detected and treated to ensure healthy performances of the system. Therefore, PV panels require several maintenance operations in order to reach the optimal system performances and expand their lifespan [4]. As any industrial system, the goal is to reach the maximum energy production with minimum maintenance costs.

Several researches have studied the properties of PV modules under unusual conditions and have proposed relatively accurate and intelligent fault diagnosis and detection solutions based on neural networks and fuzzy logic algorithms, etc. [5].

There are research works that talked about this method, we mention the most important:

In [6] the authors present a DC side short circuit fault detection scheme for PV arrays consisting of multiple PV panels connected in a series/parallel configuration. The proposed fault detection scheme is based on a pattern recognition approach that uses a multi-resolution signal decomposition technique to extract the necessary features, based on determined by the fuzzy inference system if a fault occurs.

In [7] authors talk about the development of failure detection routines (FDRs) that operate on acquired datasets of grid-connected PV systems in order to diagnose the occurrence of failures. The developed FDRs consist of a failure detection and classification phase. More precisely, the failure detection phase was based on a comparative statistic between simulated and measured electrical measurements. In parallel, a fuzzy logic inference was performed in order to analyze the failure model and the exact classification of the error that occurred. The fuzzy rule-based classification system models were constructed for each failure through a supervisory learning process.

In [8] the authors have classified faults for the PV module based on artificial intelligence technology. They applied fuzzy logic to evaluate the critical fault of the PV module, according to its arrangement. The fault probabilities of the PV module are expressed by linguistic variables. The technique of consistency agreement method was used to compile the mysterious number, which was set by experts.

In [9] the authors suggested analyzing 2580 PV modules affected by different types of hotspot, as these PV modules are operated under different environmental

conditions, distributed across the UK. And then it detects the fault. The fault-finding model incorporates a fuzzy inference system using a Mamdani fuzzy controller including 3 input parameters: percentage of power loss, short circuit current (I_{sc}), and open circuit voltage (V_{oc}) in order to test the effectiveness of the proposed algorithm.

In [10] the researchers propose a technique for detecting the partial shading using the measured values for array voltage, array current, and radiation. Fuzzy logical technique (Sugeno) is presented for to detect the diagnosis partial and to classify and identify these defects, and is designed to take appropriate corrective actions.

The **goal** of this paper is the development of an intelligent fault diagnostic algorithm based on Fuzzy Logic Control (FLC) for PV installations. The fault detection initially uses simulated I-V curve estimation along with current and voltage output values from the transformer and battery. A standard test is used to differentiate between the sets of parameters calculated on the basis of various operating conditions. The proposed diagnostic method can detect and classify each specific type of fault and also deals with noise and disturbances. Modelling and diagnostic procedure were developed under MATLAB/Simulink environment.

PV system modeling. PV cells have a complex relationship between their working environment and the energy they produce. In order to adapt the generated power to the load, it is necessary to install a static DC-DC converter as an intermediate stage between the PV generator and the load. This stage is generally controlled by a Maximum Power Point Tracker (MPPT), which makes the system permanently works at its maximum power [11]. The typical architecture of a PV installation is shown in Fig. 1.

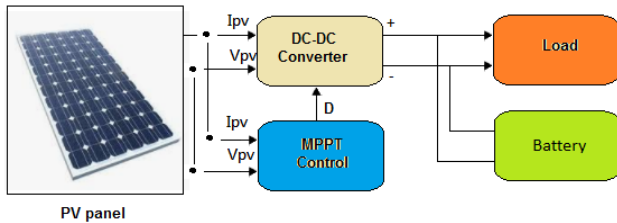


Fig. 1. Typical PV installation

PV cell modeling can be developed from its equivalent electrical circuit. The one-diode model which is also known as five-parameter model is the most commonly used. This model is a combination of a current source I_{ph} , a diode VD , a shunt resistor R_{sh} and a series resistor R_s represents the power losses [12]. The equivalent circuit for this model is illustrated in Fig. 2.

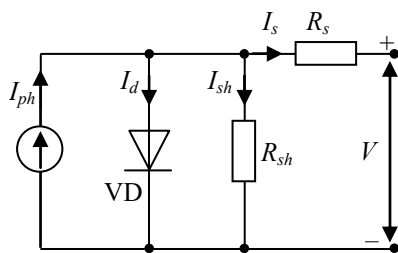


Fig. 2. One-diode PV cell model

The mathematical representation of the one-diode electrical circuit is given by the following equations:

$$I = I_{ph} - I_0 \cdot \left[\exp\left(\frac{q(V + I \cdot R_s)}{n \cdot K \cdot N_s \cdot T}\right) - 1 \right] - I_{sh}; \quad (1)$$

$$I_{ph} = I_{sc} + K_i \cdot (T - 298) \cdot \frac{G}{1000}; \quad (2)$$

$$I_0 = I_{rs} \cdot (T/T_n)^3 \cdot \exp\left[\frac{q \cdot E_{g0} \cdot (1/T_n - 1/T)}{n \cdot K}\right]; \quad (3)$$

$$I_{rs} = \frac{I_{sc}}{\exp\left(\frac{q \cdot V_{oc}}{n \cdot K \cdot N_s \cdot T}\right) - 1}; \quad (4)$$

where I_{ph} and I_{sc} are the photocurrent and the short-circuit current, respectively; $K_i = 0.0032$ is the short-circuit current of cell at 25 °C; T is the operating temperature; $T_n = 298$ K is the normal temperature; G is the solar irradiance, W/m^2 ; $q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ C is the electron charge; V_{oc} is the open-circuit voltage; $n = 1.3$ is the ideality factor of the diode; $K = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K is the Boltzmann constant; $E_{g0} = 1.1$ eV is the band gap energy of the semiconductor; N_s is the number of cells connected in series; N_p is the number of cells connected in parallel; R_s and R_p are series and parallel resistances, respectively.

PV module characteristics. The dedicated studied system for this work is simulated under a MATLAB/Simulink environment. It is composed of 8 PV modules (2 strings). Each module produces a maximum power of 200 W at 26.4 V. The electrical characteristics of each PV module under standard test conditions are shown in Table 1. The system is also composed of a DC-DC boost converter equipped with a Perturb and Observe MPPT. The simulation is done for a constant irradiance of 1000 W/m^2 and constant temperature of 25 °C. The MATLAB/Simulink model of the simulated PV system is shown in Fig. 3. The simulated I-V and P-V curves are shown in Fig. 4.

Table 1

Electrical characteristics of simulated PV module

Maximum power P_{mp} , W	200
Voltage at maximum power V_{mp} , V	26.4
Current at maximum power I_{mp} , A	7.58
Open-circuit voltage V_{oc} , V	32.9
Short-circuit current I_{sc} , A	8.21
Total number of cells in series N_s	54
Total number of cells in parallel N_p	1

The faults in PV systems can be temporary or permanent. Temporary faults are often caused by environmental effects such as shading and soiling. Permanent faults are usually related to PV module failures such as delamination, bubbles, yellowing, scratches and burnt cells [13]. They can be eliminated by either repairing or replacing defective modules. PV panels are also susceptible to many serious faults that can be caused by short circuits. Also, there are some other factors that can lead to production losses such as MPPT failures, losses in wiring, defective equipment etc. However, PV system's faults can be classified based on the faulty component, such as module faults, string faults, or power grid faults [14, 15]. The most common PV systems faults are described in Table 2.

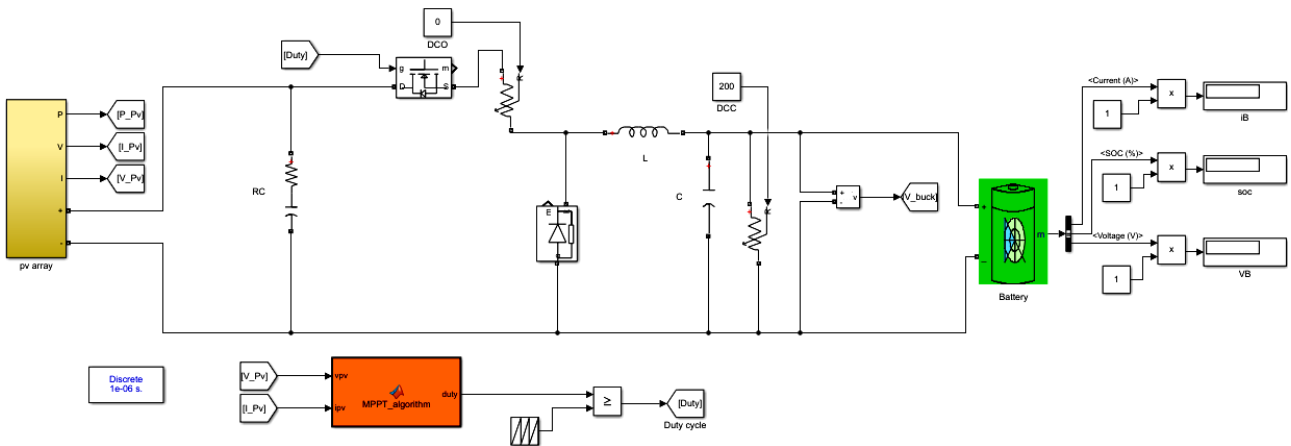


Fig. 3. MATLAB/Simulink model of the simulated PV system

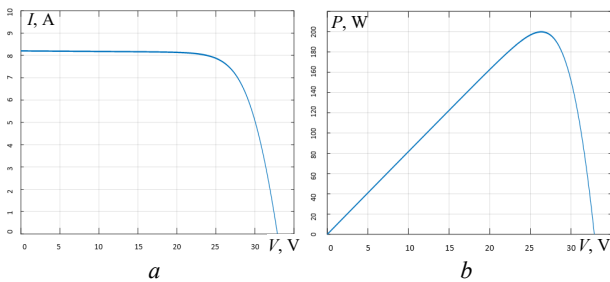


Fig. 4. $I-V$ (a) and $P-V$ (b) characteristics

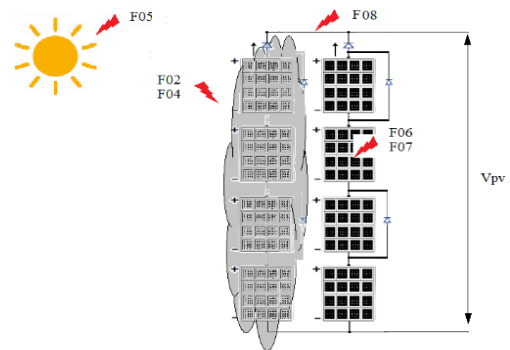


Fig. 5. PV array faults

Table 2

Faults occurring in the examined PV system

Components	Faults	Fault code
PV array	Less than 50 % total shading	F01
	Less than 50 % partial shading	F02
	More than 50 % total shading	F03
	More than 50 % partial shading	F04
	Temperature increase	F05
	Series resistances	F06
	Shunt resistances	F07
	Interconnection faults	F08
Converter DC-DC	Open circuit	F09
	Short circuit	F10
	MP controller failure	F11
Battery	Charging failure	F12

PV array faults can be divided into several groups depending on their type where there is a failure of the PV panel, cables or failure of external factors [16]. This work focuses only on faults related to the PV panel. In this stage we can talk about shading patterns whether it is total (F01, F03) or partial (F02, F04) or faults related to temperature (F05). In the other hand, PV power degradation can be caused by the increase of the resistance between the units which can be caused by corrosion, water vapor or other related factors (F06, F07). Also, interconnection faults (F08) such as short-circuit are occurred due to faulty cable's insulation or mechanical damage. Different types of PV array faults are shown in Fig. 5. The effect of each type of described faults on the generated power curve compared with ideal working conditions is illustrated in Fig. 6, 7.

DC-DC converter faults. DC-DC converters are used in PV systems in order to charge batteries and also supply DC loads [17].

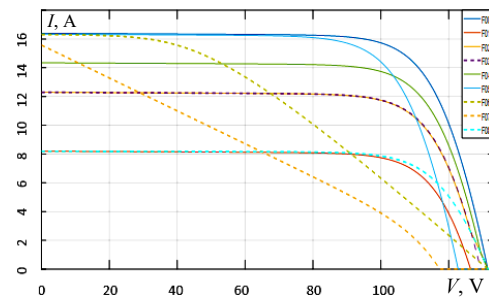


Fig. 6. $I-V$ characteristic of PV faults

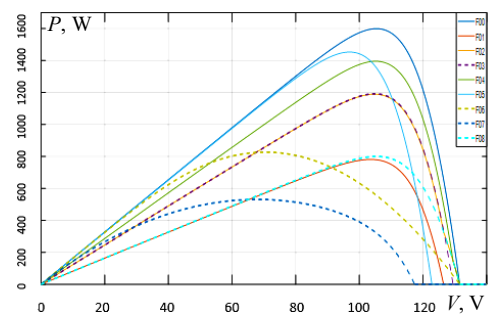


Fig. 7. $P-V$ characteristic of PV faults

While linear DC-DC converters maintain DC current flow of their input to the load, switching converters regulate the current flow by chopping the input voltage and controlling the average current flow by varying the ratio cycle. Open circuit faults (F09) refer to disconnection faults in converter circuits. Diagnosis can be done by the inspection of voltage and current indication. In the same way as open-circuit faults, short circuit faults (F10) can also occur in different types of converters. Also, the different types of MPPTs [18] used

to control the converter can also provide system faults such as command fault (F11). The different types of a buck converter related faults and its impact on the output voltage are respectively shown in Fig. 8, Fig. 9.

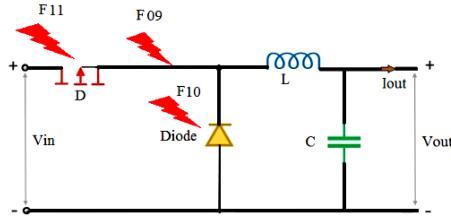


Fig. 8. Buck converter faults

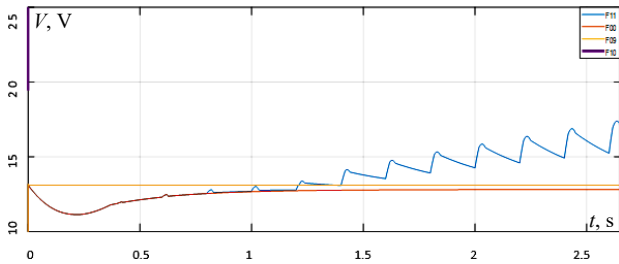


Fig. 9. Impact of faults on buck converter output

Battery faults. When PV production exceeds consumption, the excess of energy is stored in batteries. The stored energy is then used when the consumption rate exceeds production. These batteries are prone to failures such as charging failure (F12) which will be discussed in this article. The effect of batteries charging fault comparing to normal conditions is shown in Fig. 10.

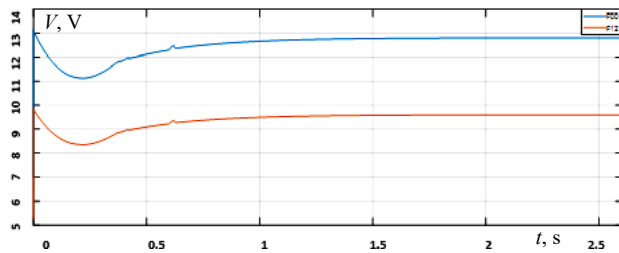


Fig. 10. Battery voltage with charging fault

Fuzzy diagnostic for PV system. The fuzzy logic approach simulates how a person makes decisions to control the problem faster. This logic helps reduce complexity by allowing information to be used in a meaningful way. Its implementation can be software, hardware or a combination of both. In general, the operating procedure of a fuzzy system is accomplished in three steps [19]. The first step is fuzzification, which is the transformation of variables into fuzzy variables which are also called linguistic fuzzy variables. The second step is called fuzzy inference. It is the construction of rules and results based on linguistic variables, using the IF-THEN statement. The last step is the defuzzification phase, which is the transition from a linguistic result to a numerical result.

FLC is one of the modern artificial intelligent techniques used in fault diagnosis in PV systems. The first step is to specify the required input and output values (net data) and their ranges. Next, the net data have to be converted into membership values (fuzzification). After that, the output membership values are synthesized based on extended fuzzy rules (fuzzy inference). Finally, the output membership values are converted into proper output values (defuzzification).

This article proposes a new intelligent technique based on Takagi-Sugeno type fuzzy logic to diagnose and identify faults in the PV generator, buck converter and battery charging failures. This technique is chosen because of its tolerance to imprecise data. It suffices to adjust the inputs/outputs of the system and call the fuzzy rules to improve detection [20]. The diagram block shown in Fig. 11 summarizes the proposed technique.

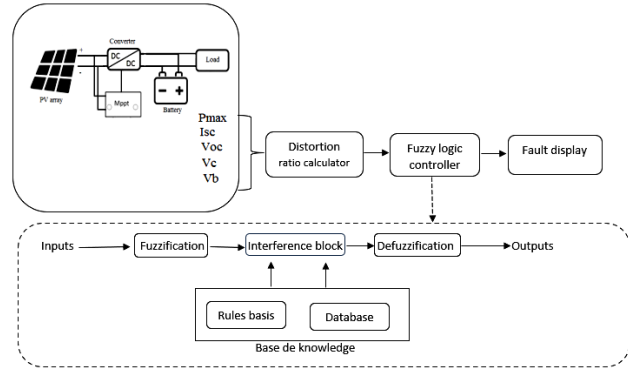


Fig. 11. General structure of a fuzzy system

The fault diagnosis technique used is based on F00 reference values (no fault) and simulated fault values. All cases are discussed and detected. The analysis of the main attributes of the $I-V$ and $P-V$ characteristics of the PV array plays the main role to accurately locate the faults in which the open-circuit voltage (V_{oc}), short-circuit voltage (I_{sc}) and maximum power (P_{max}) values have been identified to detect different types of faults. In the other hand, converter output voltage (V_c), battery output voltage (V_b) were used to determine the region where the faults occurred in the converter and battery output voltage. Then, the distortion rate I_i of all values is calculated as:

$$I_i = 1 - \frac{val_{cal}}{val_{ref}} ; \quad (5)$$

where val_{cal} is the calculated value; val_{ref} is the reference value. The result of distortion rate has to be between 0 and 1 and it is used in FLC.

FLC algorithm is based on the comparison of 5 parameters (P_{max} , V_{oc} , I_{sc} , V_c , V_b) with its reference's values. Reference values of mentioned parameters of each faulty case are illustrated in Table 3.

Table 3

Reference values of FLC for each faulty case

Faults	P_{max} , W	I_{sc} , A	V_{oc} , V	V_c , V	V_b , V
F00	1599	16.4	132	21.65	12.8
F01	780.8	8.199	126.5	26.15	12.8
F02	1189	12.3	132	21.67	12.8
F03	1192	12.3	129	21.66	12.8
F04	1395	14.35	132	21.65	12.8
F05	1453	16.33	123.2	21.9	12.8
F06	826.5	16.32	132	22.63	12.8
F07	530.6	15.58	117	26.15	12.8
F08	799.5	8.199	132	21.65	12.8
F09	1599	16.4	132	12.8	12.8
F10	0.9728	16.4	132	infini	indefined
F11	1599	16.4	132	17.2	12.8
F12	1599	16.4	132	12.8	9.7

Each region of values represents a failure case that could occur in the PV system. In the case of a faulty parameter the algorithm tends to send an alarm. When

increasing the PV installations, it is sufficient to increase the number of sensors so that we can monitor all the signals of the panels. The flowchart of the proposed fuzzy logic algorithm is shown in Fig. 12.

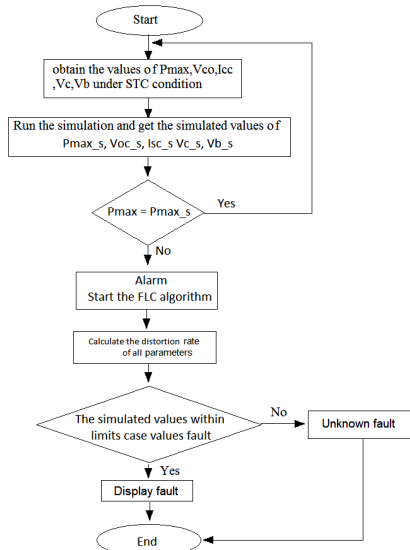


Fig. 12. Flowchart of the proposed FLC fault detection and diagnosis method

Each membership function is calculated on the base of Table 4 values with the calculated I_i values.

Table 4

Distortion rate of all parametric for each faulty case

Fault	Distortion rate of P_{max}	Distortion rate of I_{sc}	Distortion rate of V_{oc}	Distortion rate of V_c	Distortion rate of V_b
F00	0	0	0	0	0
F01	0.511694809	0.500060976	0.041666667	-0.207852194	0
F02	0.256410256	0.25	0	-0.000923788	0
F03	0.254534084	0.25	0.022727273	-0.000461894	0
F04	0.127579737	0.125	0	0	0
F05	0.091307067	0.004268293	0.066666667	-0.011547344	0
F06	0.483114447	0.004878049	0	-0.045265589	0
F07	0.668167605	0.05	0.113636364	-0.207852194	0
F08	0.5	0.500060976	0	0	0
F09	0	0	0	0.408775982	0
F10	0.99939162	0	0	-infini	indefini
F11	0	0	0	0.205542725	0
F12	0	0	0	0.408775982	0.2421875

The membership functions are depended on the mathematical calculation of the examined PV system. The fuzzy logic system is based on If-Then statement. The diagram of the proposed FLC for fault detection is illustrated in Fig. 13.

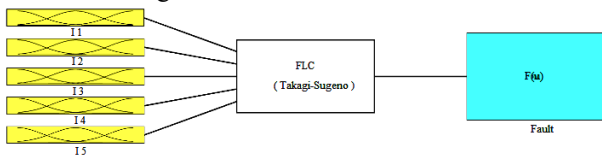


Fig. 13. Five inputs single output Takagi-Sugeno FLC proposed system

If distortion rate of P_{max} is less than 0.3, then we consider it as small.

If distortion rate of P_{max} is greater than 0.6, then we consider it as big.

If distortion rate of P_{max} is between 0.3 and 0.6, then we consider it as middle.

We now translate this human language to fuzzy logic fuzzification (distortion rate of P_{max} , small) = $\mu_{small}(P_{max})$

fuzzification (distortion rate of P_{max} , middle) = $\mu_{middle}(P_{max})$
 fuzzification (distortion rate of P_{max} , big) = $\mu_{big}(P_{max})$.

For example:

If distortion rate of $P_{max} = 0.127579737$; then
 fuzzification (distortion rate of P_{max} , small) = $\mu_{small}(P_{max}) = 1$
 fuzzification (distortion rate of P_{max} , middle) = $\mu_{middle}(P_{max}) = 0$
 fuzzification (distortion rate of P_{max} , big) = $\mu_{big}(P_{max}) = 0$.

If distortion rate of $P_{max} = 0.668167605$; then
 fuzzification (distortion rate of P_{max} , small) = $\mu_{small}(P_{max}) = 0$
 fuzzification (distortion rate of P_{max} , middle) = $\mu_{middle}(P_{max}) = 0.5$
 fuzzification (distortion rate of P_{max} , big) = $\mu_{big}(P_{max}) = 0.5$.

If distortion rate of $P_{max} = 0.99939162$; then
 fuzzification (distortion rate of P_{max} , small) = $\mu_{small}(P_{max}) = 0$
 fuzzification (distortion rate of P_{max} , middle) = $\mu_{middle}(P_{max}) = 0$
 fuzzification (distortion rate of P_{max} , big) = $\mu_{big}(P_{max}) = 1$.

The membership functions in this study are shown in Fig. 14.

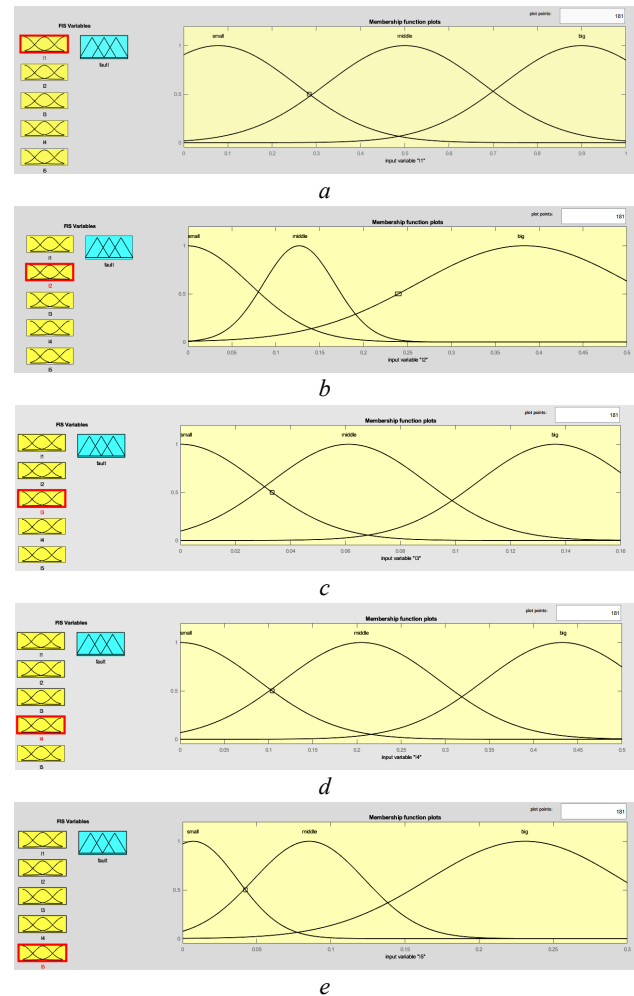


Fig. 14. Fuzzy logic system inputs:

- a) $I_1(P_{max})$; b) $I_2(I_{sc})$; c) $I_3(V_{oc})$; d) $I_4(V_c)$; e) $I_5(V_b)$

After the fuzzy variables and membership functions have been defined. The next step is to define If-Then logic inference.

For example, if the distortion rate of P_{max} is middle, the distortion rate of I_{sc} is big, the distortion rate of V_{oc} is middle, the distortion rate of V_c is small and distortion rate of V_b is small, then the fault is F01 (less than 50 % total shading). We translate this logic into fuzzy logic and resume it in Table 5.

Table 5

Fuzzy logic of all parametric for each faulty case

Fault	Distortion rate of				
	P_{max}	I_{sc}	V_{oc}	V_c	V_b
F00	small	small	small	small	small
F01	middle	big	middle	small	small
F02	small	big	small	small	small
F03	small	big	middle	small	small
F04	small	middle	small	small	small
F05	small	small	middle	small	small
F06	middle	small	small	small	small
F07	big	small	big	small	small
F08	middle	big	small	small	small
F09	small	small	small	big	small
F10	big	small	small	small	middle
F11	small	small	small	middle	small
F12	small	small	small	big	big

For a fuzzy system whose end product must be brittle, the step is necessary to turn the ambiguous final aggregate result into a brittle. This step is called defuzzification.

Use the Mean of Maximum (MoM) defuzzification method for pattern recognition applications. This defuzzification method calculates the most logical result. Instead of calculating the average membership scores for the resulting linguistic terms, the MoM defuzzification method determines the typical value for the most correct resulting linguistic term.

Results. The results obtained from the proposed FLC algorithm are respectively illustrated in Fig. 14, 15. Figure 14,a-e shows 3 Gaussian membership functions for each input variable, and 12 inferred bases that can be satisfactorily generalize the fault condition product.

Figure 16 shows a set of 12 rules for different faults states. The first 5 columns are the input variables, while the last column represents the output variable from left to right. From the figure we can show that if $I_1 = 0.5$ W, $I_2 = 0.25$ A, $I_3 = 0.08$ V, $I_4 = 0.25$ V and $I_5 = 0.15$ V, then the predicted by the fuzzy logic approach PV fault is 0.965, that's to say fault D09 as shown as below:

$$\left. \begin{aligned} I_1 = 0.5 \text{ W} &\rightarrow \mu_{middle}(P_{max}) = 1; \\ I_2 = 0.25 \text{ A} &\rightarrow \mu_{big}(I_{sc}) = 1; \\ I_3 = 0.08 \text{ V} &\rightarrow \mu_{middle}(V_{oc}) = 1; \\ I_4 = 0.25 \text{ V} &\rightarrow \mu_{middle}(V_c) = 1; \\ I_5 = 0.15 \text{ V} &\rightarrow \mu_{big}(V_b) = 1; \end{aligned} \right\} \text{fault} = 0.965 = \text{D09} .$$

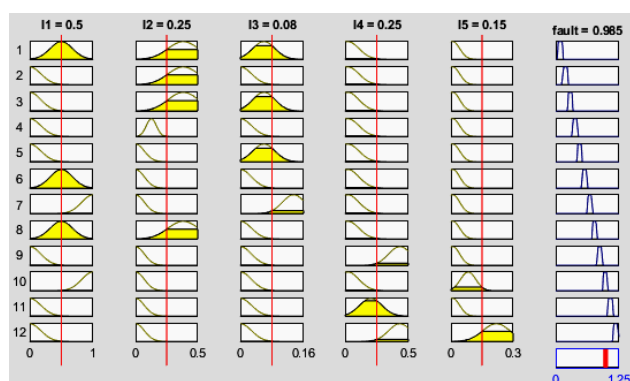


Fig. 15. Rules viewer of fuzzy logic system

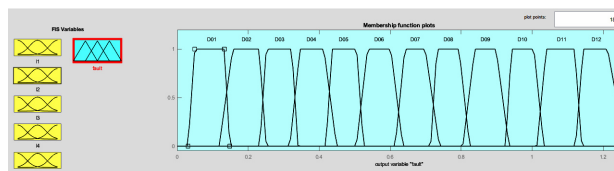


Fig. 16. Fuzzy logic system output

Conclusions. A smart technique based on Takagi-Sugeno type fuzzy logic for the diagnosis and detection of faults in a photovoltaic generator connected with a buck converter and batteries has been proposed. This technique was performed based on 5 parameter values (P_{max} , V_{oc} , I_{sc} , V_c , V_b). These values have been extracted from the analysis of the characteristics of $I-V$ and $P-V$ curves, the buck converter and the output of the batteries, followed by the extraction of all the output values such as current, voltage and power of the photovoltaic system in cases of healthy and faulty operation. 12 faults have been detected in detail in order to evaluate the performance of the proposed algorithm on the photovoltaic system.

The simulation results obtained have demonstrated the efficiency of the proposed technique. All faults have been accurately identified and classified. This technique is able to identify faults after they are detected in different components of the photovoltaic system. After all, fuzzy logic control was adopted in this study due to its high computational speed and its ability to be applicable in large-scale photovoltaic installations due to its low monitoring cost and economic benefits.

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

REFERENCES

1. Khan S.A., Mahmood T., Awan K.S. A nature based novel maximum power point tracking algorithm for partial shading conditions. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 6, pp. 54-63. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.6.08>.
2. Latreche S., Badoud A.E., Khemliche M. Implementation of MPPT Algorithm and Supervision of Shading on Photovoltaic Module. *Engineering, Technology & Applied Science Research*, 2018, vol. 8, no. 6, pp. 3541-3544. doi: <https://doi.org/10.48084/etasr.2354>.
3. Basnet B., Chun H., Bang J. An Intelligent Fault Detection Model for Fault Detection in Photovoltaic Systems. *Journal of Sensors*, 2020, vol. 2020, art. no. 6960328. doi: <https://doi.org/10.1155/2020/6960328>.
4. Djalab A.A., Rezaoui M.M., Mazouz L., Teta A., Sabri N. Robust Method for Diagnosis and Detection of Faults in Photovoltaic Systems Using Artificial Neural Networks. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, 2020, vol. 63, no. 3, pp. 291-302. doi: <https://doi.org/10.3311/PPee.14828>.
5. Davarifar M., Rabhi A., Hajjaji A.El. Comprehensive Modulation and Classification of Faults and Analysis Their Effect in DC Side of Photovoltaic System. *Energy and Power Engineering*, 2013, vol. 5, no. 4, pp. 230-236. doi: <https://doi.org/10.4236/epe.2013.54B045>.
6. Yi Z., Etemadi A.H. Fault Detection for Photovoltaic Systems Based on Multi-Resolution Signal Decomposition and Fuzzy Inference Systems. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2017, vol. 8, no. 3, pp. 1274-1283. doi: <https://doi.org/10.1109/TSG.2016.2587244>.
7. Livera A., Theristis M., Makrides G., Georghiou G.E. On-line failure diagnosis of grid-connected photovoltaic systems based on fuzzy logic. *2018 IEEE 12th International Conference*

- on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018), 2018, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/CPE.2018.8372537>.
8. Perveen S., Ashfaq H., Asjad M. Fault Ranking in PV Module based on Artificial Intelligence Technique (AIT). 2019 International Conference on Power Electronics, Control and Automation (ICPECA), 2019, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICPECA47973.2019.8975619>.
9. Dhimish M., Badran G. Photovoltaic Hot-Spots Fault Detection Algorithm Using Fuzzy Systems. *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, 2019, vol. 19, no. 4, pp. 671-679. doi: <https://doi.org/10.1109/TDMR.2019.2944793>.
10. Djalab A., Nekkil N., Laouid A.A., Kouzou A., Kadiri K. An Intelligent Technique to Diagnosis and Detection the Partial Shading Based on Fuzzy Logic for PV System. 2020 17th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD), 2020, pp. 235-238. doi: <https://doi.org/10.1109/SSD49366.2020.9364109>.
11. Boudaraia K., Mahmoudi H., Abbou A. MPPT Design Using Artificial Neural Network and Backstepping Sliding Mode Approach for Photovoltaic System under Various Weather Conditions. *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, 2019, vol. 12, no. 6, pp. 177-186. doi: <https://doi.org/10.22266/ijies2019.1231.17>.
12. 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>.
13. Madeti S.R., Singh S.N. A comprehensive study on different types of faults and detection techniques for solar photovoltaic system. *Solar Energy*, 2017, vol. 158, pp. 161-185. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2017.08.069>.
14. Nebti K., Lebied R. Fuzzy maximum power point tracking compared to sliding mode technique for photovoltaic systems based on DC-DC boost converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 1, pp. 67-73. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.1.10>.
15. Mellit A., Tina G.M., Kalogirou S.A. Fault detection and diagnosis methods for photovoltaic systems: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 91, pp. 1-17. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.03.062>.
16. Latreche S., Khenfer A., Khemliche M. Sensors placement for the faults detection and isolation based on bridge linked configuration of photovoltaic array. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 5, pp. 41-46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.5.07>.
17. Saravanan S., Senthil Kumar R., Prakash A., Chinnadurai T., Tiwari R., Prabakaran N., Chitti Babu B. Photovoltaic array reconfiguration to extract maximum power under partially shaded conditions. *Distributed Energy Resources in Microgrids: Integration, Challenges and Optimization*, 2019, pp. 215-241. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-817774-7.00008-9>.
18. Abbes H., Abid H., Loukil K., Toumi A., Abid M. Etude comparative de cinq algorithmes de commande MPPT pour un système photovoltaïque. *Revue des Énergies Renouvelables*, 2014, vol. 17, no. 3, pp. 435-445. (Fra).
19. Abdel-Maksoud H., Khater M., Shaaban S. Adaptive Fuzzy Logic PI Control for Switched Reluctance Motor Based on Inductance Model. *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, 2017, vol. 10, no. 4, pp. 41-49. doi: <https://doi.org/10.22266/ijies2017.0831.05>.
20. Marhraoui S., Abbou A., Cabrane Z., Rhaili S., Hichami N. Fuzzy Logic-Integral Backstepping Control for PV Grid-Connected System with Energy Storage Management. *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, 2020, vol. 13, no. 3, pp. 359-372. doi: <https://doi.org/10.22266/ijies2020.0630.33>.

Received 18.09.2022

Accepted 19.11.2022

Published 01.07.2023

Younes Lahiouel¹, PhD Student,
 Samia Latreche¹, Doctor of Technical Science, Associate Professor,
 Mabrouk Khemliche¹, Doctor of Technical Science, Professor,
 Lokmane Boulemzaoud¹, PhD Student,
¹ Technology Faculty, Electrical Engineering Department,
 Automation Laboratory of Setif, University of Setif 1, Algeria,
 e-mail: lahiouelyounes@gmail.com (Corresponding Author);
 ksamia2002@yahoo.fr; mabroukkhemliche@univ-setif.dz;
 lokmane@outlook.com

How to cite this article:

Lahiouel Y., Latreche S., Khemliche M., Boulemzaoud L. Photovoltaic fault diagnosis algorithm using fuzzy logic controller based on calculating distortion ratio of values. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 40-46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.06>

E. Parimalasundar, R. Jayanthi, K. Suresh, R. Sindhuja

Investigation of efficient multilevel inverter for photovoltaic energy system and electric vehicle applications

Introduction. This research presents a simple single-phase pulse-width modulated 7-level inverter topology for renewable system which allows home-grid applications with electric vehicle charging. Although multilevel inverters have appealing qualities, their vast range of application is limited by the use of more switches in the traditional arrangement. As a result, a novel symmetrical 7-level inverter is proposed, which has the fewest number of unidirectional switches with gate circuits, providing the lowest switching losses, conduction losses, total harmonic distortion and higher efficiency than conventional topology. **The novelty** of the proposed work consists of a novel modular inverter structure for photovoltaic energy system and electric vehicle applications with fewer numbers of switches and compact in size. **Purpose.** The proposed system aims to reduce switch count, overall harmonic distortions, and power loss. There are no passive filters required, and the constituted optimizes power quality by producing distortion-free sinusoidal output voltage as the level count increases while reducing power losses. **Methods.** The proposed topology is implemented with MATLAB/Simulink, using gating pulses and various pulse-width modulation methodologies. Moreover, the proposed model also has been validated and compared to the hardware system. **Results.** Total harmonic distortion, number of power switches, output voltage, current, power losses and number of DC sources are investigated with conventional topology. **Practical value.** The proposed topology has proven to be extremely beneficial for implementing photovoltaic-based stand-alone multilevel inverter and electric vehicle charging applications. References 16, table 1, figures 18.

Key words: conduction loss, multilevel inverter, pulse-width modulation, switching loss, total harmonic distortion.

Вступ. У цьому дослідженні представлена топологія простого семирівневого однофазного інвертора з широтно-імпульсною модуляцією для системи з відновлюваними джерелами енергії, яка дозволяє використовувати домашню мережу з зарядкою електромобілів. Хоча багаторівневі інвертори мають привабливі характеристики, широкий спектр їх застосування обмежений використанням більшої кількості перемикачів у традиційній схемі. В результаті запропонований новий симетричний 7-рівневий інвертор, який має найменшу кількість односпрямованих ключів із затворними ланцюгами, забезпечує найменші комутаційні втрати, втрати на провідність, сумарні гармонічні спотворення та вищий ККД, ніж традиційна топологія. **Новизна** запропонованої роботи полягає у новій модульній структурі інвертора для фотоелектричних енергетичних систем та використання для електромобілів з меншою кількістю перемикачів та компактними розмірами. **Мета.** Пропонована система спрямована на зменшення кількості перемикачів, загальних гармонічних спотворень та втрат потужності. Пасивні фільтри не потрібні, а складова частина оптимізує якість електроенергії, створюючи синусоїдальну вихідну напругу без спотворень зі збільшенням кількості рівнів при одночасному зниженні втрат потужності. **Методи.** Запропонована топологія реалізована за допомогою MATLAB/Simulink з використанням стробуючих імпульсів та різних методологій широтно-імпульсної модуляції. Крім того, запропонована модель також була перевірена та порівняна з апаратною системою. **Результати.** Загальні гармонічні спотворення, кількість силових ключів, вихідна напруга, струм, втрати потужності та кількість джерел постійного струму досліджуються за допомогою традиційної топології. **Практична цінність.** Запропонована топологія виявилася надзвичайно корисною для реалізації автономних багаторівневих інверторів на основі фотоелектричних систем та застосування для заряджання електромобілів. Бібл. 16, табл. 1, рис. 18.

Ключові слова: втрати провідності, багаторівневий інвертор, широтно-імпульсна модуляція, комутаційні втрати, сумарні гармонічні спотворення.

Introduction. The power grid has experienced energy requirements since the last century due to the growing number of users along with large power companies. Due to the obvious advancements in semiconductor device development, power converter technology is rapidly transforming the way traditional large transformers. So, order to offer clean electricity to users, power converters are frequently employed in renewable energy conversion systems. Switching devices are economical to produce and maintain a competitive advantage because of their minimal costs. Because adding additional switches to an inverter circuit does not considerably increase prices, 2-level traditional converters having large power losses and harmonics content are increasingly becoming substituted by multilevel converters with lower operating frequencies.

Many studies have concentrated on the creation of multilevel inverters (MLIs), including both terms of topologies and control technique. The number of elements used in these sorts of converters is given special consideration. The fewer the elements, the lesser the power dissipation and expenses. Cascaded H-bridge, neutral point, and cascaded H-bridge are some of its most prevalent structures. MLIs with clamped and diode clamped diodes have discovered significant practical

demand for high variable speed drives. Additional ripple losses are attributed to presence of clamped diodes and capacitors. Consequently, as compared to cascaded modified MLI, which uses diodes and capacitors, it is a much more complex topology [1-4].

Single-phase MLIs can play an important role in this area, converting the photovoltaic (PV) system's DC voltage into a continuous AC signal accessible by loads as well as the grid significantly fewer harmonic filters and increased performance. The 7-level power conditioning unit inverter has been proposed for this purpose, with appealing features such as low number of switches and the ability to generate multiple voltage ranges at the result [5, 6].

Modified MLI designs based on a decreased number of circuit elements are implemented to tackle the previous shortcomings. In this research, a 7-level pulse-width modulation (PWM) inverter with independent DC input supplies and appropriate circuit combinations for switches and total harmonic distortion (THD) minimization is proposed. Furthermore, it necessitated a greater switching devices and external power supply, resulting in a larger inverter size and expense. In order to reduce the amount of power devices and converter losses, a staircase MLI is proposed [7-9].

© E. Parimalasundar, R. Jayanthi, K. Suresh, R. Sindhuja

This configuration, on the other hand, takes into account something even increasing switching devices. The quantity of external DC sources is decreased due to the absence of voltage multiplication across input split-capacitors. This configuration, on the other hand, can be employed for up to 5 levels of composition without the need for flexible modification. MLI with decreased switches is offered for some further switching minimization, but output voltage generation takes a massive number of discrete DC sources [10, 11].

For low voltage PV panels, a new single-phase MLI inverter featuring wattage capabilities was proposed. It is, therefore, appropriate for low rated power applications and has 2 adapt an appropriate, resulting in increased power losses. For cascade multilevel output-voltage, a small MLI is given employing 2 capacitors within every component and a decrease in number of external power supply. However, for high-power applications, this boosts inverter energy capacity and compact. For energy storage systems, novel MLI topologies for single/3-phase applications with fewer components and a single DC-source are required [12-16].

Inspired by an analysis of relevant literature, this research introduces single-phase 7-level PWM inverter with decreased power number of switches, THD, switching losses, and conduction losses for stand-alone grid-integrated PV systems and electric charging applications. The suggested inverter minimises the needed amount of parts to a competitive level in order to increase efficiency, footprint, and cost. The primary and secondary networks of the intended MLI are separated. The primary circuit is a simple H-bridge inverter that controls output voltage orientation, while the supplementary circuit is a series of switching that generate every output voltage level. The PV fed proposed MLI application in domestic and electric vehicle (EV) charging is shown in Fig. 1.

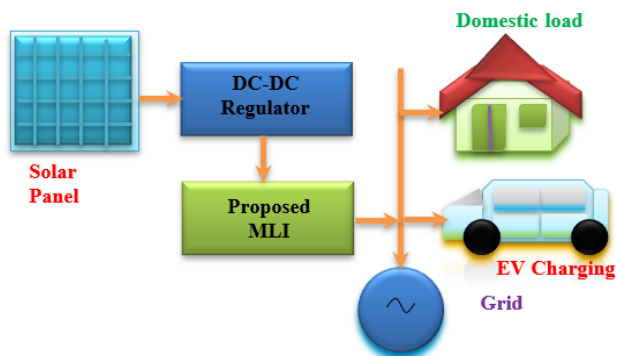


Fig. 1. PV fed proposed MLI application in domestic and EV charging

Proposed topology and modes of operation. In a traditional topology, a cascaded H-bridged MLI has 3 DC sources and 3 H-bridge units, typically having switching devices, for a total of 12 switches: $L = (S+2)/2$, where S is the number of switches and L is the level of output voltage in steps in the configuration. Each bridge produces 3 levels: $+V_{dc}$, $0V_{dc}$, and $0V_{dc}$. Generating stepped 7 level staircase wave patterns by cascading 3 bridges in this manner. In a suggested MLI, 10 number of switching devices and 3 DC sources have been included (Fig. 2).

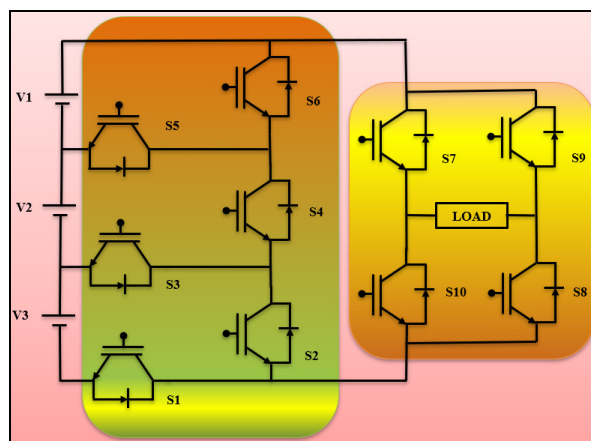


Fig. 2. Proposed topology of MLI

Throughout mode I operation, the output voltage has been determined, which is $+V_{dc}$ (Fig. 3); similarly, during mode II operation, input DC voltages are added by 2 number of DC sources, resulting in an output voltage of $+2V_{dc}$; and finally, a positive third level of voltage has to be estimated, which is $+3V_{dc}$ (Fig. 4, 5). Furthermore, using the equivalent circuits of Fig. 6–8, the negative sequence of output voltage levels of $-V_{dc}$, $-2V_{dc}$ and $-3V_{dc}$ has been determined. Figure 9 shows that the proposed inverter combines a multicarrier PWM technique to verifying 7 levels, 6 different triangular waves, and one reference wave signal to produce switching patterns.

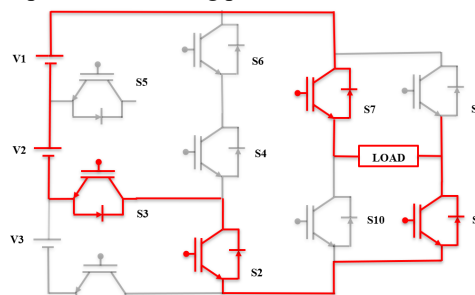


Fig. 3. Mode I operation

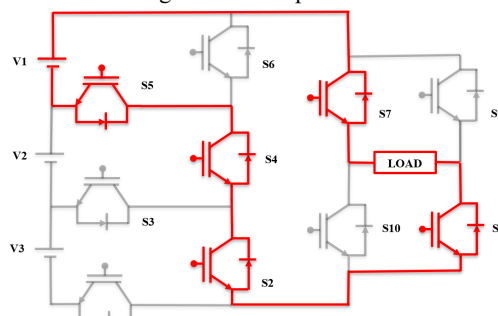


Fig. 4. Mode II operation

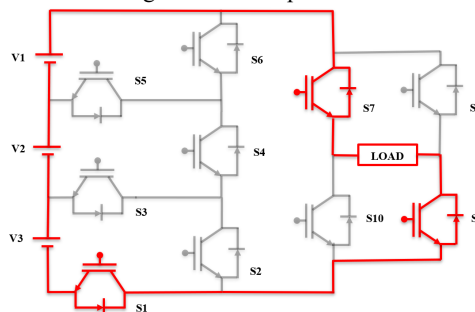


Fig. 5. Mode III operation

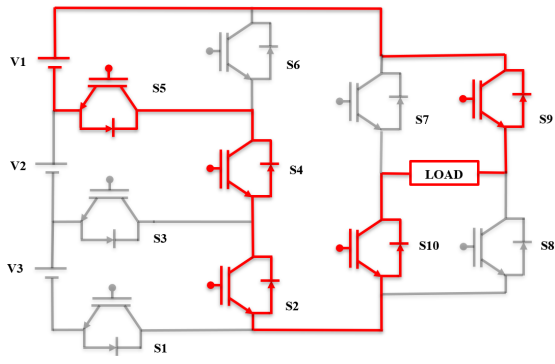


Fig. 6. Mode IV operation

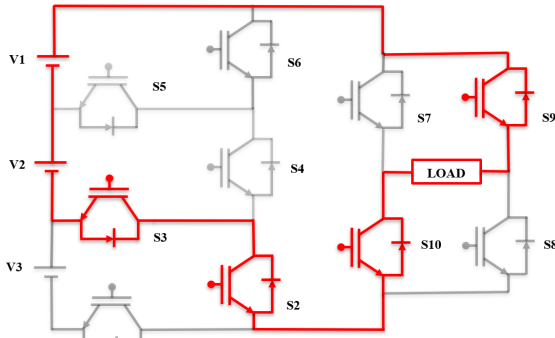


Fig. 7. Mode V operation

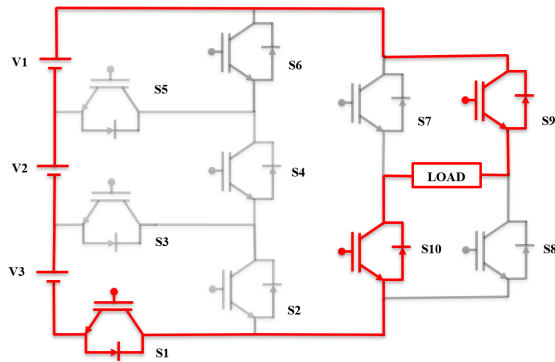


Fig. 8. Mode VI operation

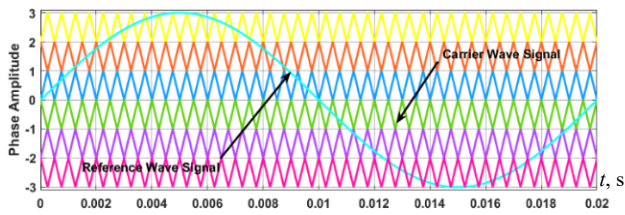


Fig. 9. Sinusoidal PWM for generating switching pulses

Results and discussion. The output voltage and current of the proposed MLI with a resistance of 100Ω are shown in Fig. 10, 11 respectively. Since output current precedes output voltage, these 2 waveforms are nearly symmetrically maintained. Figure 12 shows the results of a THD investigation of an inverter with resistive load; the THDs collected have a similar pattern due to the unique wave pattern. The output voltage and current of the proposed MLI for resistance values of 100Ω and 25 mH are shown in Fig. 13, 14. The output current pattern changes due to the inductance feature, hence these 2 waveforms are distinct. Figure 15 shows the results of an inverter's THD assessment under resistance and inductive load.

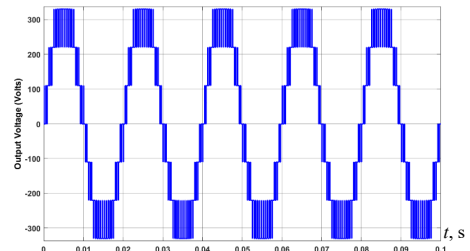


Fig. 10. Output voltage of proposed MLI for resistive load

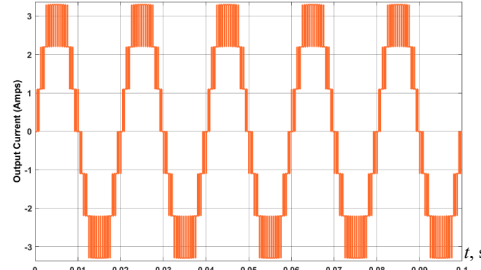


Fig. 11. Output current of proposed MLI for resistive load

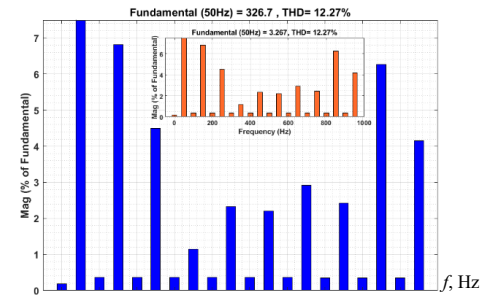


Fig. 12. THD analysis of proposed MLI during resistive load

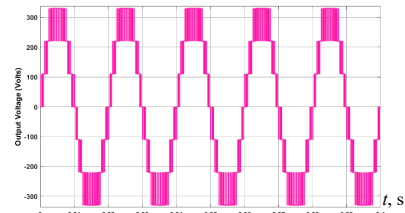


Fig. 13. Output voltage of proposed MLI for RL load

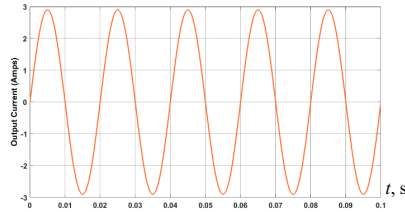


Fig. 14. Output current of proposed MLI for RL load

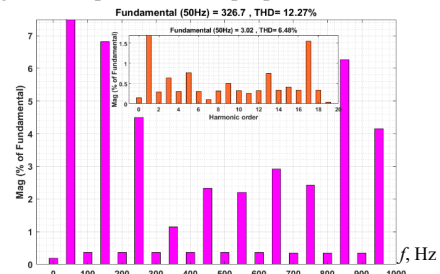


Fig. 15. THD analysis of proposed MLI during RL load

Power loss and efficiency. The modulation index of PWM signal is evaluated as:

$$A_m = F_m / F_r, \quad (1)$$

where F_m and F_r are represented as the modulated and reference signals respectively.

Voltage THD of proposed MLI is calculated by (2), in the same manner current harmonics also calculated as:

$$THD = \sqrt{\frac{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}{V_1^2}}, \quad (2)$$

where V_1 is the fundamental root mean square (RMS) voltage; V_2, \dots, V_n are the RMS voltage of the n^{th} harmonics. In the similar manner current total harmonics also calculated.

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

$$W_{Loss} = W_{Switching} + W_{Conduction}. \quad (3)$$

Conduction loss of power semiconductor devices is:

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

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

After simplification we have:

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

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

$$W_{Switching} = f_{sw} \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0/2} (E_{on} + E_{off}) \cdot (t, i_p) dt, \quad (5)$$

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

The efficiency of MLI is calculation as:

$$Efficiency = \frac{P_{Output}}{P_{Output} + W_{Loss}} \cdot 100\%. \quad (6)$$

Experimental setup and validation. A prototype of a symmetric 7-level inverter was examined under various loading conditions as well as dynamic variations in load values by setting the modulation index to value of 1. The MLI configuration consists of 2 DC sources ($V_{dc} = 75 \text{ V}$) and 10 IGBT switches which produces 7-level output with the maximum value of 326 V. The other parameters are considered as follows: FGA25N120 IGBT switch, TLP350 driver circuit, R load value is 100Ω and RL load value of $R = 100 \Omega$, $L = 25 \text{ mH}$ and the triggering signal for the IGBT switches is produced by the real-time controller dSpace1104 in real time. The carrier switching frequency is applied for the value of 2 kHz. Figure 16 depicts an experimental arrangement of proposed 7-level inverter. The output voltage THD is 16 % and fundamental peak voltage of 326 V for the RL load ($R = 100 \Omega$ and $L = 240 \text{ mH}$). Figure 17, 18 show the 7-level voltage pattern and current THD is 8 %.

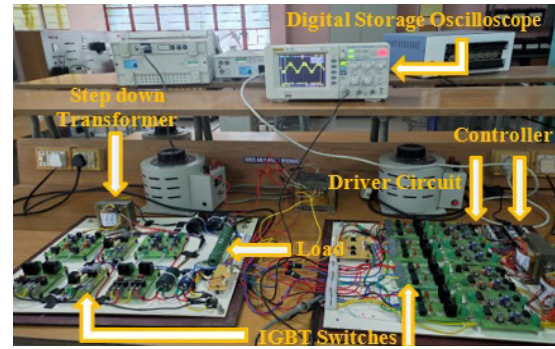


Fig. 16. Experimental setup of proposed MLI

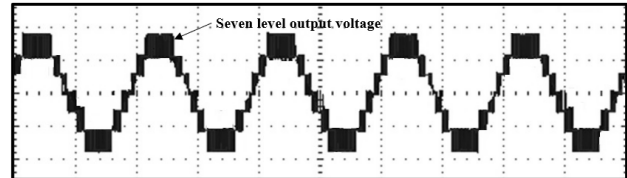


Fig. 17. Output voltage of proposed MLI

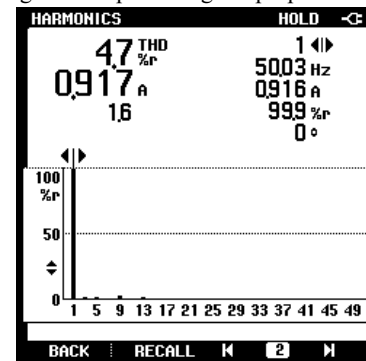


Fig. 18. THD analysis of proposed MLI (current)

While considering AC voltages from same DC source, voltage gain produced from both topologies are same. Proposed converter having the features of more DC link voltage utilization, lower voltage stress and total standing voltage is less. If output power from existing topology THD of voltage and current value obtained as 12.27 % and 8 % during different loads. The designed prototype converter with specification of 325 V is achieved THD value of 8.3 %. Comparison between traditional and proposed converter is given in Table 1.

Table 1

Comparison between traditional and proposed 7-level MLI

Parameters	Conventional topology	Proposed topology
Number of power switches	12	10
Load type	$R = 100 \Omega$	$R = 100 \Omega$
	$R = 100 \Omega$; $L = 25 \text{ mH}$	$R = 100 \Omega$; $L = 25 \text{ mH}$
Symmetric supply voltage, V	75	75
Number of DC sources	3	3
Modulating frequency f_m , Hz	50	50
Carrier frequency f_c , Hz	2000	2000
Output voltage, (peak value, V)	326.7	326.7
Output current, A	3.26 (R load) 3.04 (RL load)	3.26 (R load) 3.02 (RL load)
Switching losses	0.325	0.121
Conduction losses	48.42	46.75
Power losses	48.86	46.87
Efficiency	94.29	96.25
% THD (voltage)	12.27	12.27
% THD (current)	8.3	6.48

Efficiency and THD values show proposed converter with prototype model is better than traditional converter so efficiency of proposed converter is 96.25 %. Due to less THD 8.3 % than traditional, so proposed converter have more efficiency than traditional converter.

5. Conclusions. Proposed single-phase 7-level inverter is developed with lesser number of switches and it fulfill the needs of the MLI. Proper control signal is applied to the switches in the correct sequence; proposed single-phase 7-level inverter produced 7-level of AC output. Based on the operation of reference and carrier wave signal, power semiconductor switches are controlled in efficient manner. Proposed single-phase 7-level inverter operation is initially developed and investigated in MATLAB/Simulink tool and same to be validated in real-time proto-type hardware. THD values obtained between the ranges 8 % with 3 different loads in hardware level. Efficiency of proposed converter is obtained as 96.25 %. From the comparisons proposed single-phase 7-level inverter is much better than traditional converter in both symmetric and asymmetric topology.

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

REFERENCES

1. Benkahla M., Taleb R., Boudjema Z. A new robust control using adaptive fuzzy sliding mode control for a DFIG supplied by a 19-level inverter with less number of switches. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 4, pp. 11-19. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.4.02>.
2. Parimalasundar E., Kumar N.M.G., Geetha P., Suresh K. Performance investigation of modular multilevel inverter topologies for photovoltaic applications with minimal switches. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 28-34. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.05>.
3. Lingom P.M., Song-Manguelle J., Mon-Nzongo D.L., Flesch R.C.C., Jin T. Analysis and Control of PV Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter With Failed Cells and Changing Meteorological Conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, vol. 36, no. 2, pp. 1777-1789. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3009107>.
4. Ezhilvannan P., Krishnan S. An Efficient Asymmetric Direct Current (DC) Source Configured Switched Capacitor Multi-level Inverter. *Journal Européen Des Systèmes Automatisés*, 2020, vol. 53, no. 6, pp. 853-859. doi: <https://doi.org/10.18280/jesa.530611>.
5. Siddique M.D., Mekhilef S., Rawa M., Wahyudie A., Chokaev B., Salamov I. Extended Multilevel Inverter Topology With Reduced Switch Count and Voltage Stress. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 201835-201846. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3026616>.
6. Saedian M., Adabi M.E., Hosseini S.M., Adabi J., Pouresmaei E. A Novel Step-Up Single Source Multilevel Inverter: Topology, Operating Principle, and Modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, vol. 34, no. 4, pp. 3269-3282. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2848359>.
7. Sandeep N., Yaragatti U.R. Design and Implementation of a Sensorless Multilevel Inverter With Reduced Part Count. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol. 32, no. 9, pp. 6677-6683. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2681739>.
8. Suresh K., Parimalasundar E. A Modified Multi Level Inverter With Inverted SPWM Control. *IEEE Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2022, vol. 45, no. 2, pp. 99-104. doi: <https://doi.org/10.1109/ICJECE.2022.3150367>.
9. Parimalasundar E., Senthil Kumar R., Chandrika V.S., Suresh K. Fault diagnosis in a five-level multilevel inverter using an artificial neural network approach. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 31-39. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.05>.
10. Haji-Esmaili M.M., Naseri M., Khoun-Jahan H., Abapour M. Fault-Tolerant and Reliable Structure for a Cascaded Quasi-Z-Source DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol. 32, no. 8, pp. 6455-6467. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2621411>.
11. Kiran Kumar G., Parimalasundar E., Elangovan D., Sanjeevikumar P., Lannuzzo F., Holm-Nielsen J.B. Fault Investigation in Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter through Fast Fourier Transform and Artificial Neural Network Approach. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 6, art. no. 1299. doi: <https://doi.org/10.3390/en13061299>.
12. Belbachir N., Zellagui M., Settoul S., El-Bayeh C.Z., Bekkouche B. Simultaneous optimal integration of photovoltaic distributed generation and battery energy storage system in active distribution network using chaotic grey wolf optimization. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 3, pp. 52-61. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.3.09>.
13. 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>.
14. Gopal Reddy S., Ganapathy S., Manikandan M. Power quality improvement in distribution system based on dynamic voltage restorer using PI tuned fuzzy logic controller. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 1, pp. 44-50. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.1.06>.
15. Praveen Kumar T., Ganapathy S., Manikandan M. Improvement of voltage stability for grid connected solar photovoltaic systems using static synchronous compensator with recurrent neural network. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 69-77. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.10>.
16. Suresh K., Parimalasundar E. Design and Implementation of Universal Converter Conception et implémentation d'un convertisseur universel. *IEEE Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2022, vol. 45, no. 3, pp. 272-278. doi: <https://doi.org/10.1109/ICJECE.2022.3166240>.

Received 07.06.2022

Accepted 10.11.2022

Published 01.07.2023

Ezhilvannan Parimalasundar¹, Associate Professor,
Ramalingam Jayanthi², Professor,
Krishnan Suresh³, Associate Professor,
Ramachandran Sindhuja¹, Assistant Professor,
¹ Department of Electrical & Electronics Engineering,
Sree Vidyanikethan Engineering College,
Tirupati, AP – 517102, India,
e-mail: parimalasundar.e@vidyanikethan.edu (Corresponding Author);
sindhuja.gct@gmail.com
² Department of Electrical and Electronics Engineering,
Karpagam College of Engineering, Coimbatore – 641021, India,
e-mail: jnthramalingam@gmail.com
³ Department of Electrical and Electronics Engineering,
Christ (Deemed to be University), Bangalore, India,
e-mail: sureshk340@gmail.com

How to cite this article:

Parimalasundar E., Jayanthi R., Suresh K., Sindhuja R. Investigation of efficient multilevel inverter for photovoltaic energy system and electric vehicle applications. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 47-51. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.07>

M.S. Sujatha, S. Sreelakshmi, E. Parimalasundar, K. Suresh

Mitigation of harmonics for five level multilevel inverter with fuzzy logic controller

Introduction. The advantages of a high-power quality waveform and a high voltage capability of multilevel inverters have made them increasingly popular in recent years. These inverters reduce harmonic distortion and improve the voltage output. Realistically speaking, as the number of voltage levels increases, so does the quality of the multilevel output-voltage waveform. When it comes to industrial power converters, these inverters are by far the most critical. **Novelty.** Multilevel cascade inverters can be used to convert multiple direct current sources into one direct current. These inverters have been getting a lot of attention recently for high-power applications. A cascade H-bridge multilevel inverter controller is proposed in this paper. A change in the pulse width of selective pulse width modulation modulates the output of the multilevel cascade inverter. **Purpose.** The total harmonic distortion can be reduced by using filters on controllers like PI and fuzzy logic controllers. **Methods.** The proposed topology is implemented with MATLAB/Simulink, using gating pulses and pulse width modulation methodology and fuzzy logic controllers. Moreover, the proposed model also has been validated and compared to the hardware system. **Results.** Total harmonic distortion, number of power switches, output voltage and number of DC sources are analyzed with conventional topologies. **Practical value.** The proposed topology has been very supportive for implementing photovoltaic based multilevel inverter, which is connected to large demand in grid and industry. References 17, table 4, figures 9.

Key words: cascade H-bridge multilevel inverters, fuzzy logic controller, selective pulse width modulation technique, total harmonic distortion.

Вступ. Переваги форми хвилі високої якості та високої напруги багаторівневих інверторів зробили їх дедалі популярнішими в останні роки. Ці інвертори зменшують гармонійні спотворення та покращують вихідну напругу. Насправді, зі збільшенням кількості рівнів напруги якість багаторівневого сигналу вихідної напруги зростає. Коли доходить до промислових перетворювачів енергії, ці інвертори, безумовно, є найважливішими. **Новизна.** Багаторівневі каскадні інвертори можуть використовуватися для перетворення кількох джерел постійного струму на один постійний струм. Останнім часом цим інверторам приділяється велика увага при використанні на великій потужності. У статті пропонується каскадний H-мостовий багаторівневий інверторний регулятор. Зміна ширини імпульсу селективної широтно-імпульсної модуляції модулює вихідний сигнал каскадного багаторівневого інвертора. **Мета.** Загальне гармонічне спотворення можна зменшити, використовуючи фільтри на таких контролерах, як ПІ-контролери та контролери з нечіткою логікою. **Методи.** Запропонована топологія реалізована за допомогою MATLAB/Simulink з використанням стробуючих імпульсів та методології широтно-імпульсної модуляції, а також контролерів з нечіткою логікою. Крім того, запропонована модель також була перевірена та порівняна з апаратною системою. **Результати.** Загальне гармонічне спотворення, кількість силових ключів, вихідна напруга та кількість джерел постійного струму аналізуються за допомогою звичайних топологій. **Практична цінність.** Запропонована топологія дуже допомогла реалізувати багаторівневий інвертор на основі фотоелектричних систем, що пов'язано з великим попитом у мережах та промисловості. Бібл. 17, табл. 4, рис. 9.

Ключові слова: каскадні H-мостові багаторівневі інвертори, нечіткий логічний регулятор, селективна широтно-імпульсна модуляція, повне гармонічне спотворення.

1. Introduction. Modern power generation, transmission, distribution, and use systems all rely on the conversion of DC to AC power. Variable-frequency drives, static var compensators, uninterruptible power supply, induction heating, high-voltage DC power transmission, electric cars, air conditioning, and flexible AC transmission systems are just a few examples of their numerous applications. The demand for equipment with a megawatt rating has increased recently. The mega-watt class AC drives require a medium voltage network connector. The above-stated reasons provide scope for multilevel inverters (MLIs) as a solution to work with higher voltage levels. A power semiconductor switch cannot be directly connected to a high voltage network due to the increase in demand for high-voltage, high-power inverters. As a result, MLIs have been developed and are now available for purchase. If the voltage sources are increased, a sinusoidal-like waveform appears at the output. The quality of the output waveform is improved while the total harmonic distortion (THD) is reduced by MLIs. Another advantage of MLIs is that they have lower switching losses [1-3]. In industrial drive systems, power electronic inverters are frequently employed. The limitations on voltage and current it is necessary to use series and parallel connections for power semiconductor devices. With the propensity to synthesize waveforms with a better harmonic spectrum and higher voltages, MLIs have gained more importance in literature

in recent times [4]. Industrial applications include AC-power supplies, static var compensators, and drives. Diode-clamped (neutral-clamped), capacitor-clamped (flying capacitors), and cascaded inverters with separate DC sources have been suggested for MLIs [5-8]. Space vector modulation and selective pulse width modulation are other modulation and control strategies for MLIs. Using a MLI has the following advantages: These devices are excellent when it comes to distortion and voltage drop. Very little distortion occurs in the input current. The motor bearings aren't put under as much strain when the common voltage is reduced. The elimination of common voltages and a reduction in switching frequency are both possible with advanced modulation techniques. Two types of DC voltage source inverters exist for inverters that have DC voltage sources of the same or different amplitudes. Asymmetric cascaded MLIs provide more output levels than symmetric cascaded MLIs with a comparable number of power electronic devices because their DC voltage sources have different amplitudes. It is thus smaller and less expensive to use asymmetric MLIs [9-12].

Because the DC voltage sources are of equal magnitude, symmetric inverters require a large number of switches, insulated gate bipolar transistors (IGBTs), power diodes, and driver circuits. This problem can only be solved using an asymmetric MLI [13-16]. The disadvantages of

© M.S. Sujatha, S. Sreelakshmi, E. Parimalasundar, K. Suresh

bidirectional power switches will be magnified from a voltage perspective. Two IGBTs with dual anti-parallel diodes and a single driver circuit must be used to make a bidirectional switch. An anti-parallel diode is required for a unidirectional switch. It makes no difference which way a power switch is plugged in, whether it is a one-way or a two-way switch. Many asymmetric cascaded MLI has been proposed to increase the number of output levels. As a primary drawback, these inverters require high-voltage DC power sources. Using a new basic unit, a greater number of output levels can be generated with fewer electronic devices. A cascaded MLI is put forward by connecting several of the basic units that have been proposed. An H-bridge will be added to the inverter's output because only positive and negative voltages can be generated. One of the proposed cascaded MLIs has been developed. H-bridge and diode-clamped MLIs, as well as flying capacitances and fly inductors, are examples of topologies that can reduce harmonic distortion. Clamping diode inverter voltage control becomes more difficult as the number of levels increases. Voltage regulation of a flying capacitor MLI becomes increasingly challenging with more levels. The cascade multilevel [17] is the most efficient of the three topologies. Cascade MLIs have better performance, but they still fall short of IEEE standards as the data presented above shows. Using cascading MLIs and controllers, as well as the selective pulse width modulation technique, reduces THD. Different carrier waveforms are designed for the third and fifth levels of the project to reduce THD.

Proportional and integral (PI) and fuzzy logic controllers (FLC) with filters is being used to further reduce harmonic distortion below IEEE standards of 5 %. Using these controllers, it is possible to reduce THD more effectively.

2. System configuration for existing PI, PI with filter controller. Figure 1 illustrates about schematic diagram for MLI with closed loop control scheme. Figure 2 depicts the simulation diagram of five level MLI with single phase system. An example of a five-level MLI's output can be seen in Figure 3. In order to get five level, six carrier signals and one reference signal has been used. Three levels are positive and the other three levels are negative and the left-over level is zero level and these voltages are obtained using different switching paths.

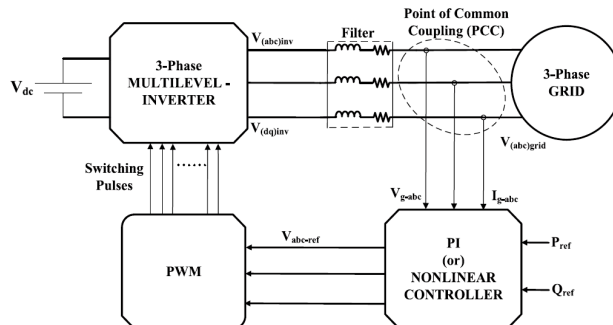


Fig. 1. Schematic diagram for MLI with closed loop control scheme

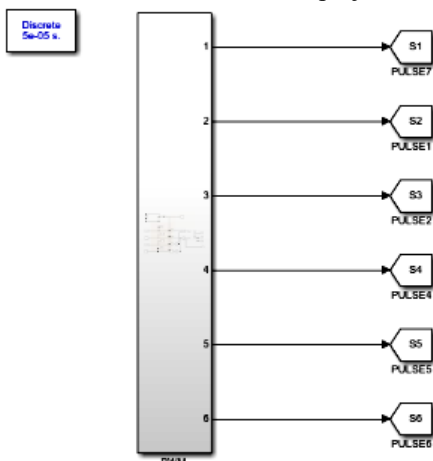


Fig. 2. Simulation diagram of five level MLI with single phase system

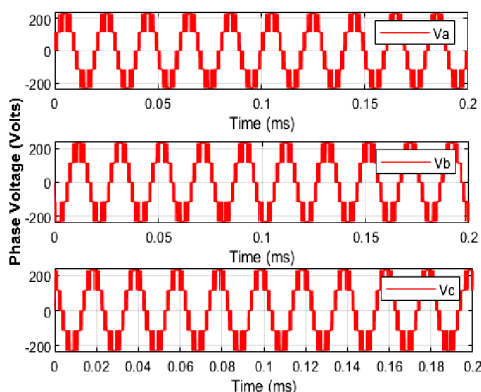
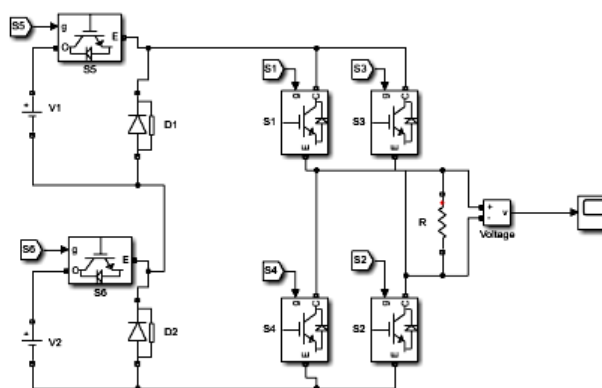


Fig. 3. Output of five level MLI

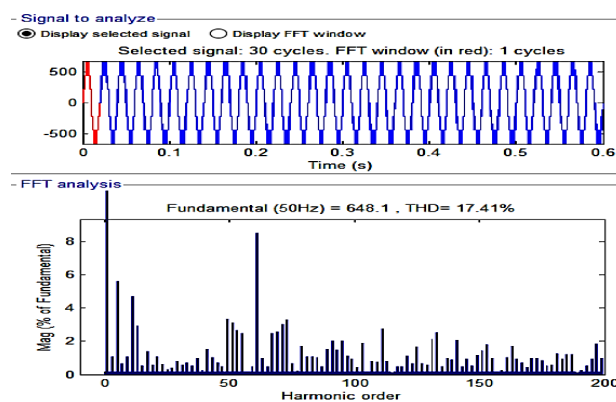


Fig. 4. Distortion level of five level MLI with PI controller

3. Results and discussion. Figure 4 shows MLI fast Fourier transform (FFT) analysis of five-level. Here the THD level obtained is 17.41 % for MLI with PI controller for a fundamental frequency of 50 Hz.

Figure 5 shows MLI FFT analysis of five-level. Here the THD level obtained is 6.56 % for MLI with PI controller and filter for a fundamental frequency of 50Hz.

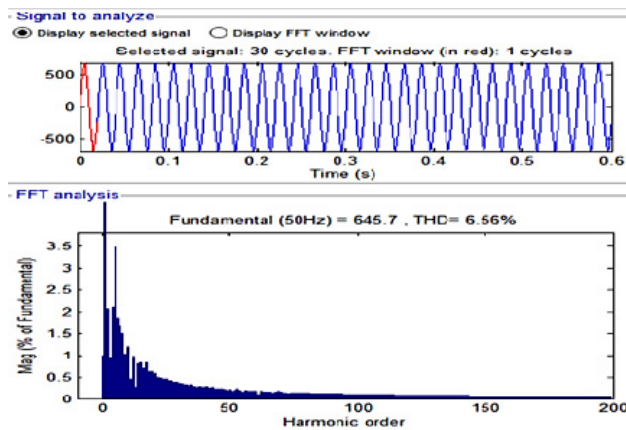


Fig. 5. Distortion level of PI controller with filter

Fuzzy logic is the application of conditional or rule-based logic to the transformation of an input space into an output space. It is a «fuzzy set» if the boundaries are ambiguous. The inclusion of elements with just a sliver of membership is permitted. It deals with difficult-to-define ideas (e.g., fast runner, hot weather). Being only a part of it is fine. Fudged set membership values range from 0 to 1, indicating the extent to which an object is a member of the collection. Input values in a fuzzy set range can be used to determine the appropriate membership value for a given membership functions. This type of multivalve logic is also known as a rule or condition because of the terminology used to describe the inputs and outputs of the multivalve devices. The schematic diagram of FLC is illustrated in Fig. 6.

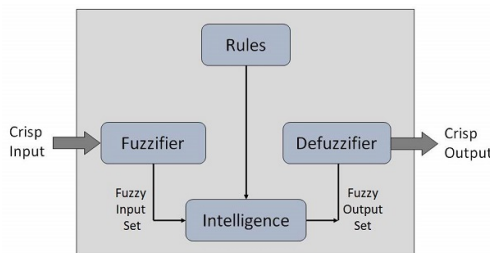


Fig. 6. Schematic diagram of FLC

Weightings, which can be added to each rule in the rule base, can be used to control how much a rule affects the output values. A rule's importance, reliability, or consistency can be assigned a numerical weighting. Depending on the results of other rules, these rule weightings can be either static or dynamic [14].

FLC in the fuzzy logic system is in charge of choosing the fuzzy rules that control it. Error (E) and error change (dE), which are inputs to the FLC system, are shown in the following diagram. Distortion level of FLC and filter for three membership functions is shown in Fig. 7.

Figure 7 shows FFT analysis of five level MLI with FLC and filter for three membership functions. Here the THD level obtained is 5.2 %

MATLAB/Simulink model of FLC is shown in Fig. 8. FLC'S output is determined solely by the rules set by the designer, and the controller does the rest. By doing this we can obtain desired output fuzzy logic system rules as follows in Table 1, where Ne – Negative, Ze – Zero, Pe – Positive, Me – Medium, Sm – Small, B – Big, as a result of implementing these fuzzy rules in a FLC, errors are smaller if the change in error is also smaller, so the output is

smaller. If the value of error is negative (Ne) and the error change is zero, a medium result would be achieved which is illustrated in Table 2.

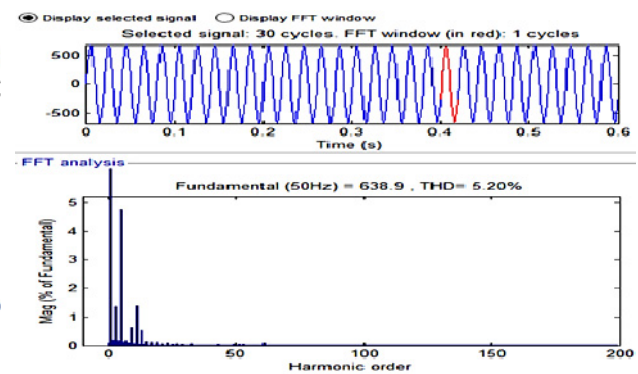


Fig. 7. Distortion level of FLC and filter for three membership functions

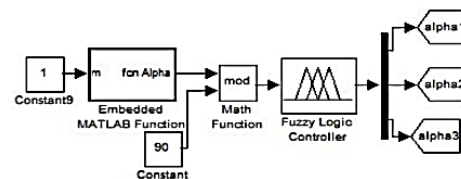


Fig. 8. MATLAB/Simulink of FLC

Table 1
Rules for three membership functions

		Change in error ($dE=\Delta E(t)$)		
		Ne	Ze	Pe
Error $E(t)$	Ne	Sm	Me	Sm
	Ze	Me	B	Me
	Pe	Sm	Me	Sm

Table 2
Rules for five membership functions

Error		Change in error			
		NeB	NeS	ZO	PeS
NeB	PeB	PeB	PeB	PeS	ZO
NeS	PeB	PeS	ZO	ZO	NeS
ZO	PeS	ZO	ZO	ZO	NeS
PeS	PeS	ZO	ZO	NeS	NeB
PeB	ZO	NeS	NeB	NeB	NeB

If the value of error is negative and the error change is positive, the output will be small. System could get a medium output with no errors or errors changing in a negative direction. A large output would be possible with no errors or errors changing in a negative direction. If the error value is zero and the change in error value is positive, the output would be medium. If the error value is positive and the error change value is negative, the output will be small. It is considered medium-sized when the error rate is more than 10 %.

Figure 9 shows FFT analysis of five level MLI with FLC and filter for five membership functions. Here the THD level obtained is 3.43 %.

Table 3 shows the comparison of THD levels for different controllers. The results show that FLC gives the better response when compared with conventional PI controller. Although the distortion is reduced to some extent when PI controller is used, but it is greatly reduced when Fuzzy controller is used. Table 4 gives the specifications of various parameters used in the simulation.

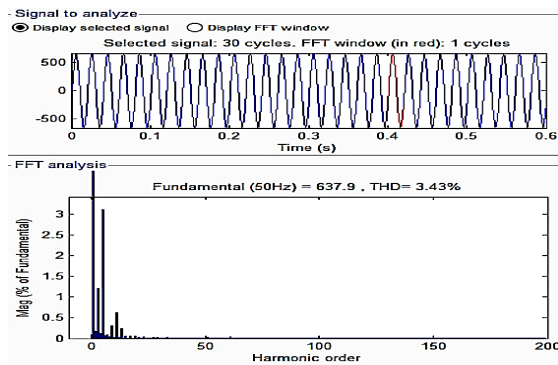


Fig. 9. Distortion level of FLC and filter for five membership functions

Table 3

Comparison of THD for different controllers

Controllers	THD, %
PI controller	17.74
PI controller with filter	6.56
Fuzzy controller with filter for three membership functions	5.20
Fuzzy controller with filter for five membership functions	3.43

Table 4

Specifications of parameters used in the Simulink models

Parameters	Specifications
Resistive load R , Ω	1
Inductive load L , mH	1
Frequency of carrier signal, Hz	1000
Frequency of reference signal, Hz	50
Proportional constant k_p	1.6
Integral constant k_i	36

4. Conclusions. The quality of multilayer output voltage waveform improves as the quantity of levels in a multilevel inverter grows. Different carrier waveforms are used for three and five levels of the project to reduce harmonic distortion. We used a multilevel inverter with a selective pulse width modulation technique to reduce harmonic distortion in five levels. PI and fuzzy logic controllers with filters have been added to the five-level multilevel inverter to further reduce the IEEE standards.

We can achieve from simulation results that total harmonic distortion levels can be reduced to less than 5 % by using the proposed PI and FLC controllers with filters on multilevel inverters. Due to these advantages in both technical and economic terms, it can be concluded that the proposed methodology will be beneficial in a wide range of industrial settings.

In the future, a sinusoidal pulse width modulation will be generated using other techniques for high-frequency applications by means of modified carriers using a fuzzy controller in order to reduce distortion as well as to improve the voltage. Then this proposed selective pulse width modulation will be applied to all types of inverters like voltage source and current source inverters. Previously only five level operations were done using the pulse width modulation technique. So, in the future, more than five-level will be achieved with other controllers. The verification of this inverter for lesser total harmonic distortion and higher frequencies can be done as a part of future work.

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

REFERENCES

1. Khoun-Jahan H. Switched Capacitor Based Cascaded Half-Bridge Multilevel Inverter With Voltage Boosting Feature. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 2021, vol. 6, no. 1, pp. 63-73. doi: <https://doi.org/10.24295/CPSS/PEA.2021.00006>.
2. Grandi G., Loncarski J., Dordevic O. Analysis and Comparison of Peak-to-Peak Current Ripple in Two-Level and Multilevel PWM Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, vol. 62, no. 5, pp. 2721-2730. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2363624>.
3. Lingom P.M., Song-Manguelle J., Mon-Nzongo D.L., Flesch R.C.C., Jin T. Analysis and Control of PV Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter With Failed Cells and Changing Meteorological Conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, vol. 36, no. 2, pp. 1777-1789. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3009107>.
4. Ezhilvannan P., Krishnan S. An Efficient Asymmetric Direct Current (DC) Source Configured Switched Capacitor Multi-level Inverter. *Journal Européen Des Systèmes Automatisés*, 2020, vol. 53, no. 6, pp. 853-859. doi: <https://doi.org/10.18280/jesa.530611>.
5. Siddique M.D., Mekhilef S., Rawa M., Wahyudie A., Chokaev B., Salamov I. Extended Multilevel Inverter Topology With Reduced Switch Count and Voltage Stress. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 201835-201846. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3026616>.
6. Saeedian M., Adabi M.E., Hosseini S.M., Adabi J., Poursmaeil E. A Novel Step-Up Single Source Multilevel Inverter: Topology, Operating Principle, and Modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, vol. 34, no. 4, pp. 3269-3282. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2848359>.
7. Sandeep N., Yaragatti U.R. Design and Implementation of a Sensorless Multilevel Inverter With Reduced Part Count. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol. 32, no. 9, pp. 6677-6683. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2681739>.
8. Suresh K., Parimalasundar E. A Modified Multi Level Inverter With Inverted SPWM Control. *IEEE Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2022, vol. 45, no. 2, pp. 99-104. doi: <https://doi.org/10.1109/ICJECE.2022.3150367>.
9. Jahan H.K., Panahandeh F., Abapour M., Tohidi S. Reconfigurable Multilevel Inverter With Fault-Tolerant Ability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 33, no. 9, pp. 7880-7893. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2773611>.
10. Haji-Esmaili M.M., Naseri M., Khoun-Jahan H., Abapour M. Fault-Tolerant and Reliable Structure for a Cascaded Quasi-Z-Source DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol. 32, no. 8, pp. 6455-6467. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2621411>.
11. Kiran Kumar G., Parimalasundar E., Elangovan D., Sanjeevikumar P., Lannuzzo F., Holm-Nielsen J.B. Fault Investigation in Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter through Fast Fourier Transform and Artificial Neural Network Approach. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 6, art. no. 1299. doi: <https://doi.org/10.3390/en13061299>.
12. Belbachir N., Zellagui M., Settoul S., El-Bayeh C.Z., Bekkouche B. Simultaneous optimal integration of photovoltaic distributed generation and battery energy storage system in active distribution network using chaotic grey wolf optimization. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 3, pp. 52-61. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.3.09>.
13. Yang S., Sun X., Ma M., Zhang X., Chang L. Fault Detection and Identification Scheme for Dual-Inverter Fed OEWIM Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, vol. 67, no. 7, pp. 6112-6123. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2922924>.
14. Anand A., Akhil Vinayak B., Raj N., Jagadanand G., George S. A Generalized Switch Fault Diagnosis for Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters Using Mean Voltage Prediction. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2020, vol. 56, no. 2, pp. 1563-1574. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2019.2959540>.
15. Ouni S., Narimani M., Zargari N.R., Cheng Z. A New Fault-Tolerant Control Method for Cascaded H-Bridge Multilevel

Inverter to Increase Maximum Output Voltage. 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2019, pp. 2922-2927. doi: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2019.8912282>.

16. Parimalasundar E., Kumar N.M.G., Geetha P., Suresh K. Performance investigation of modular multilevel inverter topologies for photovoltaic applications with minimal switches. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, 28-34. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.05>.

17. Parimalasundar E., Senthil Kumar R., Chandrika V.S., Suresh K. Fault diagnosis in a five-level multilevel inverter using an artificial neural network approach. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 31-39. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.05>.

Received 09.09.2022

Accepted 13.11.2022

Published 01.07.2023

M.S. Sujatha¹, PhD, Professor,
S. Sreelakshmi², M. Tech., Research Scholar,
E. Parimalasundar¹, Associate Professor,
K. Suresh³, Associate Professor,

¹Department of Electrical & Electronics Engineering,
Sree Vidyanikethan Engineering College,
Tirupati, AP – 517102, India,

e-mail: sujatha.machineni@gmail.com (Corresponding Author);
parimalpsg@gmail.com

²Department of Electrical and Electronics Engineering,
Jawaharlal Nehru Technological University Anantapur,
Anantapuramu, AP – 517102, India,
e-mail: shreelakshmi.yadav@gmail.com

³Department of Electrical and Electronics Engineering,
Christ (Deemed to be University), Bangalore, India,
e-mail: sureshk340@gmail.com

How to cite this article:

Sujatha M.S., Sreelakshmi S., Parimalasundar E., Suresh K. Mitigation of harmonics for five level multilevel inverter with fuzzy logic controller. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 52-56. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.08>

Г.В. Безпрозванних, О.А. Пушкар

Забезпечення нормованих параметрів передачі цифрових сигналів витими парами на технологічній стадії виготовлення кабелів для промислових операційних технологій

Сучасні мережі промислового Ethernet засновані на витих парах неекранованих та екранованих кабелів категорії 5e. Впровадження однопарного Ethernet стикається з проблемою забезпечення передачі цифрових сигналів на відстань до 1000 м зі швидкістю до 1 Гбіт/с. Виконано експериментальні дослідження статистично усереднених електричних параметрів передачі витих пар для 10 і 85 вибірок бухт довжиною 305 м неекранованих та екранованих кабелів категорії 5e відповідно. Визначено, що у діапазоні частоти від 1 до 10 МГц неекрановані кабелі мають менші значення коефіцієнту згасання. У діапазоні більше 30 МГц екрановані кабелі мають менші значення коефіцієнту згасання, що обумовлено впливом алюмополімерного екрану. Встановлено, що коефіцієнт парної кореляції між омичною та ємнісною асиметріями витих пар дорівнює 0,9735 – для неекранованого та 0,9257 – для екранованого кабелів. Доведено вплив у більшій мірі омичної асиметрії витих пар на завадостійкість кабелів. Проаналізовано вплив адитивної та мультиплікативної завади на відхилення діаметру та ємності ізолюваного провідника від номінальних значень у стохастичному технологічному процесі. Обґрунтовано діапазони налаштувань технологічного процесу для забезпечення нормованих значень коефіцієнту згасання та завадостійкості витих пар у височастотному діапазоні. Бібл. 36, рис. 10.

Ключові слова: промисловий Ethernet, вита пара, коефіцієнт згасання, завадостійкість, омична та ємнісна асиметрії, стохастичний технологічний процес, адитивна та мультиплікативна завади, коефіцієнт варіації.

Вступ. У системах контролю та управління на виробництві, будівлями використовується безліч простих пристроїв – датчики для детектування світла, тепла, руху, задимлення, вологості та тиску, механізми для активації та контролю вимикачів, замикаючих пристроїв, сигналізації, тощо. Використовувані елементи керування, датчики, системи та пристрої називають «операційними технологіями» (Operational Technology – OT). Для їх підключення традиційно використовувалися та використовуються різні комунікаційні протоколи та технології польової шини, такі як, наприклад, Modbus для систем кондиціонування [1-3], BACnet для контролю доступу [1-3] та LonWorks для освітлення [1-3]. Фрагментація мережі призводить до необхідності використовувати шлюзи для перетворення протоколів при створенні єдиної системи автоматизації, що ускладнює реалізацію складних систем керування будь-якими об'єктами. В той же час, інформаційні мережі уніфіковані, але протокол Ethernet, що використовується в них, для операційних технологій з різних причин (технологічних, вартісних) широкого поширення не отримав. [4] Завдяки високій пропускну здатності у порівнянні з існуючими мережами польових шин Ethernet суттєво здатен підвищити гнучкість при реалізації додаткових функцій у OT. Рішенням впровадження інформаційного протоколу у OT стали стандарти однопарного Ethernet (Single-Pair Ethernet – SPE) [5-10].

Однопарний Ethernet – новітня технологія, що відповідає цим новим вимогам, оскільки дозволяє передавати дані через Ethernet за допомогою лише однієї витієї пари зі швидкістю передачі сигналів від 10 Мбіт/с до 1 Гбіт/с [10, 11]. Так, для порівняння: у Fast Ethernet зі швидкістю передачі сигналів 100 Мбіт/с потрібні дві, а у Gigabit Ethernet – чотири витієї пари [12]. Перевагою однопарного Ethernet є також можливість одночасно подавати електроживлення кінцевим пристроям за технологією Power over Data Line (PoDL). З дальністю передачі до 1000 м однопарний Ethernet стає особливо цікавим рішенням для застосування у сфері автоматизації будь-яких процесів, у тому числі і у електроенергетиці [5, 6].

Так, однопарний Ethernet вже впроваджують у нові покоління автомобілів замість CAN та інших

шин [7-9]. У майбутньому функції управління, зв'язку та безпеки єдиним чином працюватимуть за допомогою Ethernet. Це основна вимога для керування повним мережевим підключенням або автономного транспорту в перспективі.

Однопарний Ethernet також доцільно застосовувати у промисловій автоматизації. Однопарні кабельні з'єднання швидко встановлюються, економлять місце, дешево обходяться і прості в експлуатації. Оснащення простих датчиків, камер та аналогічних пристроїв інтерфейсами Ethernet робить SPE рушійною силою інтегрованої промисловості та промислового Інтернету речей (IIoT) (рис. 1) [5, 6]. В цілому до 2025 р. світовий ринок технологій Інтернету речей оцінюватиметься в 6,2 трильйона доларів, з яких 4,8 трлн. припадуть на сфери охорони здоров'я (2,5 трлн.) та виробництва (2,3 трлн.), як найбільші сегменти ринку [6]. В більшій мірі зростання припадає на з'єднання між машинами у виробництві, обробній промисловості, сфері охорони здоров'я. Польовий рівень стає інтелектуальним, що спрощує та прискорює конфігурування, ініціалізацію та програмування завдяки застосуванню кабелів на основі однієї витієї пари [6].

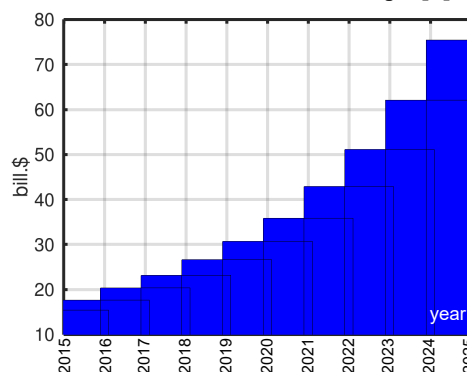


Рис. 1. Динаміка зростання світового ринку Інтернету речей [5]

Кабель, як інфраструктурний фундамент, є безпосередньою лінією передачі. Залежно від необхідної швидкості передачі та довжини лінії в даний час для SPE доступні два стандартні типи витієї пари.

© Г.В. Безпрозванних, О.А. Пушкар

Для мереж зі швидкістю передачі сигналів 10 Мбіт/с на відстань до 1000 м конструкцію кабелю регламентують такі стандарти: IEC 61156-13 – кабель передачі даних SPE із смугою пропускання до 20 МГц для стаціонарної установки [10] (кабель 10Base-T1L з дальністю передачі 1000 м у ряді випадків здатний замінити дорожчі оптичні кабелі [12-15]); IEC 61156-14 – кабель передачі даних SPE із смугою пропускання до 20 МГц для гнучкої установки [10].

Завдяки технології SPE, в якій застосовані нові технології кодування та скремблювання даних, промислові та технологічні мережі отримують кращі характеристики в частині синхронізації пристроїв, підключених до лінії зв'язку, зменшується рівень електромагнітних перешкод, випромінюваних на сусідні пари, а також забезпечується більш високий захист даних, що передаються (рис. 2).

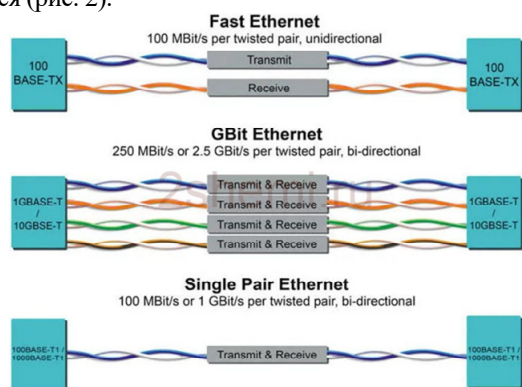


Рис. 2. Реалізація технології промислового Ethernet на основі кабелю з 4-х витих пар категорії 5е (верхні два рисунки) та SPE (нижній рисунок): при передачі сигналів зі швидкістю 100 Мбіт/с застосовується дві пари на прийом та передачу, дві – резервні; при передачі сигналів зі швидкістю 1 Гбіт/с та більше – чотири пари на прийом та передачу одночасно з ускладненим інтерфейсом [6]

Для мереж зі швидкістю передачі сигналів 1 Гбіт/с на відстань до 40 м конструкцію кабелю визначають такі стандарти: IEC 61156-11 – кабель передачі даних SPE із смугою пропускання до 600 МГц для стаціонарної установки [10]; IEC 61156-12 – кабель передачі даних SPE зі смугою пропускання до 600 МГц для гнучкої установки [10].

У порівнянні з традиційними промисловими кабелями категорії 5е з чотирма парами для передачі сигналів на відстань 100 м зі швидкістю до 1 Гбіт/с (рис. 2) при реалізації технології однопарного кабелю на основі виті пари спостерігається зменшення діаметра та ваги кабелю за умови забезпечення нормованих електричних параметрів передачі в діапазоні частоти до 600 МГц: коефіцієнту згасання, імпедансу, втрат на відбиття, та стійкості до зовнішніх електромагнітних перешкод, що обумовлює екрановану конструкцію виті пари [6, 13].

Метою статті є обґрунтування діапазону налаштувань технологічного обладнання для забезпечення нормованих значень коефіцієнту згасання та завадостійкості на підставі аналізу результатів вимірювань у широкому діапазоні частоти електричних параметрів екранованих та неекранованих кабелів для промислових операційних технологій.

Огляд публікацій та постановка проблеми. Наявність додаткових металевих екранів в конструкції

ції виті пари обумовлює зростання електричного опору провідників за рахунок ефекту близькості та, в більшій мірі, електричної робочої ємності, і, в цілому, коефіцієнту згасання, тобто дальності передачі широкомужових сигналів при підвищеному рівні завадостійкості кабелю [6, 16-24].

При числовому розрахунку двовірної моделі за умови незмінності по довжині часткової ємності кожного із ізольованих провідників та ємності екрану на землю виті пари показано, що в екранованому кабелі максимальна густина поверхневої енергії в 1,62 рази більша, ніж в неекранованому, та зосереджена, в основному, в ізоляції [25]. Результати моделювання узгоджуються з експериментальними даними щодо ефективності екранованої фольгою та (або) облєтєнням виті пари в порівнянні з неекранованою у діапазоні частоти до 170 МГц [25, 26].

На підставі порівняння ємності неекранованих та екранованих витих пар категорії 5е доведено, що робоча ємність екранованих кабелів має підвищені значення [27, 28]. Авторами встановлено, що варіації товщини ізоляції, тобто робочої ємності, в більшій мірі впливають на коефіцієнт згасання в порівнянні з активним опором за умови однакових діаметрів провідників виті екранованої пари [27]. Дано рекомендації щодо збільшення товщини ізоляції провідників кабелів для забезпечення робочої ємності витих екранованих пар у діапазоні нормованих значень [25, 26].

У [29] показано, що збільшення товщини ізоляції на 50 % відносно радіуса провідника призводить до зменшення ємності ізольованого провідника на 20 %. Таке конструктивне рішення зумовлює зростання масогабаритних розмірів виті пари в цілому. Авторами обґрунтовано методологію синтезу конструкторсько-технологічних рішень, в тому числі ефективність застосування спіненої ізоляції, для регулювання ємності виті пари кабелів промислових мереж на технологічній стадії виготовлення ізольованого провідника.

Таким чином, впровадження сучасного промислового Ethernet стикається з проблемою досягнення компромісу між екрануванням та впливом екрану на робочу ємність для зменшення коефіцієнту згасання із забезпеченням передачі сигналів у широкій смузі частоти екранованими витими парами [30].

Експериментальні дослідження впливу екрану на коефіцієнт згасання та завадостійкість витих пар. Коефіцієнт згасання α (дБ/м) – частотне-залежний параметр та залежить від активного опору R (сума опорів прямого та зворотного провідників) й індуктивності L , робочої ємності C , активної провідності ізоляції G (електрофізичних властивостей ізоляції – тангенсу кута діелектричних втрат $\text{tg}\delta$) виті пари, скрученої з відповідним кроком h для підвищення завадостійкості [31]:

$$\alpha = 8,69 \cdot \left(\frac{R}{2} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \right) = 8,69 \cdot \sqrt{C} \cdot \left(\frac{R}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{L}} + \frac{\omega \cdot \text{tg}\delta}{2} \cdot \sqrt{L} \right) \quad (1)$$

Кабелі промислового Ethernet, зазвичай, виготовляються з мідного дроту діаметром 24 AWG (0,511 мм) [32] та ізоляції на основі кабельної композиції з високими діелектричними властивостями [33], у тому числі і поліетиленової [31].

Результати представлених електричних параметрів передачі витих пар усереднено для 10 і 85 вибірок бухт довжиною 305 м кожної неекранованих та екранованих (у загальному, алюмополіетиленовому фольгованому екрані) кабелів категорії 5e відповідно.

На рис. 3 наведено кореляційну залежність між робочою ємністю C витих пар неекранованих C_1 та екранованих C_2 зразків 4-х парних кабелів категорії 5e: екрановані кабелі мають більші значення робочої ємності за умови однакової товщини ізоляції. При цьому опори на постійному струмі прямого R_a та зворотного R_b провідників екранованих кабелів 2 (рис. 4) також мають більші значення у порівнянні з неекранованими 1 (рис. 4). І, як наслідок, у екранованих конструкціях спостерігаються більші значення коефіцієнту згасання α (рис. 5).

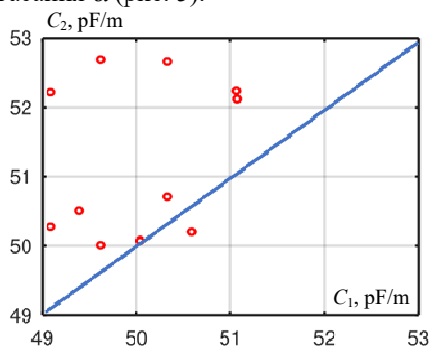


Рис. 3. Вплив екрану на робочу ємність кабелів категорії 5e неекранованого та екранованого виконання

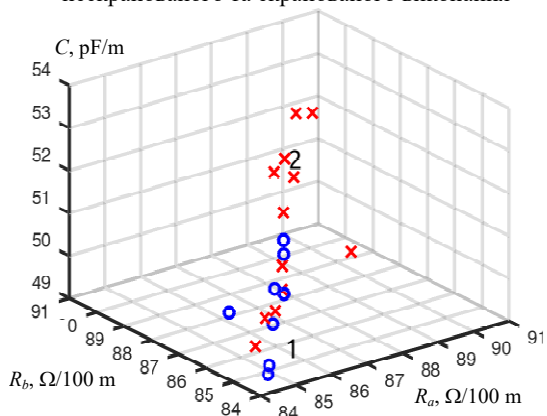


Рис. 4 Кореляційна залежність між опором провідників та робочою ємністю витих пар зразків неекранованих (1) та екранованих (2) кабелів

Виявляється (рис. 5), що коефіцієнт згасання неекранованих кабелів має менші значення тільки в діапазоні частоти від 1 МГц до 10 МГц (порівняйте рис. 5,а і рис. 5,б та рис. 6,а і рис. 6,б).

Провідники екранованих кабелів мають більші значення опорів при тих же діаметрах та допусках на діаметри. Це пов'язано з ефектом близькості екрана, що призводить до збільшення опору навіть постійному струмі.

Підвищені значення опору та ємності пар екранованого мережевого кабелю призводять до більших значень коефіцієнта згасання. Однак це справедливо тільки для області частоти, для яких глибина скін-шару (Δ) менше товщини (h) екрана. В діапазоні частоти, для яких скін-шар і товщина екрана одного порядку, коефіцієнт згасання пар екранованого кабелю дорівнює α

неекранованим кабелів (рис. 4). Для наведених даних ефект впливу екрану на коефіцієнт згасання починає проявлятися для частоти більше 30 МГц: екранований кабель має менші значення коефіцієнту згасання (рис. 5,б). Для частоти від 10 МГц до 30 МГц значення коефіцієнтів згасання неекранованих та екранованих кабелів практично не відрізняються.

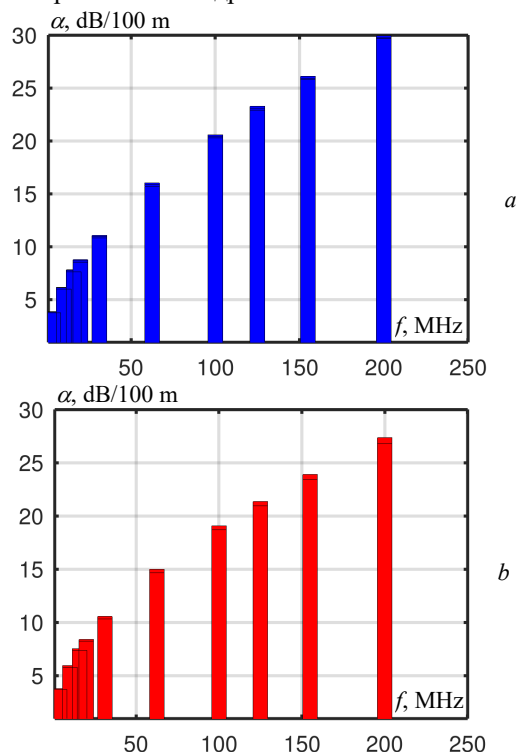


Рис. 5. Гістограми частотного розподілу коефіцієнту згасання неекранованого (а) та екранованого (б) кабелі з витими парами категорії 5e

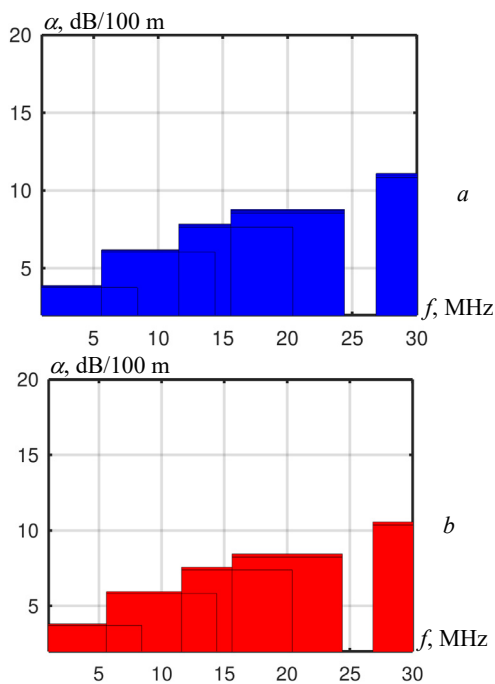


Рис. 6. Коефіцієнти згасання неекранованого (а) та екранованого (б) кабелів в спектрі частоти від 1 до 30 МГц

Зовнішні екрани, котрі накладають на осердя з 4-х пар вповодж, виготовляються з металізованої алюмінієм тонкої полімерної плівки (алюмополіетиленової).

До складу плівкового екрану вводиться мідний дренажний провідник з полудою діаметром 0,5 мм. Він забезпечує електричну безперервність екрану при випадковому розриві металоплівкового екрану при прокладці, монтажі й експлуатації кабелю. Такий екран забезпечує надійне екранування від магнітної складової електромагнітної перешкоди. Ця перешкода проявляється в діапазоні високих частот. Можливе застосування додаткового екрану у вигляді обплетення. Він забезпечує захист пар кабелю від електричних перешкод, які проявляються в діапазоні низьких частот. Застосування двошарових екранів забезпечує надійне екранування у всьому діапазоні робочої частоти мережевого кабелю.

З результатами частотної залежності коефіцієнту згасання узгоджуються частотні залежності перехідного згасання на ближньому кінці (NEXT) неекранованого та екранованого кабелів (рис. 7):

$$NEXT = 20 \lg \left| \pi (h_i/h_j + 1) / \gamma_i h_i [1 + k(h_i/h_j + 1)/(h_i/h_j - 1)] \right|, (2)$$

де h_i, h_j – кроки скручування; γ_i – коефіцієнт поширення електромагнітних хвиль у витій парі i з меншим кроком скручування h_i , який визначається ($\gamma = \alpha + j\beta$) електричними параметрами на відповідній круговій частоті ω $|\gamma| = \sqrt{(R^2 + \omega^2 \cdot L^2) \cdot (G^2 + \omega^2 \cdot C^2)}$ – модуль, 1/м; b – коефіцієнт фази, рад/м; $k = 0,2 - 0,8$ – коефіцієнт, що залежить від конструкції кабелю і розташування кіл, що взаємовпливають.

Електромагнітний зв'язок і параметри впливу визначаються взаємним розташуванням провідників пар в кабелі, кроком скручування, ступенем конструктивної однорідності та якістю матеріалів ізоляції [34-36]. При цьому електрична складова електромагнітного впливу пов'язана зі зміною по довжині товщини і діелектричної проникності ізоляції, взаємного розташування пар в кабелі. Магнітна – зі зміною діаметра провідників пари по довжині кабелю, відхиленнями в діаметрах прямого та зворотного провідників (омічна асиметрія), флуктуаціями кроку скручування пар провідників по довжині, неоднаковою відстанню між парами.

Співвідношення між електричною та магнітною складовими електромагнітного зв'язку визначається робочим діапазоном частоти кабелю. У діапазоні низьких частот (до 10 кГц) переважає електрична складова електромагнітного впливу. Цей вплив суттєвий лише між рядом розташованими парами. Для частоти понад 100 кГц вплив зумовлюється як електричною, так і магнітною складовими, для зменшення якого застосовуються різні кроки скручування витих пар в кабелі. У скрученому кабелі перехідне згасання пар буде різне за рахунок омічної та ємнісної асиметрій. Скручування пар з різними узгодженими кроками призводить до того, що робочі ємності та опори шлейфів скручених пар відрізняються між собою. Виникає ємнісна асиметрія – різниця робочої ємності витих пар та омічна – різниця опорів шлейфів R_s витих пар з різними кроками скручування та різними діаметрами:

$$\Delta C = (C_i - C_j) / (C_i + C_j); (3)$$

$$\Delta R = (R_{si} - R_{sj}) \cdot (R_{si} + R_{sj}), (4)$$

де $R_s = R_a + R_b$ – опір шлейфу пари, що дорівнює сумі опорів прямого R_a та зворотного R_b провідників.

Опори R_a і R_b також відрізняються одне від одного. Різниця між ними – омічна асиметрія всередині пари обумовлена тільки різними діаметрами провідників.

Встановлено (рис. 4), що для прямого та зворотного провідників витих пар неекранованих та екранованих мережевих кабелів характерна позитивна кореляція. Тільки в цьому випадку забезпечується нормоване значення омічної асиметрії не більше 1 % від опору шлейфу, що гарантує захищеність кабелю від зовнішніх та внутрішніх (між парами) перешкод.

На рис. 7 наведено лінії рівня перехідного згасання для частоти 10 МГц як функція омічної та ємнісної асиметрій витих пар неекранованого (рис. 7,а) та екранованого (рис. 7,б) кабелів відповідно. На рис. 8 – для частоти 20 (а), 62,5 (б) та 100 (с) МГц неекранованого (1) та екранованого (2) зразків відповідно.

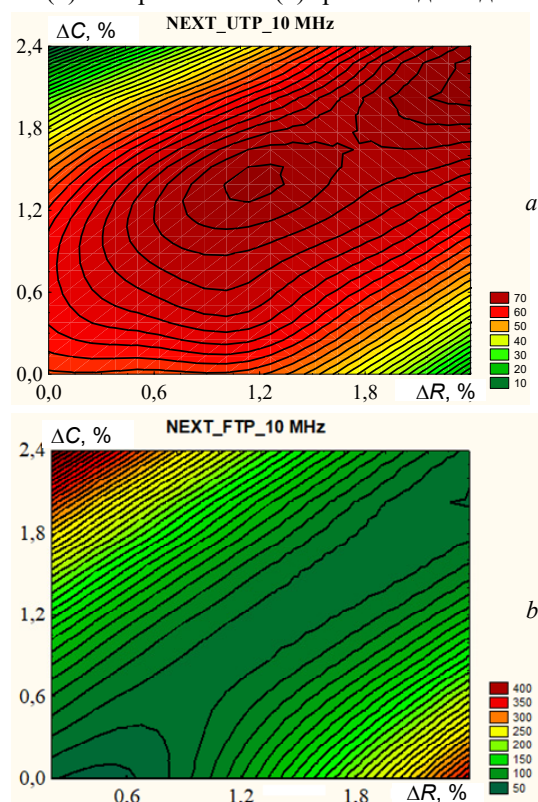


Рис. 7. Перехідне згасання на ближньому кінці для частоти 10 МГц в залежності від омічної та ємнісної асиметрій витих пар неекранованого (а) та екранованого (б) кабелів

Застосування екрану призводить до меншого розкиду та підвищення перехідного загасання у екранованих конструкціях кабелів (порівняйте криві 1 та 2 рис. 8).

Результати експериментальних досліджень доводять, що між омічною та ємнісною асиметріями існує значний позитивний кореляційний зв'язок. Так, коефіцієнт парної кореляції становить: **0,9735** – для неекранованого кабелю; **0,9257** – для екранованого кабелю. Значення коефіцієнту парної кореляції між асиметрією та перехідним згасанням на ближньому кінці варіюється для різних бухт (довжина кабелю в кожній бухті 305 м) (як приклад, вибірково, наведено нижче).

Для неекранованого кабелю:

- між омічною асиметрією та NEXT: **0,6683** – для першої; **0,9058** – для другої; **0,7871** – для третьої; **0,4990** – для четвертої;

- між ємнісною асиметрією та NEXT: **0,6683** – для першої; **0,7256** – для другої; **0,5567** – для третьої; **0,2689** – для четвертої.

Для екранованого кабелю:

- між омичною асиметрією та NEXT: **0,9257**;
- між ємнісною асиметрією та NEXT: **0,5868**.

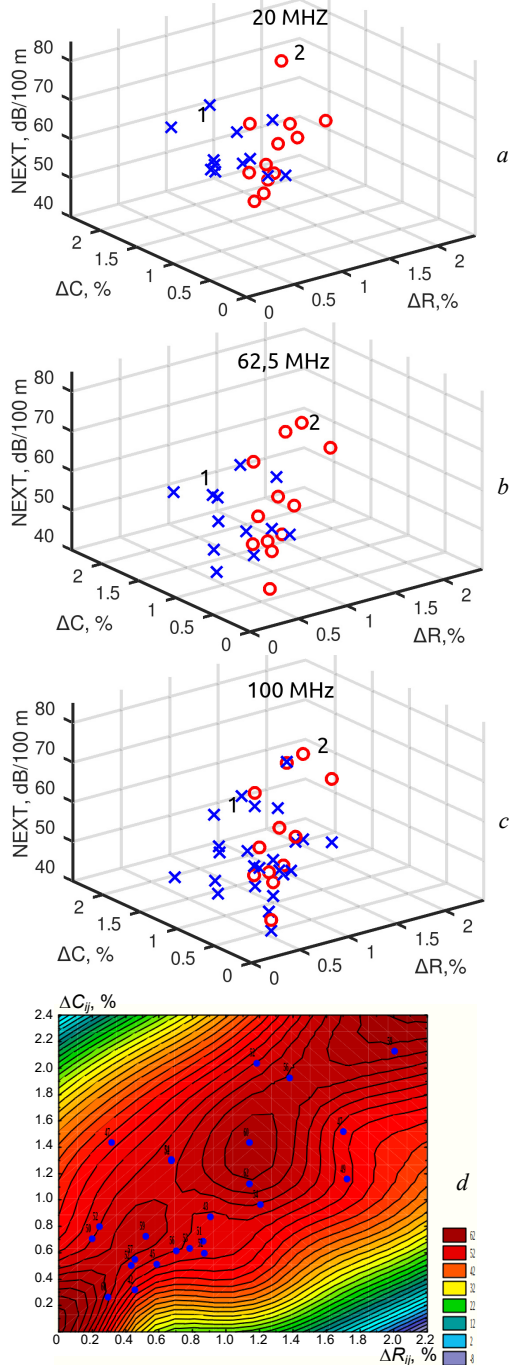


Рис. 8 Перехідне згасання витих пар неекранованих та екранованих кабелів (a-c) та неекранованого кабелю для частоти 100 МГц (d)

Таким чином, гарантування параметрів передачі (коефіцієнту згасання та завадостійкості) визначається налаштуваннями технологічного процесу для забезпечення геометричних параметрів та однорідності, перш за все, провідників витих пар.

Діапазони налаштувань технологічного обладнання при виготовленні витих пар з нормованими параметрами передачі. Кабелі виготовляються на

технологічному обладнанні, яке може зазнавати впливу випадкових збурюючих впливів. Кабель є довгомірним виробом, яке виготовляється «на прохід», в зв'язку з чим його геометричні параметри мають не постійні по довжині значення, тобто є нерегулярними.

Це призводить до зміння електричних параметрів передавання, що потребує введення системи автоматичного управління технологічним процесом виготовлення, перш за все, діаметром провідника для зменшення дисперсії даного параметра.

Стохастична модель технологічного процесу враховує адитивний (4) (рис. 9,a,b, криві 1 та 2) та мультиплікативний (5) (рис. 9,a,b, крива 3) характерні зміни діаметру d провідника від номінальних d_n (радіусу r_n) значень в процесі накладання ізоляції

$$d = d_n \cdot \tilde{\epsilon}; \quad (4),$$

$$d = d_n \cdot (1 + \tilde{\epsilon}), \quad (5)$$

де $\tilde{\epsilon}$ – випадкове число з нормальним законом розподілення.

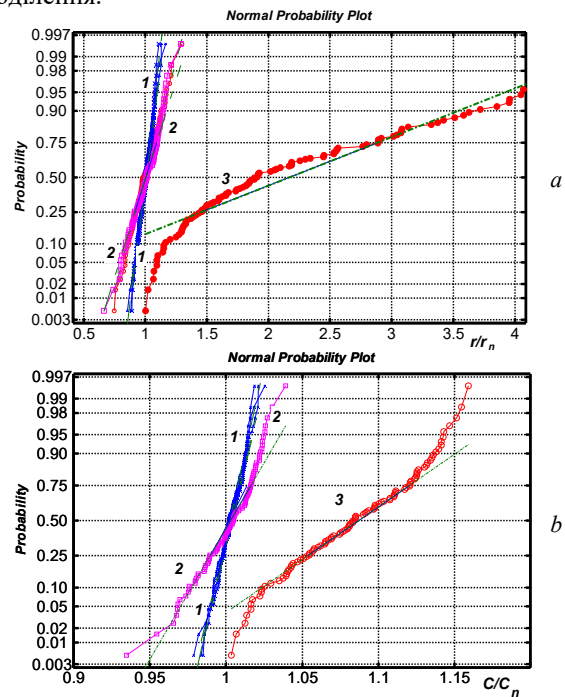


Рис. 9. Інтегральні функції розподілу відхилень від номінальних значень діаметру (радіусу) та електричної ємності ізольованого провідника у випадку мультиплікативного та адитивного характеру варіацій геометричних розмірів витой пари категорії 5е

Флуктуації діаметру d призводять також до зміни ємності C від номінальних значень C_n ізольованого провідника (рис. 9,b).

Адитивна завада (рис. 9,a,b, криві 1 та 2, рис. 10, криві 2 та 4) обумовлена зовнішніми чинниками, що впливають на технологічний процес, зокрема, нестаціонарним процесом в мережі живлення. Мультиплікативна (рис. 9,a,b, крива 3, рис. 10, криві 1 та 3) – випадковими змінами у самому технологічному процесі.

На рис. 10 наведено вплив варіацій ємності ізольованого провідника на перехідне згасання на ближньому кінці між сусідніми парами. Криві відповідають: 1, 2 – $\sigma/C = 0,1\%$ для мультиплікативного та адитивного характеру; 3, мультиплікативного – $\sigma/C = 1\%$; 4, адитивного – $\sigma/C = 1\%$ (σ – середньоквадратичне відхилення).

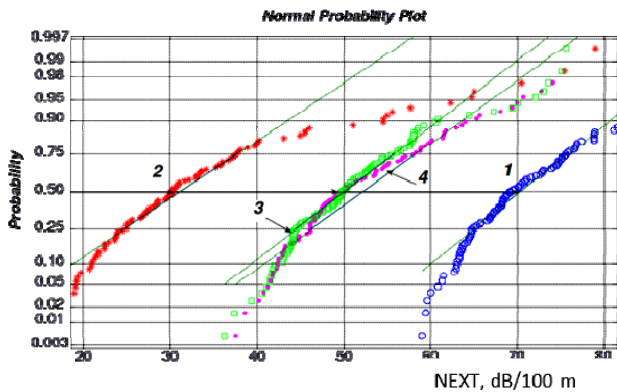


Рис. 10. Інтегральні функції розподілу перехідного згасання на ближньому кінці між сусідніми витими парами у випадку адитивного (криві 2, 4) та мультиплікативного (криві 1, 3) характеру варіацій ємності ізолюваного провідника

За однакових коефіцієнтів варіації $\sigma/C = 0,1$ % розкид ємності становить 0,101 % та 10,1 % у випадку мультиплікативного (крива 1) та адитивного (крива 2) характеру її зміни (рис. 10) відповідно. В результаті перехідне згасання на рівні 50 % вірогідності в 2,33 рази менше, тобто рівень взаємних впливів між сусідніми парами більше (рис. 10, криві 1 та 2), при адитивному характері завади.

За однакових варіаціях ємності (криві 3 та 4, рис. 10) характер їх зміни практично не впливає на перехідне згасання.

Значення перехідного згасання для частоти 20 МГц – на рівні 70 дБ (рис. 8,а), в діапазоні частоти від 62,5 МГц до 100 МГц – на рівні 60 дБ (рис. 8,б,с).

Висновки.

Кореляційна залежність між опором провідників та робочою ємністю витих пар доводить більші значення електричних параметрів екранованих в порівнянні з неекранованими за умови однакової товщини ізоляції провідників 4-х парних кабелів категорії 5е.

Встановлено, що коефіцієнт згасання неекранованих кабелів має менші значення в діапазоні частоти від 1 МГц до 10 МГц. При більш високих значеннях частоти – навпаки: екрановані кабелі мають менші значення згасання. Для частоти 200 МГц – на 12 %, що може забезпечити передачу сигналів на більшу відстань.

На підставі визначеного сильного позитивного кореляційного зв'язку між омичною та ємнісною асиметріями доведено, що на перехідне згасання на ближньому кінці в найбільшій мірі впливає однорідність геометричних розмірів провідників витих пар. Більші значення коефіцієнту парної кореляції між омичною асиметрією та заводостійкістю для екранованого кабелю обумовлюють відповідні налаштування технологічного процесу при накладанні екрану.

Показано, що мультиплікативна завада, обумовлена випадковими змінами у стохастичному технологічному процесі, на рівні 50 % вірогідності може призводити до відхилення діаметру у 2 рази від номінального значення.

Для забезпечення нормованих значень заводостійкості витих пар у високочастотному діапазоні налаштування технологічного обладнання повинні гарантувати коефіцієнт варіації ємності ізолюваного провідника на рівні 0,3 %.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Siemens Simatic NET. PROFIBUS Network Manual. System Manual. Edition 04/2009, C79000-G8976-C124-03. 350 p.
2. Kang S., Han S., Cho S., Jang D., Choi H., Choi J.-W. High speed CAN transmission scheme supporting data rate of over 100 Mb/s. *IEEE Communications Magazine*, 2016, vol. 54, no. 6, pp. 128-135. doi: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2016.7498099>.
3. Lawrenz W. (Ed.). *CAN System Engineering*. Springer London, 2013. 378 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-1-4471-5613-0>.
4. Thomas D.S. *The costs and benefits of advanced maintenance in manufacturing*. U.S. Department of Commerce. National Institute of Standards and Technology, 2018. 37 p. doi: <https://doi.org/10.6028/NIST.AMS.100-18>.
5. Reynders D., Wright E. *Practical TCP/IP and Ethernet Networking for Industry*. Elsevier, 2003. 320 p. doi: <https://doi.org/10.1016/b978-0-7506-5806-5.x5000-5>.
6. Fritsche M., Schmidt R., Engels Y. *Single pair Ethernet. The infrastructure for IIoT*. Harting Electronics GmbH, 2020, 10 p.
7. Manoj V., Nireesh J. Automotive Networks : A Review. *International Journal of Advanced Engineering, Management and Science*, 2017, vol. 3, no. 5, pp. 504-509. doi: <https://doi.org/10.24001/ijaems.3.5.15>.
8. Matheus K., Königseder T. *Automotive Ethernet*. Cambridge University Press, 2014. 205 p. doi: <https://doi.org/10.1017/CBO9781107414884>.
9. Matheus K., Königseder T. *The physical transmission. In Automotive Ethernet*, Cambridge University Press, 2014, pp. 92-133. doi: <https://doi.org/10.1017/CBO9781107414884.006>.
10. IEEE Standard for Ethernet Amendment 4: Physical Layer Specifications and Management Parameters for 1 Gb/s Operation over a Single Twisted-Pair Copper Cable. *IEEE Std 802.3bp-2016*, 2016, 211 p. doi: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2016.7564011>.
11. Mortazavi S., Schleicher D., Schade F., Gremzow C., Grcfers F. Toward Investigation of the Multi-Gig Data Transmission up to 5 Gbps in Vehicle and Corresponding EMC Interferences. *2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*, 2018, pp. 60-65. doi: <https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2018.8485142>.
12. Buntz S., Körber B., Bollati D. *IEEE 100BASE-T1 System Implementation Specification. Open Alliance. Version 1*. 2017, 28 p.
13. Oksman V., Strobel R., Starr T., Maes J., Coomans W., Kuipers M., Tovim E. Ben, Wei D. MGFAST: A New Generation of Copper Broadband Access. *IEEE Communications Magazine*, 2019, vol. 57, no. 8, pp. 14-21. doi: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2019.1800844>.
14. Maes J., Nuzman C.J. The Past, Present, and Future of Copper Access. *Bell Labs Technical Journal*, 2015, vol. 20, pp. 1-10. doi: <https://doi.org/10.15325/BLTJ.2015.2397851>.
15. Lamparter O., Fang L., Bischoff J.-C., Reitmann M., Schwendener R., Zasowski T., Zhang X. Multi-Gigabit over Copper Access Networks: Architectural Evolution and Techno-Economic Analysis. *IEEE Communications Magazine*, 2019, vol. 57, no. 8, pp. 22-27. doi: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2019.1800847>.
16. *British Cables Company. Product range catalogue*. 2021, 136 p. Режим доступу: <https://britishcablescompany.com/Flip/PDF.pdf> (Дата звернення: 28.03.2022).
17. Knobloch A., Garbe H., Karst J.P. Shielded or unshielded twisted-pair for high speed data transmission? *1998 IEEE EMC Symposium. International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1998, vol. 1, pp. 112-117. doi: <https://doi.org/10.1109/ISEMC.1998.750069>.
18. Hejazi A.M., Stockman G.-J., Lefevre Y., Ginis V., Coomans W. Calculating Millimeter-Wave Modes of Copper Twisted-Pair Cables Using Transformation Optics. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 52079-52088. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3070192>.
19. Беспрозванных А.В., Игнатенко А.Г. Влияние скрутки сердечника на параметры передачи сетевых кабелей. *Вісник НТУ «ХПІ»*, 2004, № 7, С. 82-87.
20. Schaich T., Subramaniam K., de Lera Acedo E., Al Rawi A. High Frequency Impedance Matching for Twisted Pair Cables. *GLOBECOM 2020 - 2020 IEEE Global Communications Con-*

ference, 2020, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/GLOBECOM42002.2020.9322202>.

21. Беспрозванных А.В., Игнатенко А.Г. Косвенные оценки допусков на диаметры токопроводящих жил проводников витых пар сетевых кабелей. *Вісник НТУ «ХПІ»*, 2005, № 42, С. 47-52.

22. Yoho J.J., Riad S.M., Muqaibel A.H. Measurement and causal modelling of twisted pair copper cables. *IET Science, Measurement & Technology*, 2021, vol. 15, no. 8, pp. 645-652. doi: <https://doi.org/10.1049/smt2.12065>.

23. Data communication technology. UTP vs STP. Shielded data cables make the grade. Unshielded data cables reach the limits of their performance. *LEONI Technical Bulletin*, 2015, 5 p.

24. Baghdadi B., Abdelber B., Alain R., Omar D., Helima S. Experimental study of the behaviour of the crosstalk of shielded or unshielded-pair cables in high frequency. *Serbian Journal of Electrical Engineering*, 2019, vol. 16, no. 3, pp. 311-324. doi: <https://doi.org/10.2298/SJEE1903311B>.

25. Hassoun F., Tarafi R., Zeddani, A. Calculation of per-unit-length parameters for shielded and unshielded twisted pair cables. *2006 17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2006, pp. 250-253. doi: <https://doi.org/10.1109/EMCZUR.2006.214917>.

26. Poltz J. Attenuation of screened twisted pairs. *Proceedings 66th International Cable and Connectivity Symposium (IWCS 2017)*, 2017, pp. 219-226.

27. Бойко А.М., Безпрозванных Г.В. Обґрунтування товщини ізоляції витих екранованих пар структурованих кабельних систем. *Вісник НТУ «ХПІ»*, 2011, № 3, С. 21-35.

28. Бойко А.Н. Дрейф во времени емкости и тангенса угла диэлектрических потерь неэкранированных и экранированных сетевых кабелей. *Вісник НТУ «ХПІ»*, 2013, № 42(948), С. 65-68.

29. Bezprozvannykh G.V., Kostiuikov I.A., Pushkar O.A. Synthesis of constructive-technological decisions of regulation of working capacitance of cables of industrial networks. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 1, pp. 44-49. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.1.07>.

30. Al-Asadi M., Duffy A.P., Hodge K.J., Willis A.J. Twisted Pair Cable Design Analysis and Simulation. *Proceedings of the 49th International Wire & Cable Symposium*, 2000, pp. 111-119.

31. Bezprozvannykh G.V., Ignatenko A.G. Optimization of the design of network cables by the attenuation coefficient in the tolerance zone of the geometric dimensions of the transmission parameters. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2004, no. 2, pp. 8-10. (Rus).

32. *ASTM B258-18. Standard Specification for Standard Nominal Diameters and Cross-Sectional Areas of AWG Sizes of Solid Round Wires Used as Electrical Conductors*. ASTM International, 2018, 5 p.

33. Kennefick D.J. FEP as a dielectric material for multi-gigabit, single pair Ethernet cable for automotive. *Proceedings of the 67th International Wire & Cable Symposium (IWCS)*, 2018.

34. Bezprozvannykh G.V., Pushkar O.A. Increasing noise immunity of cables for fire protection systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 54-58. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.07>.

35. Ogundapo O., Duffy A., Nche C. Parameter for near end crosstalk prediction in twisted pair cables. *2016 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, 2016, pp. 485-490. doi: <https://doi.org/10.1109/ISEMC.2016.751696>.

36. Cai R., Yang S. Analysis and Calculation of Crosstalk for Twisted Communication Cables in Umbilical Cable. *Energies*, 2022, vol. 15, no. 10, art. no. 3501. doi: <https://doi.org/10.3390/en15103501>.

REFERENCES

1. *Siemens Simatic NET. PROFIBUS Network Manual. System Manual. Edition 04/2009, C79000-G8976-C124-03*. 350 p.

2. Kang S., Han S., Cho S., Jang D., Choi H., Choi J.-W. High speed CAN transmission scheme supporting data rate of over 100 Mb/s. *IEEE Communications Magazine*, 2016, vol. 54, no. 6, pp. 128-135. doi: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2016.7498099>.

3. Lawrenz W. (Ed.). *CAN System Engineering*. Springer London, 2013. 378 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-1-4471-5613-0>.

4. Thomas D.S. *The costs and benefits of advanced maintenance in manufacturing*. U.S. Department of Commerce. National Institute of Standards and Technology, 2018. 37 p. doi: <https://doi.org/10.6028/NIST.AMS.100-18>.

5. Reynders D., Wright E. *Practical TCP/IP and Ethernet Networking for Industry*. Elsevier, 2003. 320 p. doi: <https://doi.org/10.1016/b978-0-7506-5806-5.x5000-5>.

6. Fritsche M., Schmidt R., Engels Y. *Single pair Ethernet. The infrastructure for IIoT*. Harting Electronics GmbH, 2020, 10 p.

7. Manoj V., Nireesh J. Automotive Networks : A Review. *International Journal of Advanced Engineering, Management and Science*, 2017, vol. 3, no. 5, pp. 504-509. doi: <https://doi.org/10.24001/ijaems.3.5.15>.

8. Matheus K., Königseder T. *Automotive Ethernet*. Cambridge University Press, 2014. 205 p. doi: <https://doi.org/10.1017/CBO9781107414884>.

9. Matheus K., Königseder T. *The physical transmission. In Automotive Ethernet*, Cambridge University Press, 2014, pp. 92-133. doi: <https://doi.org/10.1017/CBO9781107414884.006>.

10. IEEE Standard for Ethernet Amendment 4: Physical Layer Specifications and Management Parameters for 1 Gb/s Operation over a Single Twisted-Pair Copper Cable. *IEEE Std 802.3bp-2016*, 2016, 211 p. doi: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2016.7564011>.

11. Mortazavi S., Schleicher D., Schade F., Gremzow C., Gerfers F. Toward Investigation of the Multi-Gig Data Transmission up to 5 Gbps in Vehicle and Corresponding EMC Interferences. *2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*, 2018, pp. 60-65. doi: <https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2018.8485142>.

12. Buntz S., Körber B., Bollati D. *IEEE 100BASE-T1 System Implementation Specification. Open Alliance. Version 1*. 2017, 28 p.

13. Oksman V., Strobel R., Starr T., Maes J., Coomans W., Kuipers M., Tovim E. Ben, Wei D. MGFAS: A New Generation of Copper Broadband Access. *IEEE Communications Magazine*, 2019, vol. 57, no. 8, pp. 14-21. doi: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2019.1800844>.

14. Maes J., Nuzman C.J. The Past, Present, and Future of Copper Access. *Bell Labs Technical Journal*, 2015, vol. 20, pp. 1-10. doi: <https://doi.org/10.15325/BLTJ.2015.2397851>.

15. Lamparter O., Fang L., Bischoff J.-C., Reitmann M., Schwendener R., Zasowski T., Zhang X. Multi-Gigabit over Copper Access Networks: Architectural Evolution and Techno-Economic Analysis. *IEEE Communications Magazine*, 2019, vol. 57, no. 8, pp. 22-27. doi: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2019.1800847>.

16. *British Cables Company. Product range catalogue*. 2021, 136 p. Available at: <https://britishcablescompany.com/Flip/PDF.pdf> (accessed 28 March 2022).

17. Knobloch A., Garbe H., Karst J.P. Shielded or unshielded twisted-pair for high speed data transmission? *1998 IEEE EMC Symposium. International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1998, vol. 1, pp. 112-117. doi: <https://doi.org/10.1109/ISEMC.1998.750069>.

18. Hejazi A.M., Stockman G.-J., Lefevre Y., Ginis V., Coomans W. Calculating Millimeter-Wave Modes of Copper Twisted-Pair Cables Using Transformation Optics. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 52079-52088. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3070192>.

19. Bezprozvannykh G.V., Ignatenko A.G. The influence of core twisting on the transmission parameters of network cables. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2004, no. 7, pp. 82-87. (Rus).

20. Schaich T., Subramaniam K., de Lera Acedo E., Al Rawi A. High Frequency Impedance Matching for Twisted Pair Cables. *GLOBECOM 2020 - 2020 IEEE Global Communications Conference*, 2020, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/GLOBECOM42002.2020.9322202>.

21. Bezprozvannykh G.V., Ignatenko A.G. Indirect estimates of tolerances on the diameters of conductive conductors of twisted pair conductors of network cables. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2005, no. 42, pp. 47-52. (Rus).

22. Yoho J.J., Riad S.M., Muqaibel A.H. Measurement and causal modelling of twisted pair copper cables. *IET Science, Measurement & Technology*, 2021, vol. 15, no. 8, pp. 645-652. doi: <https://doi.org/10.1049/smt2.12065>.

23. Data communication technology. UTP vs STP. Shielded data cables make the grade. Unshielded data cables reach the limits of their performance. *LEONI Technical Bulletin*, 2015, 5 p.
24. Baghdadi B., Abdelber B., Alain R., Omar D., Helima S. Experimental study of the behaviour of the crosstalk of shielded or untwisted-pair cables in high frequency. *Serbian Journal of Electrical Engineering*, 2019, vol. 16, no. 3, pp. 311-324. doi: <https://doi.org/10.2298/SJEE1903311B>.
25. Hassoun F., Tarafi R., Zeddami, A. Calculation of per-unit-length parameters for shielded and unshielded twisted pair cables. *2006 17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2006, pp. 250-253. doi: <https://doi.org/10.1109/EMCZUR.2006.214917>.
26. Poltz J. Attenuation of screened twisted pairs. *Proceedings 66th International Cable and Connectivity Symposium (IWCS 2017)*, 2017, pp. 219-226.
27. Boyko A.M., Bezprozvannykh G.V. Justification of insulation thickness of twisted shielded pairs of structured cable systems. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2011, no. 3, pp. 21-35. (Ukr).
28. Boyko A.N. Draff in the time of the capacity and tangent of the angle of dielectric losses of unexplored and shielded network cables. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2013, no. 42(948), pp. 65-68. (Ukr).
29. Bezprozvannykh G.V., Kostiuikov I.A., Pushkar O.A. Synthesis of constructive-technological decisions of regulation of working capacitance of cables of industrial networks. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 1, pp. 44-49. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.1.07>.
30. Al-Asadi M., Duffy A.P., Hodge K.J., Willis A.J. Twisted Pair Cable Design Analysis and Simulation. *Proceedings of the 49th International Wire & Cable Symposium*, 2000, pp. 111-119.
31. Bezprozvannykh G.V., Ignatenko A.G. Optimization of the design of network cables by the attenuation coefficient in the tolerance zone of the geometric dimensions of the transmission parameters. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2004, no. 2, pp. 8-10. (Rus).
32. *ASTM B258-18. Standard Specification for Standard Nominal Diameters and Cross-Sectional Areas of AWG Sizes of Solid Round Wires Used as Electrical Conductors*. ASTM International, 2018, 5 p.
33. Kennefick D.J. FEP as a dielectric material for multi-gigabit, single pair Ethernet cable for automotive. *Proceedings of the 67th International Wire & Cable Symposium (IWCS)*, 2018.
34. Bezprozvannykh G.V., Pushkar O.A. Increasing noise immunity of cables for fire protection systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 54-58. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.07>.
35. Ogundapo O., Duffy A., Nche C. Parameter for near end crosstalk prediction in twisted pair cables. *2016 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, 2016, pp. 485-490. doi: <https://doi.org/10.1109/ISEMC.2016.7571696>.
36. Cai R., Yang S. Analysis and Calculation of Crosstalk for Twisted Communication Cables in Umbilical Cable. *Energies*, 2022, vol. 15, no. 10, art. no. 3501. doi: <https://doi.org/10.3390/en15103501>.

Надійшла (Received) 30.08.2022
 Прийнята (Accepted) 09.10.2022
 Опублікована (Published) 01.07.2023

Безпрозванных Ганна Вікторівна¹, д.т.н., проф.,
 Пушкар Олег Анатолійович², ген. директор, аспірант,

¹ Національний технічний університет
 «Харківський політехнічний інститут»
 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,
 e-mail: Hanna.Bezprozvannukh@kphi.edu.ua (Corresponding author)
² ТОВ «НВП «Алай»,
 03182, Київ, вул. Миру, 19-У,
 e-mail: adm@alay.com.ua

How to cite this article:

Bezprozvannykh G.V., Pushkar O.A. Ensuring standardized parameters for the transmission of digital signals by twisted pairs at the technological stage of manufacturing cables for industrial operating technologies. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 57-64. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.09>

G.V. Bezprozvannykh¹, O.A. Pushkar²

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

² LLC SPE ALAY,

19-U, Miru Str., Kyiv, 03182, Ukraine.

Ensuring standardized parameters for the transmission of digital signals by twisted pairs at the technological stage of manufacturing cables for industrial operating technologies.

Introduction. In production control and control systems, buildings use many simple devices - sensors to detect light, heat, movement, smoke, humidity and pressure, mechanisms for activation and control of switches, closing devices, alarm, etc. - «operating technologies» (OT). Different communication protocols and field tire technologies, such as Modbus for conditioning systems, Bacnet for access control and Lonworks for lighting, have been traditionally used and used for their connection. Network fragmentation leads to the need to use gateways to transform protocols when creating a single automation system, which complicates the implementation of complex control systems for any object. At the same time, information networks are unified, but the Ethernet protocol used in them for operating technologies for various reasons (technological, cost) has not been widespread. Due to its high bandwidth compared to existing field tire networks, industrial Ethernet is significantly capable of increasing flexibility in the implementation of additional functions in OT. Modern industrial Ethernet networks are based on non-shielded and shielded twisted pair category 5e cables. The presence of additional metal screens in the structure of twisted pair causes the increase in electrical resistance of conductors due to the effect of closeness, the electrical capacity, and the ratio of attenuation in the range of transmission of broadband signals. **Purpose.** Substantiation of the range of settings of technological equipment to ensure standardized values of the extinction coefficient and immunity based on the analysis of the results of measurements in a wide frequency range of electrical parameters of shielded and unshielded cables for industrial operating technologies. **Methodology.** Experimental studies have been performed for statistically averaged electrical parameters of the transmission of pairs for 10 and 85 samples of 305 meters long and shielded cables of category 5e, respectively. It is determined that in the frequency range from 1 to 10 MHz, unshielded cables have less values of the attenuation coefficient. In the range of more than 30 MHz, the shielded cables have smaller values of the attenuation due to the influence of the alumopolymer tape screen. It is established that the coefficient of paired correlation between asymmetries of resistance and capacity of twisted pairs is 0,9735 - for unshielded and 0,9257 - for shielded cables. The impact has been proven to a greater extent asymmetry of resistance the pairs on the increasing noise immunity of cables. The influence noise interference on the deviation of the diameter and electrical capacity of the isolated conductor from the nominal values in the stochastic technological process is analyzed. The strategy of technological process settings to ensure the attenuation and the noise immunity in the high-frequency range is substantiated. **Practical value.** Multiplicative interference, caused by random changes in the stochastic technological process, can lead to a deviation of diameter 2 times from the nominal value at level of probability at 50 %. The equipment settings of the technological equipment must guarantee the coefficient of variation capacity of the insulated conductor at 0.3 % for high level of noise immunity. References 36, figures 10.

Key words: industrial Ethernet, twisted pair, ratio of attenuation, noise immunity, ohmic and capacitive asymmetry, stochastic technological process, additive and multiplicative interference, coefficient of variation.

В.М. Кириленко, К.В. Кириленко

Теоретичне визначення індивідуальних значень параметрів елементів чотирихелементних схем заміщення ізоляції для абсорбційних методів діагностування ізоляції

Розглянута теоретична методика визначення індивідуальних значень параметрів елементів узагальненої схеми заміщення ізоляції по залежності абсорбційного струму від часу, а також інших чотирихелементних схем заміщення ізоляції з наскрізною провідністю та їх взаємного перерахунку, що повністю розкриває інформативний потенціал абсорбційних методів діагностування електричної ізоляції. Знання цих значень теоретично дозволяє, враховуючи значення часу та розмірні фактори, сформувати будь-який абсорбційний діагностичний параметр, що використовується зараз, і прослідкувати його зміни в процесі експлуатації ізоляції. Наголошується, що для фізично обґрунтованої інтерпретації результатів діагностичного контролю абсорбційним методом за однією з схем заміщення ізоляції необхідно мати інформацію про склад і структуру ізоляції. Бібл. 20, рис. 2.

Ключові слова: неруйнівні методи діагностики ізоляції, абсорбційні методи діагностики, параметри елементів схем заміщення ізоляції.

Вступ. Електротехнічне і електроенергетичне обладнання, що використовується на підприємствах України, випрацювало значну частину або і весь призначений ресурс, враховуючи, що максимально інтенсивне його введення в експлуатацію мало місце до 90-х років минулого сторіччя. Це стосується обладнання електростанцій, такого як генератори, трансформатори, двигуни внутрішніх потреб та обладнання високовольтних розподільних пристроїв, ізоляції повітряних мереж та кабельних ліній, а також асинхронних двигунів електроприводу.

Зараз більша частина електрогенеруючого обладнання ТЕС і ТЕЦ відпрацювали свій граничний ресурс (більше 200 тис. годин), воно зношене і відповідно до існуючої нормативної документації потребує реконструкції або заміни. Розподіл питомої пошкоджуваності основних вузлів турбо- і гідрогенераторів, яка зростає зі збільшенням потужності, свідчить, що контролю, як найбільш «слабкий» вузол, підлягає ізоляція статора [1].

Якщо брати до уваги все основне обладнання електростанцій, то слід зазначити, що велику увагу необхідно приділяти контролю технічного стану силових трансформаторів [2-7], особливо з подовженим ресурсом.

Через зношеність у переважній більшості випадків (85-95 %) відмови асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором (найширше вживаних на підприємствах країни) потужністю понад 5 кВт відбуваються через пошкодження обмотки статора та ротора і розподіляються таким чином: обмотка статора – до 80 %, ротора – до 10 % [1, 8-11]. Це спричиняє підвищену увагу до контролю надійності їхньої ізоляції.

Моральний і фізичний знос кабельних ліній напругою 6-10 кВ в системах електропостачання складає від 40 до 90 %. При цьому до 70 % всіх порушень електропостачання виникає при відмовах кабельних ліній напругою 6-10 кВ, а тому контроль їх технічного стану є також актуальним питанням [12-15].

При використанні зношеного електрообладнання, слід мати на увазі, що коли говорять про призначений ресурс, згідно нормативної документації мова йде про груповий ресурс, який визначається, як час напрацювання групи виробів, за який відмовляють n відсотків найдефектніших виробів. Цей час і приймається за груповий ресурс з надійністю $1-n/100$. Такий загальноприйнятий підхід не враховує, що розсіювання ресурсу може становити кілька сотень відсотків, а тому залишковий ресурс деяких виробів, особливо якщо ресурс розподілений за логарифмічно-нормальним законом, може бути більшим за призначений в кілька разів. Виходячи з цього факту, можна вважати виправданим

намагання подовжити термін використання обладнання, встановивши подовжений ресурс. Але, наголошуємо, що експлуатація електрообладнання, того, що відпрацювало призначений і для якого встановлений подовжений ресурс, внаслідок невизначеності реального ресурсу вимагає неперервного контролю його технічного стану. Тільки при таких умовах можна ефективно використати невипрацьований ресурс обладнання.

Контроль рівня надійності електроізоляційних матеріалів і конструкцій в експлуатації здійснюють шляхом вимірювання впливу на параметри ізоляції характеристик зовнішніх і експлуатаційних чинників, що приводять до зміни технічного стану ізоляції, у тому числі й таких, що не пов'язані з функціонуванням. Найчастіше технічний стан ізоляції і електроізоляційних матеріалів визначають за допомогою інтегральних параметрів, таких як опір, ємність, тангенс кута діелектричних втрат, струм витоку, коефіцієнт абсорбції, відновлювана напруга і т. п. [16].

Одним з методів контролю технічного стану електрообладнання є абсорбційні діагностичні методи, які рекомендуються, як нормативні, для діагностування ізоляції трансформаторів, синхронних генераторів, компенсаторів, колекторних збудників і електродвигунів змінного струму [16]. Короткий опис абсорбційних методів наведено в [1].

Сучасні наукові дослідження абсорбційних методів і їх використання стосуються діагностування стану ізоляції силових трансформаторів [2, 3, 9-12, 15], обертових електричних машин [8-11], низько- і високовольтних кабелів [7, 12-14].

Дефекти ізоляції і методи їх діагностування в загальному вигляді описані в [1, 8, 9]. В [1] розглянуто загальні питання діагностування ізоляції і, зокрема, використання абсорбційних методів. До діагностичних параметрів у випадку використання абсорбційних методів діагностики відносяться, по-перше, параметри, що використовують характеристики швидкості спаду кривої абсорбційного струму (зростання опору ізоляції) в залежності від часу прикладення постійної напруги до ізоляції на різних ділянках цієї кривої, тобто коефіцієнт абсорбції, коефіцієнт поляризації, відношення діелектричної абсорбції, індекс поляризації та інші подібні характеристики та їх похідні. Другий напрям, що відноситься до абсорбційних методів, це метод відновлюваної напруги, що реалізується в двох варіантах. У першому випадку визначається відношення максимального значення відновлюваної напруги, що виникає

внаслідок заряду від абсорбційної ємності відімкнutoї від джерела напруги ізоляції після розряду її геометричної ємності, до зарядної (ємнісний коефіцієнт абсорбції). У другому варіанті – це ж відношення, визначене при різних інтервалах часу розряджання геометричної ємності, що приводить до часткового розряду і абсорбційної ємності. Крім того, як діагностичні параметри можуть використовуватися початкова швидкість наростання відновлюваної напруги, час досягнення максимального значення відновлюваної напруги, коефіцієнти нелінійності відновлюваної напруги, сталу часу саморозряду, та інші характеристики.

Узагальнена еквівалентна схема заміщення ізоляції (рис. 1,а) лежить в основі всіх абсорбційних діагностичних методів. До її елементів належать геометрична ємність C_g , що відображає ємність, пов'язану зі швидкими процесами електронної і іонної поляризації, наскрізний опір R_b , тобто усталене значення опору ізоляції протіканню постійного струму, ємність абсорбції C_a , що відповідає за повільні процеси міграційної поляризації, обумовленої накопиченням вільних зарядів на межах областей діелектрика з різними електрофізичними властивостями або в приелектродних областях, та абсорбційний опір R_a , який вводиться для правильного відображення інерційних властивостей міграційної поляризації [1].

Коефіцієнт абсорбції (і інші різниці діагностичні параметри для узагальненої схеми і інших чотирихелементних схем заміщення), як правило, можна записати у вигляді:

$$k_a = \frac{R_1 + R_2 \exp(-t_2 \alpha_{iv})}{R_1 + R_2 \exp(-t_1 \alpha_{iv})},$$

де t_1 і t_2 – час вимірювання опорів R_1 , R_2 , в загальному випадку R_i – резистивні елементи, α_{iv} – функція резистивних і ємнісних елементів схеми заміщення. Конкретні вирази для R_i і α_{iv} , що використовуються для коефіцієнта абсорбції, будуть наведені нижче для всіх чотирихелементних схем заміщення ізоляції.

В [8, 9] розглянуто основні причини і дефекти ізоляційних конструкцій, процеси, які протікають в ізоляції під дією електричного поля і приводять до утворення її дефектів. В [9] подано узагальнений аналіз методів контролю і діагностичних параметрів ізоляції тягових двигунів постійного струму. При цьому використана узагальнена схема заміщення ізоляції, параметри схеми заміщення визначалися через параметри моделі, що містить паралельні абсорбційні кола послідовно з'єднаних ємностей і опорів.

В [2] відзначається, що в ізоляції мають місце два фундаментальних процеси: поляризація і електропровідність, і що обидва процеси повинні бути чутливі до змін складу і характеристик, що відбуваються в ізоляції в процесі експлуатації, і наводиться перелік потенційно можливих методів діагностування. В [10] викладено процедури випробувань постійною напругою для вимірювання опору ізоляції та індексу поляризації ізолюваного статора, а також обмоток ротора та способи інтерпретації результатів, отриманих при діагностуванні обертових машин.

В той же час встановлено [11], що при діагностуванні обмоток роторів і статорів генераторів і двигунів опір ізоляції і індекс поляризації добре виявляють зволоження і частково провідні включення, але не чутливі до багатьох інших дефектів: ослаблення витків в пазу,

що приводить до стирання ізоляції, розшарування ізоляції через використання при високих температурах, відділення міді від ізоляції через циклічні навантаження, руйнування захисних покриттів і часткові розряди між котушками. Автори пропонують використовувати порівняння зарядного і розрядного струму для кожної фази обмотки і окремих котушок з одночасним вимірюванням опору і індексу поляризації.

В розглянутих нами вище роботах автори користуються стандартними показниками, які представляють собою стандартні інтегральні комбінації параметрів елементів узагальненої еквівалентної схеми, як було показано для коефіцієнта абсорбції, і не розглядають питання одночасного визначення всіх індивідуальних параметрів елементів схеми заміщення, як таких, а також їх взаємозалежності.

Якщо говорити про можливість діагностування електричної ізоляції з допомогою відновлюваної напруги, то в [3] продемонстрована хороша відповідність між моделлю на основі узагальненої схеми заміщення діелектрика і реальною ізоляцією для коефіцієнтів поляризації, деполіаризації і відновлюваної напруги.

Найбільш широке використання метод відновлюваної напруги знайшов для силових трансформаторів. Умови моніторингу ізоляції високовольтних трансформаторів методом відновлюваної напруги викладені в [4].

В роботі [5] розглядається новий підхід до об'єднання результатів, отриманих за допомогою двох методів, а саме: вимірювання зворотної напруги та вимірювання струму поляризації-деполяризації для декількох силових трансформаторів, щоб знайти зв'язок між вмістом вологи в маслі та папері, що має відношення до силових трансформаторів.

У методі відновлюваної напруги [6] визначається напруга відновлення після зарядки ізоляції напругою постійного струму. Шляхом багаторазової зарядки протягом різного часу з наступним отриманням значення відновлюваної напруги може бути створений так званий поляризаційний спектр. Діапазон напруги відновлення дає вказівку на стан, в якому є ізоляція трансформатора. Проаналізовано результати вимірювання на двох трансформаторах великої потужності в роботі, що визначають вологість твердої ізоляції.

З допомогою еквівалентних схем в [7] досліджувалися характеристики відновлюваної напруги для паперово-оливної ізоляції: час заряду, час закорочування, що дорівнював половині часу заряду, відновлювана напруга і визначалося відношення її максимуму до зарядної напруги, а також фіксувався час, що відповідає максимуму. Моделювання проводилось для 14 циклів з різним часом заряду від 0.1 до 819 с і оцінювалися доля вологи і провідність оливи. Аналізуючи результати, автори зауважують, що традиційні діагностики використовували величину постійної часу, за який досягається максимум відновлюваної напруги, хоч вона може маскуватися міжфазною поляризацією, що робить використання даної методики на практиці неприйнятним.

Враховуючи, що старіння паперово-оливної ізоляції силових трансформаторів відбувається в основному за рахунок вологи і кисню, були розроблені нові методики оцінки стану ізоляції на основі діелектричного відгуку, але вони використовують дорогі інструменти. В роботі [7] показана ефективність вимірювання відновлюваної напруги за допомогою простих вимірювальних пристроїв. Встановлено зв'язок між

початковою швидкістю зростання відновлюваної напруги і станом ізоляції.

Проведені дослідження [12] показують, що застосування вимірювання відгуку напруги є дуже ефективним інструментом для визначення стану старіння ізолюваних кабелів з масляного паперу. Початковий нахил напруги заряду прямо пропорційний провідності ізоляції і початковий нахил відновлюваної напруги пропорційний інтенсивності процесів поляризації. Тому два основних процеси зносу (зволоження і термічне старіння) масляно-паперової ізоляції можна розглянути окремо.

У роботі [13] розглянуто застосування методу спрацьовування напруги на лабораторно витриманих низьковольтних полімерних (ПВХ і ПЕ) ізолюваних кабелях і порівняно результати з результатами хімічних і пробивних випробувань. За допомогою методу спрацьовування напруги можна виявити стан старіння ізоляції, тобто ймовірне зниження діелектричної міцності для кабелів експлуатаційного віку в порівнянні з діелектричними втратами.

Відновлювана напруга, як діагностичний фактор, досліджувалася також в [14, 15]. В [17] представлена методика визначення характеристик фазної і поясної паперово-оливної ізоляції силових кабелів середньої напруги. Методика реалізована на використанні схеми заміщення трьохжильного кабелю в загальній металічній оболонці і аналізі результатів сукупних вимірювань абсорбційних характеристик. Система лінійних алгебраїчних рівнянь для визначення характеристик фазної і поясної ізоляції є добре зумовленою. В статті приведені результати визначення абсорбційних характеристик фазної і поясної ізоляції силового кабелю на напругу 6 кВ, які добре узгоджуються з реальними значеннями.

Слід відзначити, що і в роботах, де в якості діагностичних параметрів використовувалася відновлювана напруга, що залежить від зарядної напруги та комбінацій значень параметрів елементів узагальненої еквівалентної схеми заміщення ізоляції, і пов'язані з нею похідні діагностичні параметри, аналітичні вирази для яких наведені нижче в статті, мова не йде про визначення всіх індивідуальних значень параметрів елементів узагальненої еквівалентної схеми заміщення ізоляції одночасно.

Третій напрямок діагностичних досліджень виникає практично зараз завдяки роботам Безпрозваних Г.В. [17-19], яка одна з перших, якщо не перша, зрозуміла, що потрібно використовувати статистичний підхід до діагностування електричної ізоляції. Але і в даному випадку одночасне визначення індивідуальних значень параметрів елементів узагальненої еквівалентної схеми заміщення ізоляції залишається поза увагою авторів.

Автори робіт з діелектричної спектроскопії [12, 14] та ін. як діагностичним параметром користуються тангенсом кута діелектричних втрат в області низьких частот, який досить складно зв'язаний з параметрами елементів узагальненої еквівалентної схеми заміщення ізоляції, а тому, враховуючи тему даної роботи, результати, отримані ними можуть не розглядатися. Так що і для цього напрямку одночасне визначення всіх індивідуальних параметрів схем заміщення не актуальне.

Першою роботою, де детально були проаналізовані недоліки діагностування електричної ізоляції шляхом вимірювання коефіцієнтів абсорбції, індексу поляризації, відношення діелектричної абсорбції і інших інтервальних характеристик, є стаття [20], де авторами відзначалися неоднозначність інтерпретації результатів діаг-

ностування через залежність діагностичних критеріїв одночасно від значення параметрів кількох елементів схеми заміщення, що можуть по різному змінюватися в процесі старіння ізоляції, приводячи до неоднозначності діагностичних параметрів, а також внаслідок екстремальності цих діагностичних параметрів. Відзначалася також відсутність інформації про явне значення параметрів резистивних елементів схеми заміщення, або їх неявне використання для діагностичних параметрів, що ґрунтуються на методі відновлюваної напруги, але детальний аналіз цих методів не проводився.

На погляд авторів даної статті, є можливість суттєво підвищити інформативність абсорбційних методів діагностики і частково усунути неоднозначність їх інтерпретації шляхом визначення індивідуальних значень параметрів елементів чотирьохкомпонентних схем заміщення ізоляції. Зрозуміло, що знання індивідуальних значень цих параметрів теоретично дозволить сформулювати з врахуванням часу і розмірних факторів будь-який діагностичний параметр, що ґрунтується на абсорбційних методах.

Метою статті є розроблення наукових основ методики визначення індивідуальних значень параметрів чотирьохелементних схем заміщення ізоляції з наскрізною провідністю.

В статті розглядається випадок, коли діелектрик має тільки одну абсорбційну експоненту, враховуючи, що узагальнення методики на кілька абсорбційних експонент очевидне. Для цього потрібно виключати спочатку постійну складову, а потім послідовно експоненти з найбільшою сталою часу віднімаючи силу струму, що їм відповідає від залишкової кривої і перебудовуючи нову залишкову криву в напівлогарифмічному масштабі. Автори розуміють, що стаття носить суто теоретичний характер, визначення індивідуальних значень параметрів схеми заміщення ізоляції проводиться для кривої, що моделює абсорбційний струм в ізоляції, але очевидно, що застосування методики, що пропонується, до реальної абсорбційної кривої дозволить визначити реальні значення параметрів схеми заміщення ізоляції, що досліджується. Практичне використання методики для реальної ізоляції буде продемонстроване в наступній статті.

Використання еквівалентних схем діелектрика для діагностування ізоляції. Для ізоляції електротехнічного і електроенергетичного устаткування характерна неоднорідність структури і властивостей, що зумовлена самою структурою і складом електроізоляційного матеріалу. Крім того, неоднорідність ізоляції може виникати в процесі експлуатації ізоляції внаслідок неоднорідного розподілу поля, пов'язаного з геометрією самої діелектричної конструкції, внаслідок чого електричне і теплове старіння ізоляції буде протікати з різною інтенсивністю в областях з різною напруженістю поля. Вплив неоднорідності матеріалу і геометрії електроізоляційної конструкції на конфігурацію внутрішнього поля в ізоляції можна оцінити розрахунковим шляхом лише для деяких найбільш простих випадків. Якщо застосовуються неоднорідні матеріали в неоднорідному полі, то накладання зовнішньої і внутрішньої неоднорідностей різко ускладнює задачу. Одним з простих підходів до обходу виникаючих ускладнень полягає в моделюванні електроізоляційних конструкцій простими електричними схемами заміщення, що складаються з резисторів і конденсаторів і мають частотні характеристики, що відповідають час-

тотним характеристикам ізоляції, що досліджується. Передбачається, що при такій заміні можна скласти більш-менш адекватне уявлення про міру неоднорідності ізоляції при певній інтерпретації отриманих результатів. Зазначимо, що подібний підхід, що ґрунтується на заміні діелектриків еквівалентними схемами, застосовують не лише до опису властивостей електричної ізоляції, але і до дослідження взаємозв'язку між структурою і електрофізичними властивостями гетерогенних композиційних діелектричних матеріалів.

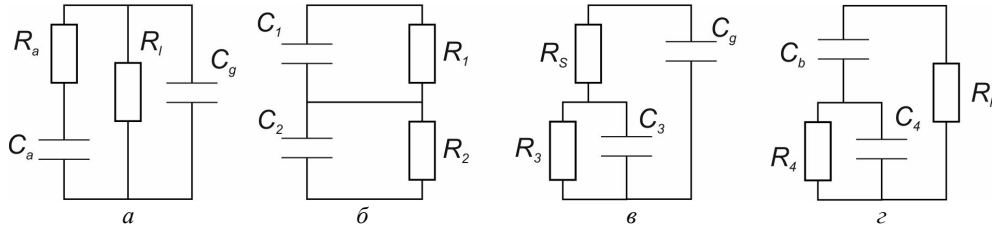


Рис. 1. Чотирьохелементні схеми заміщення ізоляції з наскрізною провідністю

Інтерпретація узагальненої схеми заміщення ізоляції (рис. 1,а) була наведена вище.

Шаруватому матеріалу, що є послідовним з'єднанням двох діелектриків з пружною поляризацією, яка відображається ємностями C_1 і C_2 , і наскрізною електропровідністю, яка представлена опорами R_1 і R_2 , включеними паралельно відповідним ємностям, відповідає схема (рис. 1,б). За умови, що $\epsilon_{r1}\rho_1 \neq \epsilon_{r2}\rho_2$, макроскопічна неоднорідність такої двокомпонентної ізоляції приводить до появи міграційної поляризації, обумовленої накопиченням вільних зарядів на між фазній межі, наслідком якого є експоненціальний спад струму з часом при постійній напрузі і діелектричні втрати при змінному.

Схема (рис. 1,в) може відповідати ізоляції з частково зруйнованими чи пробитими локальними вкрапленнями або композитному діелектричному матеріалу з допороговою концентрацією компонента зі значно вищою електропровідністю, що характеризується опором R_b , послідовно з яким підключено діелектрик (ємність C_3) з низькою електричною провідністю (опір R_3), а також паралельною цьому послідовному колу ємністю C_g , що відображає швидкі види поляризації.

І, нарешті, схему (рис. 1,г) можна застосувати для ізоляції, що є композицією високодобротного неполярного полімера з дуже низькою провідністю (ємність C_b) і полярного полімера, включеного частково послідовно з ним (коло C_4 , R_4), а частково паралельно (опір R_1), або для композиційного матеріалу, що складається з іонного або іншого низькодобротного наповнювача в запороговому режимі.

Таким чином, модельна крива абсорбційного струму може бути підібрана для однієї з схем заміщення ізоляції, і саме для цієї з схем заміщення можуть бути розраховані індивідуальні значення параметрів її елементів, але потім ці значення можуть бути перераховані і до других схем заміщення. Спочатку в статті ми розглянемо, як визначити індивідуальні значення параметрів елементів узагальненої еквівалентної схеми, а потім їх перерахунок в індивідуальні значення параметрів елементів інших чотирьохелементних схем заміщення ізоляції. Наведені також формули для зворотного перерахунку.

Визначення індивідуальних значень параметрів елементів узагальненої еквівалентної схеми заміщення ізоляції. Визначення індивідуальних зна-

даних модельній кривій абсорбційного струму може відповідати будь-яка чотирьохкомпонентна схема заміщення з наскрізною провідністю. Для правильного вибору схеми заміщення і наступної інтерпретації результатів діагностування необхідно мати уявлення про склад, структуру і особливості протікання електрофізичних процесів в ізоляції. Це досить складна задача, а тому наведемо лише деякі можливі варіанти інтерпретації чотирьохелементних схем заміщення ізоляції.

Значення параметрів елементів узагальненої еквівалентної схеми заміщення ізоляції: наскрізного опору, абсорбційного опору, абсорбційної і геометричної ємностей на практиці можна реалізувати шляхом реєстрації і аналізу перехідного струму у вимірювальному колі, зображеному на рис. 2, при миттєвому поданні постійної напруги $U = U_0$.

У вимірювальне коло включено, крім ізоляції, два резистори: вимірювальний R_d – для вимірювання струму витoku, і формувальний R_0 – для генерування експоненти, що описує заряд геометричної ємності ізоляції. Значення вимірювального опору вибирається в межах $10^3 - 10^5$ Ом. Формувальний опір повинен бути в межах $10^6 - 10^9$ Ом і забезпечувати сталу часу заряду геометричної ємності $C_g(R_0 + R_d)$ близько секунди. Тоді за час 3-4 с вона затухне і за більш пізніми відліками абсорбційного струму, можна буде визначити абсорбційну сталу часу.

Модельний струм через ізоляцію при підключенні вимірювального кола (рис. 2) до постійної напруги U_0 , як функція часу, буде мати три складових: постійну і дві експоненти із зарядною для геометричної ємності $1/a$ і абсорбційною $1/b$ сталими часу:

$$I = C + A \cdot \exp(-at) + B \cdot \exp(-bt). \quad (1)$$

Для того, щоб за модельною кривою абсорбційного струму теоретично визначити її параметри, ми пропонуємо скористатися трьохточковим методом, що дає можливість визначити сталі a і b , а потім розрахувати коефіцієнти кривої абсорбції. Далі, використовуючи формулу для струму витoku, записаному з врахуванням виразу для операторної провідності, теоретично можна визначити параметри елементів еквівалентної схеми заміщення, а потім і значення коефіцієнта абсорбції чи інших інтервальних діагностичних параметрів.

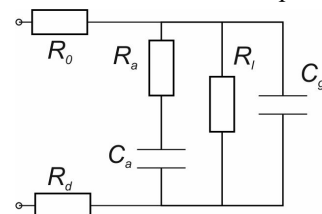


Рис. 2. Еквівалентна вимірювальна схема: R_0 – обмежувальний (формувальний) опір, R_d – опір вимірювального датчика, R_1 – наскрізний опір, R_a – опір абсорбції, C_a – ємність абсорбції, C_g – геометрична ємність

В рамках теоретичного методу, що пропонується, на інтервалі часу більше 10 с, де зарядна експонента вже не дає вкладу у струм витоку, вибирається три точки t_1 , t_2 і t_3 , такі, що $t_2 - t_1 = t_3 - t_2$. Для того, щоб мати можливість розраховувати коефіцієнт абсорбції R_{60}/R_{15} , рекомендується прийняти $t_1 = 15$ с, $t_2 = 37,5$ с і $t_3 = 60$ с.

Запропонований вибір трьох розрахункових точок дозволяє за рахунок віднімання $I(t_2) - I(t_1)$ і $I(t_3) - I(t_2)$ усунути постійну складову абсорбційного струму і тоді, при умові, що стала часу заряду геометричної ємності $C_g(R_0 + R_d) \approx 1$ с, а стала часу заряду абсорбційної ємності $C_a R_a > 3$ с, стала b на другому інтервалі з достатньою точністю може бути розрахована за формулою

$$b = \frac{\ln\left(\frac{I_4 - I_5}{I_5 - I_6}\right)}{t_5 - t_4}. \quad (2)$$

На першому інтервалі часу від 0 до 10 с потрібно вибрати три точки t_1 , t_2 і t_3 , також дотримуючись вигоди, щоб $t_2 - t_1 = t_3 - t_2$. Тоді зарядна стала a на першому інтервалі часу розраховується так

$$a = \frac{\ln\left(\frac{I_1 - I_2}{I_2 - I_3}\right)}{t_2 - t_1}. \quad (3)$$

$$Y_1 = \frac{R_d}{R_0 + R_d} \cdot \frac{p^2 + p(\alpha_{aa} + \alpha_{ga} + \alpha_{gl}) + \alpha_{aa}\alpha_{gl}}{p^2 + p(\alpha_{aa} + \alpha_{ga} + \alpha_{gl} + \alpha_{god}) + \alpha_{aa}(\alpha_{gl} + \alpha_{god})}; \quad (6)$$

$$\alpha_{aa} = \frac{1}{R_a C_a}; \alpha_{ga} = \frac{1}{R_a C_g}; \alpha_{gl} = \frac{1}{R_l C_g}; \alpha_{god} = \frac{1}{C_g(R_0 + R_{god})}; \quad (7)$$

$$I_1 = \frac{U_0}{R_0 + R_d} \cdot \left(\frac{\beta}{ab} + \frac{a^2 - aa + \beta}{a(a-b)} \exp(-at) - \frac{b^2 - ab + \beta}{b(a-b)} \exp(-bt) \right), \quad (8)$$

де α і β – коефіцієнти чисельника, a і b – абсолютні значення коренів знаменника провідності узагальненої схеми заміщення ізоляції в операторному вигляді, що дорівнюють оберненим величинам до сталих часу струму витоку.

Для коренів знаменника за теоремою Вієта справедливі рівності

$$\begin{aligned} a_1 + b_1 &= a + b = (\alpha_{ga} + \alpha_{aa} + \alpha_{gl} + \alpha_{god}); \\ b_1 &= ab = \alpha_{aa} \cdot (\alpha_{gl} + \alpha_{god}) \end{aligned} \quad (9)$$

Коефіцієнти чисельника α і β можна визначити через коефіцієнти абсорбційного струму A і C , враховуючи вирази для a_1 і b_1 згідно формули (9)

$$\beta = \frac{b_1 C (R_0 + R_d)}{U_0}; \quad (10)$$

$$\alpha = a + \frac{\beta}{a} - \frac{A a_1 (R_0 + R_d)}{U_0}. \quad (11)$$

Тепер можна перейти до визначення значень параметрів узагальненої схеми заміщення. Враховуючи, що R_0 і R_d відомі, а $\alpha_{god} = \alpha_1 - \alpha$, можна визначити геометричну ємність

$$C_g = \frac{1}{(a_1 - \alpha)(R_0 + R_d)}. \quad (12)$$

Далі, використовуючи рівності

$$\beta = \alpha_{aa} \cdot \alpha_{gl} \quad \text{і} \quad \alpha_{gl} = \frac{\alpha_{god} \cdot \beta}{b - \beta},$$

маємо

Коефіцієнти A , B і C визначаються з системи 3-х рівнянь, взятих для трьох значень модельної кривої абсорбційного струму, краще при малих значеннях часу, при яких система рівнянь буде краще визначеною і можна отримати точніші значення коефіцієнтів. Система рівнянь для визначення коефіцієнтів рівняння (1) буде мати вигляд

$$\begin{cases} a_1 A + b_1 B + C = I_1; \\ a_2 A + b_2 B + C = I_2, \end{cases} \quad (4)$$

де $a_i = \exp(-at_i)$, $b_i = \exp(-bt_i)$, $I_i = I(t_i)$.

Коефіцієнти рівняння A , B і C згідно рішення системи (4) в загальному вигляді дорівнюють значенням, які наведені в (5).

$$\begin{aligned} A &= \frac{(I_1 - I_2) \cdot (b_2 - b_3) - (I_2 - I_3) \cdot (b_1 - b_2)}{(a_1 - a_2) \cdot (b_2 - b_3) - (b_1 - b_2) \cdot (a_2 - a_3)}, \\ B &= \frac{I_1 - I_2 - A \cdot (a_1 - a_2)}{(b_1 - b_2)}; \end{aligned} \quad (5)$$

$$C = I_1 - a_1 A - b_1 B.$$

Щоб записати формули для визначення значень параметрів узагальненої еквівалентної схеми заміщення ізоляції запишемо в операторному виді її провідність (6). Цій провідності відповідає така часова залежність струму через ізоляцію (8)

$$R_l = \left(\frac{b}{\beta} - 1 \right) \cdot (R_0 + R_d), \quad (13)$$

а враховуючи, що

$$\alpha_{gl} = \frac{(a - \alpha) \cdot \beta}{b - \beta}, \quad \alpha_{aa} = \frac{\beta}{\alpha_{gl}} = \frac{b - \beta}{a - \alpha} \quad \text{і} \quad \alpha_{ga} = \alpha - \alpha_{aa} - \alpha_{gl},$$

знаходимо

$$R_a = \frac{(a - \alpha) \cdot (R_0 + R_d)}{\alpha - \frac{b - \beta}{a - \alpha} - \frac{a - \alpha}{b - \beta} \cdot \beta}, \quad (14)$$

$$C_a = \frac{1}{(R_0 + R_d) \cdot (b - \beta)} \left(\alpha - \frac{a - \alpha}{b - \beta} \beta - \frac{b - \beta}{a - \alpha} \right). \quad (15)$$

Слід зауважити, що, як показують більш детальні модельні розрахунки, правильне визначення параметрів схеми заміщення ізоляції запропонованим методом для модельного прикладу можливе тільки при певному їх співвідношенні. Стала часу заряду геометричної ємності $C_g(R_0 + R_d)$ повинна знаходитися в межах $0,2 < C_g(R_0 + R_d) < 1$ с, а тому необхідно попередньо знати або визначити ємність об'єкта вимірювання з відповідною точністю. Враховуючи, що для розрахунку коефіцієнта абсорбції визначають абсорбційний струм на 15 і 60 с після подачі напруги, стала часу $C_a R_a$ повинна бути більшою 3 с. Крім того, необхідно, щоб добуток $C_g R_l$ був більшим 0,5 с, а опір витоку R_l був меншим за абсорбційний опір R_a .

Щоб проілюструвати порядок використання трьохточкового методу розглянемо приклад розрахунку значень параметрів модельної узагальненої схеми заміщення ізоляції з використанням розрахункового абсорбційного струму для схеми з відомими значеннями параметрів. Прийнемо, що $R_d = 5 \cdot 10^3$ Ом, $R_0 = 2 \cdot 10^7$ Ом, $C_g = 7 \cdot 10^{-8}$ Ф, $R_l = 8 \cdot 10^{11}$ Ом, $C_a = 3 \cdot 10^{-8}$ Ф, $R_a = 6 \cdot 10^9$ Ом. Тоді, використовуючи формули (7) – (9) для абсорбційного струму, що протікає через модельну схему заміщення ізоляції, маємо вираз, за яким потрібно визначити індивідуальні значення параметрів елементів модельної схеми заміщення

$$I = 1,69 \cdot 10^8 e^{(-0,0055t)} + 4,98 \cdot 10^6 e^{(-0,716t)} + 1,25 \cdot 10^{-10} \quad (16)$$

Для визначення значень сталих часу експонент модельної абсорбційної кривої на першому інтервалі вибираємо значення часу 1, 2 і 3 с, а на другому – 15, 37,5 і 60 с. За формулами (2) і (3) знаходимо, що $a = 5,5 \cdot 10^{-3}$, $b = 0,7164$, що практично співпадає зі значеннями сталих часу в рівнянні (16). Тепер можна знайти розрахункові коефіцієнти рівняння, що дорівнюють відповідно $A = 1,686 \cdot 10^{-8}$, $B = 4,982 \cdot 10^{-6}$ і $C = 1,25 \cdot 10^{-10}$ і точно співпадають з дійсними значеннями коефіцієнтів. Вирахувавши a_1 і b_1 , знаходимо за формулами (10) і (11) $\alpha = 8 \cdot 10^{-3}$, що точно відповідає вихідному значенню, та дещо занижене $\beta = 9,9196 \cdot 10^{-8}$ при точному значенні $9,9206 \cdot 10^{-8}$. Маючи всі необхідні значення, розрахуємо за формулами (12) – (15) значення параметрів схеми заміщення ізоляції: $C_g = 7 \cdot 10^{-8}$ Ф, $R_l = 8 \cdot 10^{11}$ Ом, $C_a = 3 \cdot 10^{-8}$ Ф, $R_a = 8 \cdot 10^{11}$ Ом, що співпадають з вихідними значеннями з точністю до четвертого знака після десяткової коми.

Наведений приклад розрахунку також можна використати для теоретичної ілюстрації переваги знання індивідуальних значень індивідуальних параметрів схеми заміщення ізоляції перед формальним використанням коефіцієнта абсорбції. Коефіцієнт абсорбції для модельної розрахункової схеми дорівнює 1,18, що на практиці дало б формальні підстави для виведення ізоляції з експлуатації внаслідок незадовільних характеристик. Однак, якщо врахувати, що наскрізний опір витoku має значення $8 \cdot 10^{11}$ Ом, а розрахунковий $\text{tg} \delta$ на електропровідність має значення $5,7 \cdot 10^{-8}$, то можна прийти до протилежного висновку – ізоляція має задовільні характеристики і пробій їй не загрожує.

Таким чином, теоретична перевірка запропонованої модельної методики показує, що тільки у випадку, коли необхідні співвідношення між значеннями параметрів ізоляції і, відповідно, схеми її заміщення, мають місце, розрахунки індивідуальних значень дають хорошу точність. Але необхідно мати на увазі, що при виході за наведені вище межі значень параметрів точність досить різко погіршується.

Теоретично підвищити точність визначення значень параметрів схеми заміщення можна шляхом проведення двох розрахунків. Перший розрахунок повинен проводитися при умові, що R_0 і $R_d \ll R_a$ і R_b , і впливом зовнішніх опорів на абсорбційний струм можна знехтувати. При цьому

$$I = U_0 \left(\frac{1}{R_l} + \frac{1}{R_a} \exp\left(-\frac{t}{\tau_a}\right) \right),$$

де $\tau_a = C_a R_a$ – абсорбційна стала часу.

Вибравши три значення часу в області спаду абсорбційної кривої як і раніше так, щоб $t_2 - t_1 = t_3 - t_2 = \Delta t$, використовуючи значення струму I_1 , I_2 і I_3 , знаходимо

їх різниці $dI_{12} = I_1 - I_2$, $dI_{23} = I_2 - I_3$ і значення абсорбційної сталої часу

$$\tau_a = \frac{\Delta t}{\ln(dI_{12}/dI_{23})}. \quad (17)$$

Тепер можна розрахувати абсорбційний опір

$$R_a = \frac{U_0}{\Delta I_{12}} \left(\exp\left(-\frac{t_1}{\tau_a}\right) - \exp\left(-\frac{t_2}{\tau_a}\right) \right), \quad (18)$$

абсорбційну ємність

$$C_a = \tau_a / R_a, \quad (19)$$

і наскрізний опір

$$R_l = \frac{U_0}{I(t_1) - \frac{U_0}{R_a} \exp\left(-\frac{t_1}{\tau_a}\right)}. \quad (20)$$

На другому етапі потрібно проводити розрахунок, вибираючи R_0 приблизно 10^6 Ом, щоб сформулювати зарядну експоненту, за формулами (2) і (3) знайти сталі часу a і b , а потім, враховуючи, що інші параметри вже відомі практично точно, розрахувати наближене значення C_g , за формулою

$$C_n = (ab C_a R_a (R_0 + R_d))^{-1}. \quad (21)$$

Якщо зарядна стала часу $C_g(R_0 + R_d)$ знаходиться в межах від 0,2 с до 1 с, то C_g буде визначено з точністю не гірше кількох відсотків, якщо ні, то вибирають нове значення R_0 , що задовольняє наведеній умові, і повторюють розрахунок. Таким чином, у цьому випадку, незважаючи на більшу кількість роботи, можна отримати точні значення трьох параметрів, що визначають коефіцієнт абсорбції, і наближене значення четвертого.

Теоретично можна визначити всі значення параметрів схеми заміщення ізоляції трьохточковим методом і при однократному розрахунку шляхом використання, крім кривої абсорбції, ще й відновлюваної напруги. Для цього спочатку повторюється перший етап попереднього розрахунку і фіксуються значення абсорбційного струму, необхідні для точного визначення R_l , R_a і C_a , а потім при моделюванні методу відновлюваної напруги (короткочасне закорочування ізоляції для розряду геометричної ємності на малий опір і вимірювання електростатичним вольтметром або вольтметром з опором, що значно перевищує опір ізоляції, відновлюваної напруги на ізоляції, що виникає внаслідок заряду геометричної ємності від абсорбційної) визначається ємнісний коефіцієнт абсорбції

$$k_c = \frac{U_{v\max}}{U_0} = \frac{C_a}{C_g + C_a},$$

де $U_{v\max}$ – максимальне значення відновлюваної напруги, і геометрична ємність

$$C_g = C_a \left(\frac{1}{k_c} - 1 \right). \quad (22)$$

Зауважимо, що при такому модельному визначенні відновлюваної напруги, ємнісного коефіцієнта абсорбції і геометричної ємності нехтують можливим розрядом ємностей ізоляції через її наскрізний опір в процесі заряду геометричної ємності від абсорбційної, що може привести до деякого завищення значення знайденої геометричної ємності.

Більш детальне теоретичне дослідження відновлюваної напруги можна провести, знаючи значення параметрів схеми заміщення ізоляції. Розглянемо ви-

падок з включенням R_d і R_0 в розрядну схему, коли після заряду ізоляції і відключення джерела напруги, відбувається короткочасне закорочування. Вважаючи R_d настільки малим (меншим або рівним 10^4 Ом), що ним можна знехтувати, розглянемо перерозподіл заряду між ємностями C_a і C_g , а також розряд C_a через R_a , R_0 та R_l і C_g через R_l і R_0 при умові, що C_a заряджена до U_{ca} , а заряд на C_g нульовий. Позначивши

$$\frac{R_l R_0}{R_l + R_0} = R_{de},$$

з системи рівнянь для струмів I_1 і I_2 в операторній формі, враховуючи, що $U_{rg} = I_2 / (pC_g)$, запишемо вираз для I_2 :

$$I_2 (R_{de} + R_a) \left[\frac{(p + \alpha_{gde})(p + \alpha_{aade})}{p} - \frac{R_{de}}{(R_{de} + R_a)} \right] = -U_{ca},$$

де $\alpha_{gde} = C_g R_{de}$, $\alpha_{aade} = C_a (R_a + R_{de})$, і для відновлюваної напруги в операторній формі маємо

$$U_{rg} = \frac{I_2}{pC_g} = -\frac{U_{ca}}{C_g R_{de}} \frac{p}{(p + \alpha_{aa})(p + \alpha_{gdee})},$$

або в функції часу

$$U_{rg} = \frac{U_{ca}}{C_g R_{de}} \frac{\exp(-\alpha_{aa}t) - \exp(-\alpha_{gdee}t)}{\alpha_{aa} - \alpha_{gdee}}.$$

Тепер можна розрахувати час, при якому відновлювана напруга має екстремум

$$t_{\max} = \frac{\ln(\alpha_{aa}) - \ln(\alpha_{gdee})}{\alpha_{aa} - \alpha_{gdee}},$$

максимальне значення відновлюваної напруги

$$U_{r\max} = -\frac{U_{ca}}{\alpha_{gdee} C_g R_a} \left(\frac{\alpha_{gdee}}{\alpha_{aa}} \right)^{\alpha_{aa} - \alpha_{gdee}}$$

і швидкість відновлення напруги на геометричній ємності, що при $t = 0$ становить

$$\left. \frac{dU_r}{dt} \right|_{t=0} = \frac{U_{ca}}{C_g R_a}$$

і залежить не тільки від параметрів схеми заміщення ізоляції, а і від значення напруги U_{ca} , до якого заряджена ємність C_a . Для класичного варіанту визначення відновлюваної напруги, коли спочатку геометрична і абсорбційна ємності заряджаються до максимального значення напруги U_0 , отримані формули будуть справедливими, якщо прийняти $U_{ca} = U_0$. Зауважимо, що характеристики відновлюваної напруги, що використовуються для діагностування в [4] і в інших роботах, можливо також розрахувати за визначеними індивідуальними значеннями параметрів елементів схеми заміщення, не проводячи додаткових вимірювань.

Щоб впевнитися в цьому, врахуємо, що напругу U_{ca} на абсорбційній ємності можна отримати при неповному заряді ізоляції. Якщо геометричну ємність заряджати через невеликий опір ($10^6 - 10^7$) Ом, так щоб її стала заряду була менше 0,1 секунди, то при такій сталій часу абсорбції на ізоляції фактично вже через секунду буде мати місце напруга, що дорівнює прикладеній U_0 , а абсорбційна ємність буде заряджатися з абсорбційною сталою часу і напруга на ній буде

$$U_a = U_0 (1 - \exp(-\alpha_{aa}t)).$$

Якщо обмежити процес подачі постійної напруги на ізоляцію через невеликий обмежувальний опір часом

$$\Delta t = -\frac{1}{\alpha_{aa}} \ln \left(1 - \frac{U_{ca}}{U_0} \right),$$

абсорбційна ємність зарядиться до напруги U_{ca} . Потім потрібно за короткий час розрядити геометричну ємність на малий опір до нульової напруги і зафіксувати зростання напруги на геометричній ємності за рахунок її заряду від абсорбційної, яке описано вище.

Перерахунок параметрів узагальненої еквівалентної схеми до інших схем заміщення ізоляції. Використовуючи знайдені вище значення параметрів узагальненої еквівалентної схеми заміщення ізоляції, можна знайти індивідуальні значення параметрів і для інших чотирихелементних схем, що відображають можливість протікання наскрізного струму (див. рис. 1). Теоретично умови тотожності реакції на дію зовнішнього постійного електричного поля можна отримати, наприклад, шляхом прирівнювання їх перехідних характеристик в операторному вигляді.

Вибравши в якості основної розглянуту вище узагальнену схему заміщення, зображену на рис. 1,а, взаємозв'язок між параметрами різних еквівалентних схем, що відповідатимуть одній і тій самій часовій залежності струму через діелектрик, будемо знаходити, розв'язуючи системи рівнянь, отриманих прирівнюванням відповідних коефіцієнтів перехідних провідностей в операторному вигляді при різних степенях оператора p . Паралельно розглянемо також перехід від значень параметрів еквівалентних схем заміщення ізоляції до значень параметрів узагальненої схеми заміщення і наведемо формули для обчислення коефіцієнта абсорбції для різних схем заміщення ізоляції. Для еквівалентної схеми двохшарового діелектрика (рис. 1,б) провідність в операторному вигляді дорівнює

$$Y_2 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \frac{p^2 + p(\alpha_{11} + \alpha_{22}) + \alpha_{11} \alpha_{22}}{p + \alpha_{2e}}, \quad (23)$$

$$\text{де } \alpha_{11} = \frac{1}{R_1 C_1}; \quad \alpha_{22} = \frac{1}{R_2 C_2}; \quad \alpha_{2e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 (C_1 + C_2)}.$$

З порівняння формул (6) для Y_1 і (23) для Y_2 запишемо систему рівнянь для переходу від схеми заміщення (рис. 1,б) до схеми заміщення (рис. 1,а) і навпаки, використовуючи параметри елементів еквівалентних схем:

$$C_g = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}; \quad (24)$$

$$\frac{1}{C_a R_a} \frac{1}{C_g R_l} = \frac{1}{C_1 R_1} \frac{1}{C_2 R_2}; \quad (25)$$

$$\frac{1}{C_g R_a} + \frac{1}{C_a R_a} + \frac{1}{C_g R_l} = \frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_2 R_2}; \quad (26)$$

$$\frac{1}{C_a R_a} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 (C_1 + C_2)}. \quad (27)$$

Рівняння (24) зразу ж дає вираз C_g через C_1 і C_2 . З рівняння (25), враховуючи рівняння (24) і (27), маємо

$$R_l = R_1 + R_2. \quad (28)$$

Підставивши в рівняння (26) відповідні значення і здійснивши необхідні перетворення, а також враховуючи вираз (7) для α_{aa} , отримуємо

$$R_a = \frac{R_1 R_2 (R_1 + R_2) \cdot (C_1 + C_2)}{(C_1 R_1 - C_2 R_2)^2}; \quad (29)$$

$$C_a = \frac{(C_1 R_1 - C_2 R_2)^2}{(C_1 + C_2)(R_1 + R_2)^2}. \quad (30)$$

Зворотне визначення коефіцієнтів для переходу від схеми (рис. 1,а) до схеми (рис. 1,б) краще проводити, визначивши спочатку α_{11} і α_{22} . Для знаходження α_{11} і α_{22} використаємо систему двох рівнянь (25) і (26), записану у вигляді

$$\begin{cases} \alpha_{11}\alpha_{22} = \alpha_{aa}\alpha_{gl} = A; \\ \alpha_{11} + \alpha_{22} = \alpha_{aa} + \alpha_{ga} + \alpha_{gl} = B. \end{cases} \quad (31)$$

Знайшовши α_{11} і α_{22} , а також враховуючи рівняння (27) і (28), можна записати параметри елементів схеми заміщення ізоляції (рис. 1,б) через параметри елементів схеми заміщення (рис. 1,а), а також вираз для коефіцієнта абсорбції:

$$R_1 = R_l \frac{\alpha_{22}(\alpha_{11} - \alpha_{aa})}{\alpha_{aa}(\alpha_{11} - \alpha_{22})}; \quad R_2 = R_l \frac{\alpha_{11}(\alpha_{22} - \alpha_{aa})}{\alpha_{aa}(\alpha_{22} - \alpha_{11})};$$

$$C_1 = \frac{\alpha_{aa}(\alpha_{11} - \alpha_{22})}{R_l \alpha_{11} \alpha_{22} (\alpha_{11} - \alpha_{aa})}; \quad C_2 = \frac{\alpha_{aa}(\alpha_{22} - \alpha_{11})}{R_l \alpha_{11} \alpha_{22} (\alpha_{22} - \alpha_{aa})}.$$

Коефіцієнт абсорбції для схеми (рис. 1,б) дорівнює

$$k_a = \frac{1 + d_{1b} \exp(-60\alpha_{1b})}{1 + d_{1b} \exp(-15\alpha_{1b})},$$

$$\text{де } d_{1b} = \frac{(R_1 C_1 - R_2 C_2)^2}{R_1 R_2 (C_1 + C_2)^2}, \quad \alpha_{1b} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 (C_1 + C_2)}.$$

Для схеми заміщення (рис. 1,в) маємо перехідну характеристику у вигляді

$$Y_3 = C_g \frac{p^2 + p(\alpha_{gs} + \alpha_{3s} + \alpha_{33}) + \alpha_{gs}\alpha_{33}}{p + \alpha_{3e}}, \quad (32)$$

$$\text{де } \alpha_{gs} = \frac{1}{R_s C_g}; \quad \alpha_{3s} = \frac{1}{R_3 C_s}; \quad \alpha_{3e} = \frac{R_s + R_3}{R_s R_3 C_1}.$$

Порівнявши коефіцієнти при різних степенях оператора p в чисельнику і знаменнику для (32) і (6), отримуємо формули перерахунку коефіцієнтів узагальненої схеми заміщення ізоляції (рис. 1,а) до коефіцієнтів схеми (рис. 1,в) і навпаки. З врахуванням того, що C_g залишається без змін, маємо:

$$C_g = C_g, R_l = R_3 + R_s, R_a = \frac{R_s}{R_3} (R_3 + R_s), C_a = C_3 \left(\frac{R_3}{R_3 + R_s} \right)^2.$$

Зворотному переходу від схеми (рис. 1,а) до схеми (рис. 1,в) відповідають формули:

$$C_g = C_g, R_3 = \frac{R_l^2}{R_a + R_l}, R_s = \frac{R_a R_l}{R_a + R_l}, C_3 = C_a \left(1 + \frac{R_a}{R_l} \right)^2,$$

а коефіцієнт абсорбції, виражений через значення параметрів елементів схеми (рис. 1,в), дорівнює

$$k_a = \frac{R_s + R_3 \exp(-60\alpha_{1v})}{R_s + R_3 \exp(-15\alpha_{1v})}, \quad \alpha_{1v} = \frac{R_s + R_3}{R_s R_3 C_3}.$$

Для схеми (рис. 1,з) перехідна провідність в операторному вигляді дорівнює

$$Y_4 = \frac{C_4 C_s}{C_4 + C_s} \cdot \frac{p^2 + p(\alpha_{sl} + \alpha_{4l} + \alpha_{44}) + \alpha_{sl}\alpha_{44}}{p + \alpha_{4e}}, \quad (33)$$

$$\text{де } \alpha_{sl} = \frac{1}{R_l C_s}; \quad \alpha_{4s} = \frac{1}{R_l C_4}; \quad \alpha_{4e} = \frac{1}{R_4 (C_4 + C_s)}.$$

Перехід від схеми (рис. 1,з) до схеми (рис. 1,а), з врахуванням формули (33) та очевидної рівності R_b , можливий за отриманими в результаті розв'язання відповідної системи рівнянь формулами:

$$R_l = R_l, C_g = \frac{C_s C_4}{C_s + C_4}, R_a = R_4 \left(1 + \frac{C_4}{C_s} \right)^2, C_a = \frac{C_s^2}{(C_s + C_4)}.$$

Перехід від схеми (рис. 1,а) до схеми (рис. 1,з) і коефіцієнт абсорбції описується формулами

$$R_l = R_l, C_s = C_g + C_a, C_4 = C_g \left(1 + \frac{C_g}{C_a} \right), R_4 = R_a \left(\frac{C_a}{C_a + C_g} \right)^2.$$

Коефіцієнт абсорбції для схеми (рис. 1,з)

$$k_a = \frac{R_4 + d_{1g} \exp(-60\alpha_{1g})}{R_4 + d_{1g} \exp(-15\alpha_{1g})},$$

$$\text{де } d_{1g} = \frac{C_b^2 R_b}{(C_b + C_4)^2}; \quad \alpha_{1g} = \frac{1}{(C_b + C_4) R_4}.$$

Для ілюстрації еквівалентності схем заміщення ізоляції розглянемо, як приклад, випадок, коли визначені значення параметрів елементів узагальненої еквівалентної схеми ізоляції дорівнюють $C_g = 10^{-9}$ Ф, $C_a = 10^{-10}$ Ф, $R_l = 10^{12}$ Ом, $R_a = 2 \cdot 10^{11}$ Ом. Тоді розрахункові значення параметрів елементів інших еквівалентних схем будуть: для схеми (рис. 1,б) – $C_1 = 1,098 \cdot 10^{-9}$ Ф, $C_2 = 1,114 \cdot 10^{-8}$ Ф, $R_1 = 9,968 \cdot 10^{11}$ Ом, $R_2 = 1,557 \cdot 10^9$ Ом; для схеми (рис. 1,в) – $C_g = 9,997 \cdot 10^{-9}$ Ф, $C_3 = 1,353 \cdot 10^{-10}$ Ф, $R_p = 1,69 \cdot 10^{11}$ Ом, $R_3 = 8,31 \cdot 10^{11}$ Ом; для схеми (рис. 1,з) – $C_b = 1,093 \cdot 10^{-9}$ Ф, $C_2 = 1,169 \cdot 10^{-8}$ Ф, $R_b = 9,999 \cdot 10^{11}$ Ом, $R_2 = 1,486 \cdot 10^9$ Ом.

Як свідчить розрахунок за перерахованими значеннями параметрів, різні схеми заміщення дають практично одні й ті самі абсорбційні криві і один і той же коефіцієнт абсорбції, який для даного випадку дорівнює 2,156. В той же час, інтерпретація результатів в залежності від схеми заміщення ізоляції буде різною внаслідок, як вже відзначалося, різної структури схем.

Автори хотіли б зробити кілька зауважень щодо практичного застосування методики визначення індивідуальних значень параметрів елементів схем заміщення ізоляції, що пропонується в даній статті.

На практиці, навіть знання значень параметрів схеми заміщення не приводить до однозначної інтерпретації отриманих в процесі діагностування результатів. При оцінці технічного стану електричної ізоляції слід враховувати, що зміні R_l будуть відповідати як оборотні, так і необоротні зміни в ізоляції. З оборотних змін необхідно виділити, перш за все, нагрівання і зволоження ізоляції. Необоротні зміни в ізоляції можуть виникати внаслідок дифузійних, хімічних, електрохімічних процесів або в результаті механічного руйнування по термофлуктуаційному механізму. В першу чергу на опір витоку повинні впливати обвуглювання органічних компонентів при значних перегріваннях, утворення провідникових каналів (трекінг чи трірінг) в результаті дії часткових розрядів на органічні матеріали або відновлення оксидів металів внаслідок електролізу, особливо при постійній напрузі, у випадку неорганічних матеріалів.

Зростання C_a буде свідчити про зростання ступеня макронеоднорідності (утворення в ізоляції макроскопічних дефектів, таких як тріщини, порожнини, розшарування і т.п., а також локальну зміну електрофізичних характеристик внаслідок старіння в неоднорідному полі), а зниження R_a – про зростання дефектності ізоляції на мікроскопічному рівні.

При практичному використанні запропонованої нами методики, знання індивідуальних значень пара-

метрів апіорно вибраних схем заміщення ізоляції при наявності інформації про склад, властивості і режим експлуатації ізоляції, також дозволить визначити вклад різних фаз у властивості неоднорідної чи композиційної ізоляції і орієнтуватися в фізичній суті процесів, що відбуваються при її старінні в експлуатації. Однак, через велику різноманітність структур і комбінацій властивостей компонентів ізоляції питання інтерпретації результатів вимірювання вимагають в кожному конкретному випадку окремого розгляду.

Висновки. В статті викладені наукові основи методики визначення індивідуальних значень параметрів елементів чотирьохелементних схем заміщення ізоляції на прикладі узагальноної схеми заміщення. Для розрахунку цих значень використано трьох точковий метод, коли відліки значень абсорбційного струму вибираються так, щоб $t_2 - t_1 = t_3 - t_2$, при цьому постійна складова струму усувається, і параметри експоненціальних складових, що використовуються при розрахунках значень параметрів послідовно визначаються без похибки. Наведені формули для взаємного перерахунку індивідуальних значень параметрів елементів чотирьохелементних схем заміщення ізоляції з наскрізною провідністю і показано, що точність перерахунку задовільна. Показана можливість конструювання відомих діагностичних параметрів, використовуючи індивідуальні значення параметрів елементів узагальноної схеми заміщення ізоляції.

Констатується, що в рамках абсорбційних методів діагностування задача визначення технічного стану ізоляції за результатами дослідження відгуку на ступінчасту напругу не має однозначного рішення. Вибір схеми заміщення і інтерпретація результатів вимірювання повинні ґрунтуватися на апіорній інформації про процеси, що відбуваються в ізоляції, або гіпотезі про її структуру і властивості.

Конфлікт інтересів. Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Проценко О.Р. Діагностика стану електротехнічного обладнання: Курс лекцій. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. – 162 с.
2. Németh B., Csépes G., Vörös C. Applicability of the dielectric response methods of diagnostics of power transformers: Hungarian experiences. *2011 Electrical Insulation Conference (EIC)*, 2011, pp. 49-53. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC.2011.5996114>.
3. Saha T.K., Purkait P., Muller F. Deriving an Equivalent Circuit of Transformers Insulation for Understanding the Dielectric Response Measurements. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2005, vol. 20, no. 1, pp. 149-157. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2004.835436>.
4. Soni G., Dutta S., Baral A. Condition Monitoring of Power Transformer Insulation by Return Voltage Measurement. *2021 IEEE 5th International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON)*, 2021, pp. 108-112. doi: <https://doi.org/10.1109/CATCON52335.2021.9670485>.
5. Sarkar S., Sharma T., Baral A., Chatterjee B., Dey D., Chakravorti S. A new approach for determination of moisture in paper insulation of in-situ power transformers by combining polarization-depolarization current and return voltage measurement results. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2013, vol. 20, no. 6, pp. 2325-2334. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2013.6678886>.
6. Gavrilă D.E., Ciprian I., Gavrilă H.C. Applying the Recovery Voltage Method (RVM) to Study the Degradation of High Power Transformer Insulation. *Advanced Materials Research*, 2014, vol. 911, pp. 260-265. doi: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amr.911.260>.

7. Martinez M., Pleite J. Improvement of RVM Test Interpretation Using a Debye Equivalent Circuit. *2019 6th International Advanced Research Workshop on Transformers (ARWtr)*, 2019, pp. 105-110. doi: <https://doi.org/10.23919/ARWtr.2019.8930187>.
8. Губаревич О.В. Надійність і діагностика електрообладнання. – Северодонецьк: вид-во СЧУ ім. В. Даля, 2016. – 248 с.
9. Хамевко О.М., Сушко Д.Л. Аналіз методів контролю і діагностичних параметрів ізоляції тягових двигунів постійного струму. *Збірник наукових праць Української Державної Академії залізничного транспорту*, 2014, № 147, С. 152-155. doi: <https://doi.org/10.18664/1994-7852.147.2014.75121>.
10. IEEE Std 43-2000. *Recommended Practice for Testing Insulation Resistance of Rotating Machinery*, 2000, 28 p. doi: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2000.91301>.
11. Stone G.C., Sasic M. Experience with DC polarization-depolarization measurements on stator winding insulation. *2013 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)*, 2013, pp. 7-10. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC.2013.6554191>.
12. Tamus Z.A., Berta I. Application of voltage response measurement on low voltage cables. *2009 IEEE Electrical Insulation Conference*, 2009, pp. 444-447. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC.2009.5166387>.
13. Filipović-Grčić B., Filipović-Grčić D., Uglešić I. Modeling of polarization in oil-paper insulation using recovery voltage measurements. *International Review of Electrical Engineering*, 2011, vol. 6, no. 1, pp. 430-437.
14. Безпрозванных Г.В., Костюков І.О., Москвітін Є.С. Розділення абсорбційних процесів в неоднорідній ізоляції за кривими відновленої напруги силових високовольтних кабелів. *Технічна електродинаміка*, 2021, № 6, С. 13-19. doi: <https://doi.org/10.15407/techne2021.06.013>.
15. Bezprozvannyh, G. V., Moskvitin, E. S., & Kyessayev, A. G. The absorption characteristics of the phase and zone paper-impregnated insulation of power cable at direct voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 5, pp. 63-68. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.5.09>.
16. СОУ-Н-ЕЕ-20.302:2007. Норми-випробування електрообладнання. Київ, ДП МОУ «Воєнне видавництво України «Варта», 2007. – 262 с.
17. Беспрозванных А.В. Физическая интерпретация кривых восстанавливающегося напряжения на основе схем замещения неоднородного диэлектрика. *Технічна електродинаміка*, 2009, № 6, С. 23-27.
18. Bezprozvannyh G.V., Kostjukov I.A. Error of control of electrical insulation structures by dielectric absorption parameters according to the concept of uncertainty of measurements. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 1, pp. 47-51. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.1.07>.
19. Bezprozvannyh G.V., Kostjukov I.A. A method of wavelet analysis of time series of parameters of dielectric absorption of electrical insulating structures. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 2, pp. 52-58. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.2.08>.
20. Kyrylenko V.M., Kyrylenko K.V., Budko M.O., Denysiuk P.L. Reasoning of additional diagnostic parameters for electric insulation diagnostics by absorption methods. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 6, pp. 39-45. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.6.06>.

REFERENCES

1. Protsenko O.R. *Diagnostics of the electrical equipment condition. Course of lectures*. Kyiv, Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute Publ., 2022. 162 p. (Ukr).
2. Németh B., Csépes G., Vörös C. Applicability of the dielectric response methods of diagnostics of power transformers: Hungarian experiences. *2011 Electrical Insulation Conference (EIC)*, 2011, pp. 49-53. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC.2011.5996114>.
3. Saha T.K., Purkait P., Muller F. Deriving an Equivalent Circuit of Transformers Insulation for Understanding the Dielectric Response Measurements. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2005, vol. 20, no. 1, pp. 149-157. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2004.835436>.

4. Soni G., Dutta S., Baral A. Condition Monitoring of Power Transformer Insulation by Return Voltage Measurement. *2021 IEEE 5th International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON)*, 2021, pp. 108-112. doi: <https://doi.org/10.1109/CATCON52335.2021.9670485>.
5. Sarkar S., Sharma T., Baral A., Chatterjee B., Dey D., Chakravorti S. A new approach for determination of moisture in paper insulation of in-situ power transformers by combining polarization-depolarization current and return voltage measurement results. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2013, vol. 20, no. 6, pp. 2325-2334. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEL.2013.6678886>.
6. Gavrila D.E., Ciprian I., Gavrila H.C. Applying the Recovery Voltage Method (RVM) to Study the Degradation of High Power Transformer Insulation. *Advanced Materials Research*, 2014, vol. 911, pp. 260-265. doi: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amr.911.260>.
7. Martinez M., Pleite J. Improvement of RVM Test Interpretation Using a Debye Equivalent Circuit. *2019 6th International Advanced Research Workshop on Transformers (ARWtr)*, 2019, pp. 105-110. doi: <https://doi.org/10.23919/ARWtr.2019.8930187>.
8. Hubarevych O.V. *Reliability and diagnostics of electrical equipment*. Syevyerodonetsk, V. Dahl EUNU Publ., 2016. 248 p. (Ukr).
9. Khamevko O.N., Sushko D.L. Analysis of methods control and diagnostic parameters isolation the traction engine of direct current. *Collected scientific works of Ukrainian State University of Railway Transport*, 2014, no. 147, pp. 152-155. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.18664/1994-7852.147.2014.75121>.
10. *IEEE Std 43-2000. Recommended Practice for Testing Insulation Resistance of Rotating Machinery*, 2000, 28 p. doi: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2000.91301>.
11. Stone G.C., Sasic M. Experience with DC polarization-depolarization measurements on stator winding insulation. *2013 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)*, 2013, pp. 7-10. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC.2013.6554191>.
12. Tamus Z.A., Berta I. Application of voltage response measurement on low voltage cables. *2009 IEEE Electrical Insulation Conference*, 2009, pp. 444-447. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC.2009.5166387>.
13. Filipović-Grčić B., Filipović-Grčić D., Uglešić I. Modeling of polarization in oil-paper insulation using recovery voltage measurements. *International Review of Electrical Engineering*, 2011, vol. 6, no. 1, pp. 430-437.
14. Bezprozvannykh G.V., Kostukov I.O., Moskvitin E.S. Differentiation of absorption processes in inhomogeneous insulation by curve of recovery voltage of power high voltage cables. *Technical Electrodynamics*, 2021, no. 6, pp. 13-19. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2021.06.013>.
15. Bezprozvannykh, G. V., Moskvitin, E. S., & Kyessayev, A. G. The absorption characteristics of the phase and zone paper-impregnated insulation of power cable at direct voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 5, pp. 63-68. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.5.09>.
16. *SOU-N-EE-20.302:2007. Testing norms for electrical equipment*. Kyiv, DP MOU «Voienne vydavnytstvo Ukrainy «Varta», 2007. 262 p. (Ukr).
17. Bezprozvannykh G.V. Physical interpretation of the recovery voltage curves based on the equivalent circuits of an inhomogeneous dielectric. *Technical Electrodynamics*, 2009, no. 6, pp. 23-27. (Rus).
18. Bezprozvannykh G.V., Kostiukov I.A. Error of control of electrical insulation structures by dielectric absorption parameters according to the concept of uncertainty of measurements. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 1, pp. 47-51. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.1.07>.

How to cite this article:

Kyrylenko V.M., Kyrylenko K.V. Determination of individual values of four-element equivalent circuits elements parameters at technical diagnostics of insulation by absorption methods. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 65-74. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.10>

19. Bezprozvannykh G.V., Kostiukov I.A. A method of wavelet analysis of time series of parameters of dielectric absorption of electrical insulating structures. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 2, pp. 52-58. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.2.08>.
20. Kyrylenko V.M., Kyrylenko K.V., Budko M.O., Denysiuk P.L. Reasoning of additional diagnostic parameters for electric insulation diagnostics by absorption methods. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 6, pp. 39-45. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.6.06>.

Надійшла (Received) 09.07.2022
 Прийнята (Accepted) 04.10.2022
 Опублікована (Published) 01.07.2023

Кириленко Всеволод Михайлович¹, к.т.н., доц.,
 Кириленко Катерина Всеволодівна¹, к.т.н.,
¹ Національний технічний університет України
 «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
 03056, Київ, пр. Перемоги, 37,
 e-mail: vsemychkirg@gmail.com (Corresponding Author)

V.M. Kyrylenko¹, K.V. Kyrylenko¹
¹ National Technical University of Ukraine
 «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,
 37, Prospect Peremohy, Kyiv-56, 03056, Ukraine.

Theoretical determination of individual values of insulation four-element equivalent circuits elements parameters at technical diagnostics of insulation by absorption methods.

The aim of this article is to present a methodology of determining of the individual values of the parameters of four-element equivalent circuits for insulation with through conductivity. **Methodology.** The proposed method consists in the fact that at a time interval of more than 10 s, when the charge indicator no longer contributes to the leakage current, three points t_1 , t_2 and t_3 are selected, such that $t_2 - t_1 = t_3 - t_2$. To be able to determine the absorption coefficient R_{60}/R_{15} , it is recommended to take $t_1 = 15$ s, $t_2 = 37.5$ s and $t_3 = 60$ s. At the same time, by subtracting $I(t_2) - I(t_1)$ and $I(t_3) - I(t_2)$, the constant component of the absorption curve is excluded and it becomes possible to determine the individual values of the parameters of the generalized equivalent circuit of insulation, additionally using its conductivity in operator form. **Results.** As calculations show, the correct determination of the parameters of insulation equivalent circuit according to the proposed method is possible only with a certain ratio of these parameters. The charge time of the geometric capacitance $C_g(R_0+R_d)$, where R_0 and R_d are the resistance that forms the charging exponent, and the resistance of the sensor, should be within 0.2 s $< C_g(R_0+R_d) < 1$ s, the time constant $C_a R_n$, where C_a and R_n are the capacitance and resistance of the absorption chain, should be more than 3 s, the product of $C_a R_l$, where R_l is the leakage resistance, more 0.5 s, the leakage resistance R_l is less than the absorption resistance R_n . Checking the methodology on a model example gives the values of the parameters of the insulation equivalent circuit that match the specified ones with high accuracy. **Practical value.** The use of individual values of the parameters of insulation equivalent circuits when applying absorption diagnostic methods with considering the time values and dimensional factors, allow to calculate all currently used diagnostic parameters, to determine the conditions of certain insulation types, as well as in more detail, in comparison with the existing approach, to assess the technical condition of the insulation and the reasons of its changes. References 20, figures 2.

Key words: non-destructive methods of insulation diagnostics, absorption methods of diagnostics, parameters of elements of insulation equivalent circuits.

К.А. Кучинський, О.Г. Кенцицький

Термомеханічні навантаження ізоляції обмотки статора потужного турбогенератора за наявності дефектів водяного охолодження

Проведено аналіз інцидентів на АЕС України, пов'язаних із аварійним відключенням енергоблоків від мережі внаслідок відмов турбогенераторів. Встановлено, що причиною більшості із них є недостатня надійність системи безпосереднього охолодження обмотки статора. Найбільш проблемним вузлом обмотки на сьогодні є лобові частини, де при порушеннях охолодження окрім теплового виникають термомеханічні навантаження ізоляції. Рівень цих навантажень залежить від конструктивного виконання лобової частини і характеру порушення циркуляції холодоагенту в стержні. В деяких випадках вони можуть перевищувати граничні значення. Кількість і якість досліджень з цієї проблеми на сьогодні є недостатніми. Метою виконаного дослідження є визначення термомеханічних навантажень ізоляції стержня обмотки статора потужного турбогенератора з безпосереднім рідинним охолодженням при порушеннях циркуляції холодоагенту. Розроблена комплексна математична модель термомеханічних процесів в ізоляції стержнів обмотки статора потужного турбогенератора, що враховує реальну геометрію стержня обмотки, змінні теплові навантаження елементів осердя в радіальному та аксіальному напрямках, а також умови закріплення пазової та лобової частин обмотки. Проведені дослідження термомеханічних процесів в ізоляції стержня обмотки статора потужного турбогенератора. Отримані значення механічних переміщень і напружень для різних видів порушень. Встановлені ділянки стержня, на яких значення механічних навантажень при певних умовах можуть перевищувати межі механічної міцності матеріалу ізоляції обмотки статора. Зі зниженням витрати дистилату збільшуються радіальні переміщення і напруження в ізоляції стержня обмотки в зоні виходу стержня із паза. При цьому значення радіальних напружень в ізоляції в місцях закріплення лобових частин перевищують припустимі значення. Запропоновані математичні моделі дозволяють реалізувати обчислювальні експерименти і можуть бути використані на практиці для створення та відпрацювання систем діагностики, аналізу, моделювання і розслідування аварійних ситуацій при експлуатації турбогенераторів на електростанціях України. Бібл. 20, табл. 1, рис. 8.

Ключові слова: турбогенератор, обмотка статора, водяне охолодження, порушення циркуляції, термомеханічні навантаження.

Вступ. Аналіз інцидентів, пов'язаних з незапланованими аварійними відключеннями енергоблоків АЕС України від мережі і зниженням навантаження, свідчить, що їх значна частка (від 30 до 70 %) є наслідком недостатньої надійності електротехнічного обладнання.

Найбільша частка у недовиробітку електроенергії через відмови електротехнічного обладнання припадає на турбогенератори (ТГ) (до 70-80 %), пристрої релейного захисту і автоматики (до 15 %), вимірвальні трансформатори (до 7,5 %), електропривод (5,8 %) і силові трансформатори (до 2,5 %) [1]. Тобто ТГ на сьогодні є найбільш проблемними (ненадійними) з точки зору недовиробітку електроенергії, оскільки кожне пошкодження ТГ призводить до тривалого і вартісного ремонту.

Створення ТГ великої потужності було би неможливим без застосування сучасних систем охолодження найбільш навантажених у електромагнітному відношенні вузлів. Перш за все це стосується обмотки статора. Впровадження безпосереднього рідинного (водяного) охолодження стержнів обмотки статора дозволило до 3000 А/см підвищити лінійне навантаження і, як наслідок, збільшити одиничну потужність енергоблоків, зокрема і атомних електростанцій. Сьогодні одинична потужність більшості енергоблоків атомних електростанцій у 1000-1300 МВт є звичайним явищем.

ТГ з водяним охолодженням обмоток мають підвищену безпеку засмічування каналів охолодження (фоулінг-процес). Аналіз інформації про виникнення й розвиток термічних дефектів обмоток статорів ТГ показує, що всі вони пов'язані з порушеннями охолодження. Найбільш небезпечним порушенням є часткове або повне закупорювання каналів охолодження. Основними причинами цього явища є відкладення у водяних каналах і потрапляння водню в дистилат. При закупорюванні порожнистих провідників їх температура може значно перевищувати припустимий рівень [2].

Статистичний аналіз даних досвіду експлуатації потужних ТГ з безпосереднім охолодженням обмотки статора показує, що частка відмов, пов'язаних з порушенням циркуляції дистилату в ній, складає 10-20 % від загальної кількості. А час простою енергоблоку по цій причині займає близько 12 % від сумарного [3]. У питомій вартості такі відмови поступаються лише відмовам, викликаним розпушуванням крайніх пакетів осердя статора [4].

Згідно з масштабним дослідженням [5], більше половини усіх відмов генераторів пов'язана з ушкодженнями ізоляції. Дія високих температур зменшує електричну і механічну міцність ізоляції внаслідок прискорених процесів теплового старіння.

За результатами обстежень на електростанціях [6] на 6-ти з 15-ти ТГ з безпосереднім охолодженням обмотки статора потужністю 320 МВт було виявлено 10 стержнів із зниженою витратою дистилату. Тобто практично кожен третій генератор, що знаходяться в експлуатації, має стержні із засміченими каналами охолодження і витратою дистилату нижче технічних норм. Особливо це небезпечно для ТГ граничної потужності (800 МВт і вище), оскільки щільність струму в них у 2-2,5 разів вища. У семи стержнях обмотки статора генератора типу ТВВ-1000-4 виявлено зниження витрати дистилату нижче мінімально допустимого. Один стержень ТВВ-800-2 мав витрату дистилату істотно нижче мінімально припустимого рівня (біля 72 % номінального), у двох стержнях зниження витрати дистилату сягало 81 і 51 % номінального.

Відомі випадки пошкодження ТГ, обумовлених, в тому числі, і порушенням циркуляції холодоагенту через часткову і повну закупорку порожніх провідників. Загальною для цих випадків кінцевою подією, що вимагає значних фінансових і часових витрат на

© К.А. Кучинський, О.Г. Кенцицький

ремонт і усунення наслідків, є пробій головної ізоляції (зокрема, аварія генератора типу ТВВ-1000-4 енергоблоку № 1 Калінінської АЕС, 1988 р.; пробій ізоляції стержня обмотки статора генератора типу ТВВ-500-2У3 Чорнобильської АЕС, 1994 р.; аварія генератора типу ТВВ-1000-2У3 на Хмельницькій АЕС, 1997 р.; аварійне відключення від мережі блоку № 3 Південноукраїнської АЕС внаслідок пошкодження верхнього стержня обмотки статора генератора типу ТВВ-1000-2У3, 2003 р.; аварійне відключення генератора енергоблоку № 1 Хмельницької АЕС через неприпустиме підвищення температури стержня обмотки статора при виконанні програми пускових операцій, 2019 р. тощо). Фіксувалися також випадки закупорки порожнистих провідників обмотки статора чотириполюсних генераторів АЕС потужністю 1000 МВт.

Постановка задачі. Починаючи з 2011 р. на 10 енергоблоках АЕС України із 13 були проведені обстеження стану обладнання і виконаний комплекс робіт по подовженню строків їх експлуатації. В тому числі зазначені заходи стосувались і електротехнічного обладнання, включаючи ТГ та їхні системи забезпечення. Результатом виконаних робіт стало подовження терміну експлуатації енергоблоків ще на 20 років понад нормативний (30 років).

Однак, починаючи з 2016 р. кількість відмов ТГ почала зростати [1]. Причому це стосується машин потужністю 1000 МВт як у двополюсному, так і у чотириполюсному виконанні. Зокрема, пошкоджуваність чотириполюсних ТГ потужністю 1000 МВт за період 2015-2019 рр. у порівнянні із 2006-2010 рр. [7] зросла втричі. Аналіз наявних даних дозволяє зробити висновок, що показники надійності трьох двополюсних ТГ із п'яти і трьох чотириполюсних із восьми не відповідають вимогам ГОСТ 533-2000.

На сьогодні однією із основних проблем, що виявлені при експлуатації і виконанні ремонтних робіт генераторів типу ТВВ-1000-4У3, є розгерметизація стержнів обмотки (зона I на рис. 1). Більшість випадків розгерметизації обмотки виявляється в період планово-попереджувальних ремонтів, і тільки в шести випадках втрата герметичності обмотки привела до аварійних зупинок енергоблоків. Попадання дистилату всередину корпусної ізоляції при течах елементарних провідників викликає поступове її зволоження та призводить до її електричного пробою. Стержень виходить з ладу. Надалі – тривалий ремонт із суттєвими економічними витратами. У табл. 1 наведені показники пошкоджуваності ТГ типу ТВВ-1000-4У3 енергоблоків АЕС України у 2015-2019 рр. Питома пошкоджуваність ТГ у чотириполюсному виконанні типу ТВВ-1000-4У3 становила 0,24 пошкодження на генераторо-рік експлуатації [1].

Оскільки ТГ є одними з найбільш відповідальних об'єктів, що забезпечують функціонування електроенергетичної системи, основні зусилля фахівців спрямовані на наукові дослідження електромагнітних і теплових процесів, силових взаємодій, рівня магнітних втрат в осердях статорів різних конструкцій [8-11]. Проте істотно важливим є також аналіз термомеханічних навантажень елементів обмотки статора за різних умов експлуатації ТГ.

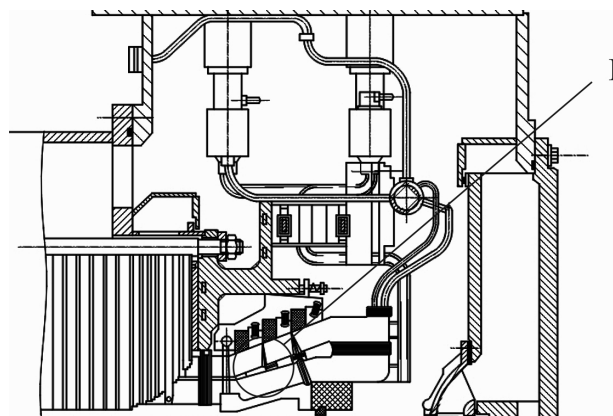


Рис. 1. Торцева зона статора ТГ типу ТВВ-1000-4У3

Таблиця 1
Показники пошкоджуваності ТГ типу ТВВ-1000-4У3

Кількість на АЕС України	8
Кількість пошкоджень	6
Недовиріток електроенергії, млн. кВт-годин	2230

Одним із вузлів ТГ з підвищеною ушкодженістю є торцева зона статора (рис. 1), на елементах якої сконцентрований комплекс значних нерівномірно розподілених електромагнітних, теплових та термомеханічних навантажень. У зв'язку з чим актуальною задачею виконаного дослідження є визначення впливу цих навантажень на надійність елементів кінцевої частини обмотки статора на виході з паза осердя та в області її кріплень при порушенні циркуляції холодоагенту в стержні (зона I, рис. 1).

Виникнення та розвиток більшості термічних дефектів обмотки статора пов'язане з порушеннями охолодження. При цьому перегрів небезпечний не тільки через підвищення ймовірності теплового пробою корпусної ізоляції, але і термомеханічним впливом на елементи провідників та ізоляції обмотки, обумовленим обмеженнями теплового подовження стержня [12].

Значні температурні градієнти обумовлюють виникнення термопружних сил, а термомеханічні напруження можуть перевищити припустимі на розрив значення для відповідних конструктивних матеріалів. У ряді випадків дефект порушення циркуляції охолоджувальної води в обмотці виявляється, коли вже відбувається процес інтенсивного руйнування корпусної ізоляції, що призводить до її пробою і важкої аварії. Тому до найважливіших питань, що підлягають експериментальному дослідженню у найближчі роки, належать, у тому числі, термічний і термомеханічний аспекти живучості генераторів великої потужності [13].

На практиці термомеханічні процеси в потужних ТГ моделюються переважно наближеними аналітичними виразами або на основі одномірних стержневих розрахункових схем.

У [14] проаналізований вплив особливостей закріплення обмотки статора у пазовій та лобовій частинах, зниження рівня фрикційної взаємодії між обмоткою і зубцями в торцевій зоні на певній довжині L_c на характер розподілу тиску пресування осердя за результатами розрахунків на основі восьмистержневої одномірної моделі. Розглянута конструкція з деякими еквівалентними тепловими і механічними параметрами вважається симетричною відносно середини статора. При цьому допускається, що всі стержні моделі

нагріті рівномірно за довжиною і розточкою статора; корпусна ізоляція та електропровідна частина стержня не мають взаємних аксіальних переміщень (зміщень); зубці і спинка осердя становлять одне ціле. Термомеханічні процеси описуються системою одномірних диференціальних рівнянь за аксіальною координатою x . За результатами зроблений висновок, що переміщення обмотки статора в пазах призводить до механічного навантаження лобових частин і елементів їх кріплення. Ці навантаження тим більші, чим вище жорсткість закріплення лобових частин і нижче щільність кріплення стержнів в пазах.

Аналіз результатів термомеханічних досліджень в потужних ТГ дозволяє зробити висновок, що для теоретичного обґрунтування одновимірних стержневих розрахункових схем вирішальне значення має вибір їх параметрів. Ряд їх поєднань зазвичай можна отримати тільки на основі результатів експериментальних досліджень, які, у свою чергу, надзвичайно складно проводити на натурних об'єктах в реальних умовах експлуатації. Залишається невирішеним ряд проблем, пов'язаних з порівняно високим відхиленням розрахункових результатів від даних натурних випробувань, що може бути неприйнятним для оцінки механічного стану відповідальних елементів статора. Тому, подальше вдосконалення підходів до моделювання міцнісних характеристик останніх є актуальною науково-технічною задачею.

Проведення оцінки безпосередньо механічного стану системи ізоляції складне без побудови коректних моделей пов'язаних елементів статора, передусім, осердя і стержнів обмотки, що обумовлено високим рівнем дискретизації моделі.

У статті [15] з використанням комбінованих (чисельно-аналітичних) термомеханічних моделей досліджуються механічні напруження термічного походження в секційованій двошаровій всипній обмотці з мідного дроту 0,9 мм, просоченою епоксидною смолою, на сегменті 6-ти полюсного статора компактної реактивної машини. Наведено залежності зміни напружень від коефіцієнта лінійного температурного розширення та коефіцієнта заповнення паза міддю. Констатується, що при високій температурі міді напруження може значно перевищити межі плинності та міцності полімерних покриттів і призвести до їх руйнування.

У роботі [16] розглядається процес пресування котушок обмотки статора електричних машин під високим тиском з метою збільшення коефіцієнта заповнення пазів та його вплив на ізоляцію провідника з термореактивної полімерної плівки товщиною від 0,05 до 0,1 мм (деформацію та теплопровідність). Для прогнозування ефективної теплопровідності обмоток здійснено аналітичне та чисельне (методом скінченних елементів) моделювання теплового стану в сталому режимі та аналіз механічних напружень стиснутих електричних котушок.

У роботі [17] відзначається, що в ізоляції статорів вітроенергетичних установок при перехідних режимах виникають підвищені рівні термомеханічних напружень. Для визначення їх дійсного рівня була зібрана інформація по температурах впродовж року, і їх розподіл був проаналізований за допомогою статистичних методів.

У [18] описана скінченно-елементна модель вібраційних характеристик торцевої зони статора ТГ потужністю 600 МВт. Основні фізико-механічні властивості елементів статора, що використовуються в моделі, визначаються за результатами натурних експериментів. Стержні обмотки з безпосереднім водяним охолодженням, зважаючи на складність внутрішньої структури, моделюються однорідним ізотропним матеріалом з властивостями, визначеними випробуваннями на вигин.

Наближені методи вирішення задач термопружності засновані на узагальненому принципі мінімуму потенційної енергії деформації спільно з виразами, що апроксимують можливі напруження [3]. При цьому передбачається, що тіло знаходиться під дією поверхневих і об'ємних сил при відомому розподілі температурного поля.

Отримання найбільш повних результатів за значеннями переміщень, деформацій і напружень при зміні температури в елементах генератора може бути досягнуто шляхом математичного моделювання термомеханічних процесів в стержнях із застосуванням методу скінченних елементів (МСЕ) як в стаціонарних, так і в нестаціонарних режимах експлуатації.

Мета статті полягає у розробці математичної моделі та аналізі термомеханічних процесів в елементах статора турбогенератора з урахуванням наявності теплових дефектів з визначенням ділянок стержня, термомеханічні напруження на яких є найбільшими.

У роботі наведені результати теоретичних досліджень параметрів термомеханічного навантаження елементів статорної обмотки генератора (ізоляції стержня) в різних температурних режимах його експлуатації, зокрема, при різних витратах дистилату (термічних дефектах охолодження).

Моделювання термомеханічних процесів в ізоляції стержнів обмотки статора турбогенератора з водяним охолодженням. Вирішення поставлених задач здійснюється шляхом використання МСЕ.

Вихідними параметрами для дослідження термомеханічних переміщень і напружень вузлів скінченно-елементної моделі за різних умов охолодження стержня обмотки статора є розподіли температур основних вузлів осердя статора у двовірній постановці від центрального перерізу машини до кінцевих зон з боку турбіни, а також термомеханічні властивості матеріалів конструкції (сталі, міді, ізоляції) – їх модулі пружності E , коефіцієнти теплового розширення α і Пуассона μ [3].

Для вирішення задачі термопружності застосовуємо трикутний скінченний елемент відповідно до шістьох компонентів вузлових переміщень. Координати вершин (вузлів) i, j, m в декартовій системі координат можуть вибиратися довільно, що є істотною перевагою МСЕ. Кожен елемент характеризується також товщиною t і відхиленням своєї температури від деякого рівноважного значення ΔT .

Приймається, що температура за довжиною стержня змінюється за лінійним законом, при цьому максимальне значення температури досягається на виході обмотки з боку турбіни, де нагрів охолоджувальної води в порожнистих провідниках стержнів найбільший.

Повна система рівнянь елемента для розрахунку невідомих переміщень U у вузлах [19] записується як

$$[k] \begin{Bmatrix} U_{2i-1} \\ U_{2i} \\ U_{2j-1} \\ U_{2j} \\ U_{2m-1} \\ U_{2m} \end{Bmatrix} = \{f\}, \quad (1)$$

де $[k]$ – матриця жорсткості елемента; змінні U з індексами «2» (тобто у двомірній постановці задачі) відповідають значенням переміщень вздовж вісі y , а з індексами «2-1» – вздовж вісі x ; $\{f\}$ – обумовлений тепловим впливом вектор навантаження елемента.

Рішення полів переміщень по МСЕ здійснюється мінімізацією потенційної енергії пружного тіла [3]. Ліва частина системи рівнянь для елементів області:

$$[K] = \int_V [B]^T [D] [B] dV, \quad (2)$$

де $[B]$ – матриця градієнтів, що зв'язує деформації та переміщення; $[B]^T$ – транспонована матриця; $[D]$ – матриця пружних констант, що описує механічні властивості зв'язаних елементів; V – об'єм скінченного елемента.

Права частина системи рівнянь:

$$\{f\} = - \int_V [N]^T \begin{Bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{Bmatrix} dV - \int_V [B]^T [D] \{\varepsilon_0\} dV - \int_S [N]^T \begin{Bmatrix} P_x \\ P_y \\ P_z \end{Bmatrix} dS - \{P\}, \quad (3)$$

де $[N]^T$ – транспонована матриця функцій форми; X, Y, Z – об'ємні сили; $\{\varepsilon_0\}$ – початкова деформація елемента, що обумовлена тепловим розширенням; S – площа скінченного елемента; P_x, P_y, P_z – поверхневі навантаження; $\{P\}$ – вектор-стовпчик вузлових сил.

Матриця градієнтів:

$$[B] = \frac{1}{2S} \begin{bmatrix} b_i & 0 & b_j & 0 & b_m & 0 \\ 0 & c_i & 0 & c_j & 0 & c_m \\ c_i & b_i & c_j & b_j & c_m & b_m \end{bmatrix}, \quad (4)$$

де коефіцієнти зв'язані із координатами вершин елемента:

$$\begin{aligned} b_i &= y_j - y_m, & c_i &= x_m - x_j, \\ b_j &= y_m - y_i, & c_j &= x_i - x_m, \\ b_m &= y_i - y_j, & c_m &= x_j - x_i, \end{aligned} \quad (5)$$

матриця пружних констант:

$$[D] = \frac{E}{1-\mu^2} \begin{bmatrix} 1 & \mu & 0 \\ \mu & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1-\mu}{2} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Тоді

$$[k] = [B]^T [D] [B] tS, \quad (7)$$

$$\{\varepsilon_0\} = \alpha \Delta T \begin{Bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{Bmatrix}, \quad (8)$$

$$\{f\} = [B]^T [D] \{\varepsilon_0\} tS = \frac{\alpha E t \Delta T}{2(1-\mu)} \begin{Bmatrix} b_i \\ c_i \\ b_j \\ c_j \\ b_m \\ c_m \end{Bmatrix}. \quad (9)$$

Отримана система алгебраїчних рівнянь великого порядку (рівного подвоєній кількості вузлів) вирішується методом виключення за Гаусом.

Після визначення вузлових значень вектора переміщень на основі даних про нагрів кожного елемента і термомеханічних коефіцієнтів його матеріалу обчислюються компоненти деформацій в елементах з урахуванням відповідних початкових і граничних умов за допомогою рішення системи:

$$\begin{Bmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \varepsilon_{xy} \end{Bmatrix} = [B] \cdot \begin{Bmatrix} U_{2i-1} \\ U_{2i} \\ U_{2j-1} \\ U_{2j} \\ U_{2m-1} \\ U_{2m} \end{Bmatrix}. \quad (10)$$

Компоненти напружень у матеріалі, що знаходиться всередині скінченного елемента, визначаються різницею між існуючими і початковими деформаціями тіла, що обумовлені температурними впливами. Таким чином, відмінні від нуля компоненти напружень $\{\sigma\}^T = [\sigma_x, \sigma_y, \tau_{xy}]$ в елементах обчислюються за законом Гука

$$\{\sigma\} = [D] \{\varepsilon\} - [D] \{\varepsilon_0\}. \quad (11)$$

Аналіз результатів чисельних досліджень. Дослідження проведено для чотириполюсного генератора типу ТВВ-1000-4У3 потужністю 1000 МВт.

Розрахунковою областю є найбільш нагріта половина стержня (пазова і лобова частини) обмотки статора з боку турбіни (рис. 2).



Рис. 2. Розрахункова область стержня

Для наочності верхній і нижній шари моделі, що відповідають ізоляції, виділені з порушенням масштабу. Вертикальними лініями в місці виходу обмотки з паза виділена «вільна» (від кріплень) зона стержня. При цьому приймалося, що переміщення вздовж вісі x на середині стержня в активній зоні статора (в центральному поперечному перетині машини) дорівнюють нулю. Переміщення всіх вузлів моделі вздовж вісі y на дні паза та на межі верхнього і нижнього стержнів обмотки статора (пазова частина обмотки) також від-

сутні. У цій області досліджень вільні для переміщень компоненти – тільки вздовж вісі x .

Аналізувалися термомеханічні характеристики (переміщення та напруження в ізоляції стержня обмотки статора генератора) в режимах номінального навантаження при нормальних умовах його охолодження, а також при наявності термодефектів – при $1/2$ і $1/3$ витраті дистилату через стержень.

Кріплення не повинно перешкоджати переміщенню лобових частин в аксіальному напрямку (вздовж вісі x) при тепловому подовженні прямолінійної пазової частини обмотки статора. При цьому за результатами термомеханічного розрахунку половини статора (від середини до торцевої зони з боку турбіни) отримані значення складових переміщень вузлів осердя в аксіальному перерізі були граничними умовами I роду для вузлів моделі стержня, в яких «здійснювалося» закріплення лобових частин.

Температури ізоляції в елементі кожного поперечного перерізу в пазовій частині розраховувалися як середнє арифметичне між значеннями в міді обмотки і залізі статора моделі осердя. Зміна температури вузлів стержня при переході від елемента до елемента за довжиною моделі задавалася за лінійним законом. У результаті отримуємо рядки значень вузлових переміщень і напружень в скінченних елементах.

На рис. 3 і 4 наведені графіки зміни відповідно термомеханічних переміщень і напружень уздовж шару ізоляції за координатами x і y (надалі криві 1 і 2) в пазовій і лобовій частинах обмотки при номінальних умовах охолодження стержнів обмотки статора.



Рис. 3. Розподіл переміщень в ізоляції уздовж стержня

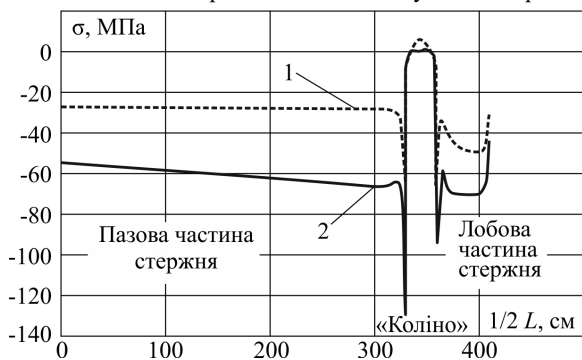


Рис. 4. Розподіл напружень в ізоляції уздовж стержня

Як видно, при нагріванні обмотки відбувається аксіальне зміщення стержнів відносно осердя статора (рис. 3, крива 1), що відповідає умові конструктивного забезпечення свободи переміщення стержня вздовж вісі x . У зоні виходу обмотки з паза відбувається радіальна

«деформація» стержня у «вільній» від кріплень зоні (рис. 3, крива 2). При цьому закріплення обмотки в лобовій зоні перешкоджає «необмежено вільному» зміщенню, внаслідок чого в стержнях і в деталях кріплення лобових частин виникають зусилля стиску (рис. 4, криві 1, 2). У пазовій частині напруження стиску пояснюються граничними умовами в середині моделі і неможливістю радіальних переміщень вузлів стержня. У «вільній» зоні стержня (на його «коліні») напруження практично відсутні. «Піки» на виході з паза і в місці початку кріплення в лобовій частині обумовлені різкою зміною граничних умов в цих так званих «особливих точках» і методичними властивостями наближеного скінченно-елементного підходу (ступенем дискретизації розрахункової області) до вирішення задачі.

Таким чином, за номінальної температури обмотки та умов її охолодження значення радіальних і аксіальних напружень в ізоляції вздовж довжини стержня в основному не перевищують припустимих значень (80-90 МПа).

Рис. 5 і 6 відображають відповідно значення і характер зміни термомеханічних переміщень і напружень в ізоляції при $1/2$ витраті охолоджувача через стержень. Зниження витрати приймалося рівномірним по всіх охолоджуючих каналах.



Рис. 5. Розподіл переміщень в ізоляції уздовж стержня

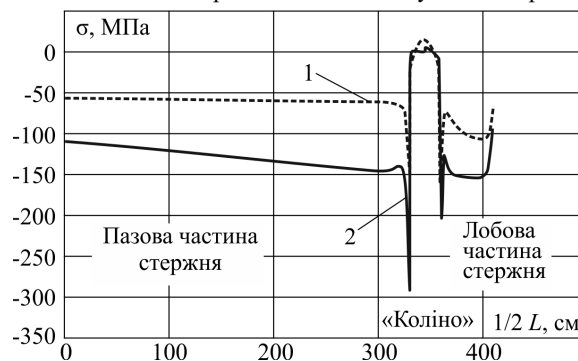


Рис. 6. Розподіл напружень в ізоляції уздовж стержня

Зі зниженням витрати води на 50 % незначно збільшуються аксіальні і істотно (більш ніж у два рази) радіальні переміщення в місці виходу стержня із паза. При цьому значення радіальних напружень в елементах ізоляції пазової зони і в місцях кріплення лобових частин перевищують припустимі значення. В останніх те ж саме відноситься і до аксіальних напружень.

З погіршенням умов охолодження (при наявності всього $1/3$ витрати дистилату через обмотку – рис. 7, 8) термомеханічні характеристики ізоляції істотно погіршуються по всій довжині стержня, значення напружень

перевищують допустимі за межами механічної міцності матеріалу на розрив значення, що є неприпустимим.

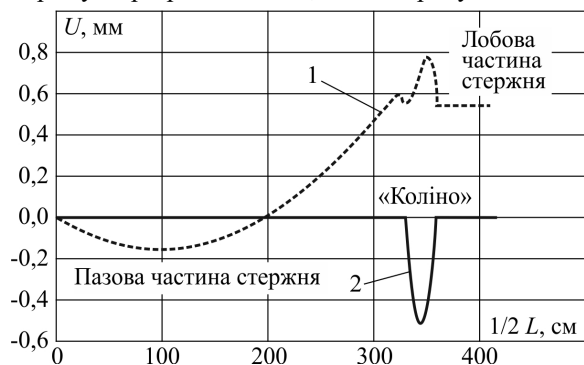


Рис. 7. Розподіл переміщень в ізоляції уздовж стержня

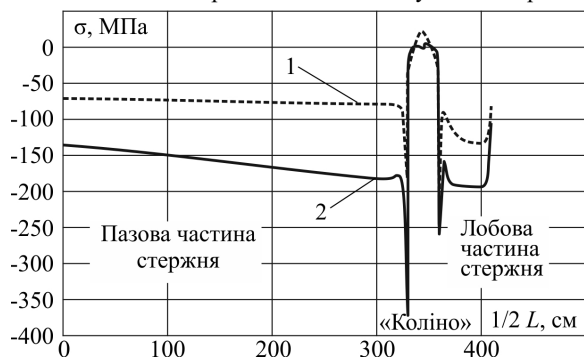


Рис. 8. Розподіл напружень в ізоляції уздовж стержня

Таким чином, щоб уникнути аварійних ситуацій потрібний постійний контроль температури стержнів обмотки статора. У [20] підкреслюється важливість ретельного регулярного тестування на герметичність стержнів з водяним охолодженням, міститься інформація про причини та розвиток витоків води, описуються рекомендовані методи перевірки, тестування на зниження тиску, обслуговування, а також пропонуються можливі варіанти своєчасного ремонту.

Висновки.

1. Розроблено математичну модель і методику чисельного розрахунку термомеханічних характеристик в елементах стержня обмотки статора потужного турбогенератора при наявності дефектів охолодження. В основу методики покладено метод скінчених елементів, реалізований у вигляді пакету прикладних програм для персонального комп'ютера.

2. У роботі наведені результати чисельних розрахунків термомеханічних напружень елементів статорної обмотки (ізоляції стержня) чотириполюсного генератора типу ТВВ-1000-4У3 потужністю 1000 МВт в залежності від температурного режиму з урахуванням зміни витрати дистилляту. Показано, що за номінальних умов охолодження стержнів обмотки статора переміщення сягають 600 мкм (аксіальні) та 200 мкм (радіальні), термомеханічні напруження – у середньому 60 і 70 МПа при температурі 69,8 та 85,3 °С в пазовій і лобовій частинах обмотки відповідно. При порушеннях: 705 та 401 мкм; напруження – 125 і 150 МПа при температурі 100,8 та 147,3 °С (1/2 витрати дистилляту); 790 та 500 мкм, 160 і 190 МПа при температурі 116,3 та 178,3 °С (1/3 витрати дистилляту).

3. Порівняльний аналіз термомеханічних напружень в ізоляції стержня при порушеннях циркуляції

дистилляту в обмотці статора показав, що найбільші їх значення спостерігаються поблизу виходу стержня із паза і місця кріплення лобових частин. З погіршенням умов охолодження навіть у номінальному режимі навантаження їх значення в окремих вузлах ізоляції перевищують межу механічної міцності матеріалу на розрив. При менших порівняно з номінальними витратами води теплові та термомеханічні характеристики елементів стержня обмотки значно посилюються з точки зору порушення фізичних властивостей матеріалу ізоляції та надійності роботи машини в цілому.

4. Розроблені моделі і методики можуть застосовуватися для дослідження теплових і термомеханічних процесів з урахуванням відмінних від розглянутих у статті дефектів охолодження, а також наявності зовнішніх механічних впливів, у маневрених режимах пуску і скидання електричного навантаження ТГ, для дослідження ефективності різних способів регулювання охолодження тощо.

Конфлікт інтересів. Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Кенсіцький О.Г. Експлуатаційна надійність генеруючого обладнання енергоблоків атомних електростанцій України. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*, 2021, вип. 58, с. 100-106. doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.100>.
2. Svoboda R., Blecken W.-D. Corrosion and deposits in water-cooled generator stator windings: overview of water cooling of generators. *PowerPlant Chemistry* 2018, vol. 20, no. 5, pp. 290-294.
3. Кучинський К.А. Тепловые и термомеханические процессы в турбогенераторах: монографія. – К.: ТОВ «Про Формат», 2020. – 239 с.
4. Хуторецький Г.М., Федоренко Г.М., Вартанян А.Г., Крушинський А.Г. Нагрев стержня обмотки статора мощного турбогенератора с непосредственным охлаждением. *Технічна електродинаміка*, 1990, № 4, С. 55-62.
5. Brutsch R., Tari M., Frohlich K., Weiers T., Vogelsang R. Insulation Failure Mechanisms of Power Generators [Feature Article]. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 2008, vol. 24, no. 4, pp. 17-25. doi: <https://doi.org/10.1109/MEI.2008.4581636>.
6. Поляков В.И. Диагностика технического состояния каналов водяного охлаждения и креплений стержней обмоток мощных турбогенераторов для продления срока их службы. *Электрические станции*, 2001, № 10, с. 34-39.
7. Ключников О.О., Федоренко Г.М., Вигорський О.В. Прогнозування термодеструкції в обмотці та осерді статора потужних турбогенераторів блоків АЕС та їхня локалізація за допомогою інтелектуальних методів і засобів. *Проблеми безпеки атомних електростанцій і Чорнобиля*, 2011, вип. 17, с. 17-26.
8. Li S., Gallandat N.A., Mayor J.R., Habetler T.G., Harley R.G. Calculating the Electromagnetic Field and Losses in the End Region of a Large Synchronous Generator Under Different Operating Conditions With 3-D Transient Finite-Element Analysis. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, vol. 54, no. 4, pp. 3281-3293. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2823262>.
9. Ide K., Hattori K., Takahashi K., Kobashi K., Watanabe T. A Sophisticated Maximum Capacity Analysis for Large Turbine Generators Considering Limitation of Temperature. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2005, vol. 20, no. 1, pp. 166-172. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2004.842389>.
10. Albanese R., Calvano F., Dal Mut G., Ferraioli F., Formisano A., Marignetti F., Martone R., Romano A., Rubinacci G., Tamburrino A., Ventre S. Coupled Three Dimensional Numerical Calculation of Forces and Stresses on the End Windings of

Large Turbo Generators via Integral Formulation. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, vol. 48, no. 2, pp. 875-878. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2173307>.

11. Мильх В.И., Ревуженко С.А. Сравнительный анализ мощности магнитных потерь в сердечнике статора турбогенератора с аксиальными вентиляционными каналами в его ярме и зубцах. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії, 2019, № 20(1345), с. 167-171. doi: <https://doi.org/10.20998/2409-9295.2019.20.24>.

12. Виговський О.В. Аналіз, прогнозування та управління термомеханічними дефектами в системах водяного охолодження обмоток статорів потужних турбогенераторів АЕС. *Проблеми безпеки атомних електростанцій і Чорнобиля*, 2015, вип. 24, с. 20-26.

13. Stone G.C., Sedding H.G., Wheeler R., Wilson A. Results of Destructive Analysis of Service-Aged Hydrogenerator Stator Winding Insulation. *CIGRE SCAI Colloquium*, 26 Sep. 2019, 8 p.

14. Зозулін Ю.В., Антонов О.Є., Бичік В.М., Боричевський А.М. та ін. *Створення нових типів та модернізація діючих турбогенераторів для теплових електричних станцій*. Харків: ПФ «Колегіум», 2011. – 228 с.

15. Silwal B., Sergeant P. Thermally Induced Mechanical Stress in the Stator Windings of Electrical Machines. *Energies*, 2018, vol. 11, no. 8, art. no. 2113. doi: <https://doi.org/10.3390/en11082113>.

16. Kulan M.C., Baker N.J., Widmer J.D., Lambert S.M. Modelling the Mechanical and Thermal Properties of Compressed Stator Windings. *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, p. 6. doi: <https://doi.org/10.1049/cp.2016.0132>.

17. Rui Liang, Xuezhong Liu, Tianlong Zhang, Rui Zhang, Guanfang Liu, Jing Wang, Yonghong Ji, Jian Yang. Determination of thermal and thermo-mechanical stresses in stator insulation of wind turbine generator based on online monitoring temperatures. *2016 IEEE International Conference on Dielectrics (ICD)*, 2016, pp. 1183-1186. doi: <https://doi.org/10.1109/ICD.2016.7547829>.

18. Zhao Y., Yan B., Chen C., Deng J., Zhou Q. Parametric Study on Dynamic Characteristics of Turbogenerator Stator End Winding. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2014, vol. 29, no. 1, pp. 129-137. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2013.2294334>.

19. Кучинський К.А. Вплив ступеня закріплення обмотки в торці паза статора турбогенератора на термомеханічні характеристики ізоляції її стержня. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*, 2022, вип. 61, с. 31-36. doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.61.031>.

20. Worden J.A., Mundulas J.M. *Understanding, Diagnosing, and Repairing Leaks in Water-Cooled Generator Stator Windings*. GE Power Systems, GER-3751A, 2008, no. 1, 28 p.

REFERENCES

1. Kentsytskiy O.H. Operating reliability of generating equipment of power units of nuclear power plants of Ukraine. *Proceedings of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine*, 2021, no. 58, pp. 100-106. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.100>.

2. Svoboda R., Blecken W.-D. Corrosion and deposits in water-cooled generator stator windings: overview of water cooling of generators. *PowerPlant Chemistry* 2018, vol. 20, no. 5, pp. 290-294.

3. Kuchynskiy K.A. *Thermal and thermomechanical processes in turbogenerators*. Kyiv, TOV Pro Format Publ., 2020. 239 p. (Rus).

4. Khutoretsky G.M., Fedorenko G.M., Vartanyan A.G., Krushinsky A.G. Heating of the stator winding rod of a powerful turbogenerator with direct cooling. *Technical Electrodynamic*, 1990, no. 4, pp. 55-62. (Rus).

5. Brutsch R., Tari M., Frohlich K., Weiers T., Vogelsang R. Insulation Failure Mechanisms of Power Generators [Feature Article]. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 2008, vol. 24, no. 4, pp. 17-25. doi: <https://doi.org/10.1109/MEI.2008.4581636>.

6. Poliakov V.I. Diagnostics of the technical condition of a water cooling channels and fastenings of the winding rods of powerful turbogenerators for extension of their service. *Elektricheskie stantsii*, 2001, no. 10, pp. 34-39. (Rus).

7. Klyuchnikov O.O., Fedorenko H.M., Vyhovskiy O.V. Prediction thermal defects in the winding and stator core powerful turbogenerators NPP units and their localization with intelligent methods and means. *Problems of nuclear power plants' safety and of Chernobyl*, 2011, no. 17 pp. 17-26. (Ukr).

8. Li S., Gallandat N.A., Mayor J.R., Habetler T.G., Harley R.G. Calculating the Electromagnetic Field and Losses in the End Region of a Large Synchronous Generator Under Different Operating Conditions With 3-D Transient Finite-Element Analysis. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, vol. 54, no. 4, pp. 3281-3293. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2823262>.

9. Ide K., Hattori K., Takahashi K., Kobashi K., Watanabe T. A Sophisticated Maximum Capacity Analysis for Large Turbine Generators Considering Limitation of Temperature. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2005, vol. 20, no. 1, pp. 166-172. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2004.842389>.

10. Albanese R., Calvano F., Dal Mut G., Ferraioli F., Formisano A., Marignetti F., Martone R., Romano A., Rubinacci G., Tamburrino A., Ventre S. Coupled Three Dimensional Numerical Calculation of Forces and Stresses on the End Windings of Large Turbo Generators via Integral Formulation. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, vol. 48, no. 2, pp. 875-878. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2173307>.

11. Milykh V.I., Revuzhenko S.A. Comparative analysis of the magnetic losses power in the stator core of a turbogenerator with axial ventilation channels in its yoke and teeth. *Bulletin of NTU «Kharkiv Polytechnic Institute» Series: Electrical Machines and Electromechanical Energy Conversion*, 2019, no. 20(1345), pp. 167-171. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2409-9295.2019.20.24>.

12. Vyhovskiy O.V. Analysis, prediction and control of thermomechanical defects in the water cooling system of the stator windings of powerful turbogenerators NPP. *Problems of nuclear power plants' safety and of Chernobyl*, 2015, no. 24, pp. 20-26. (Ukr).

13. Stone G.C., Sedding H.G., Wheeler R., Wilson A. Results of Destructive Analysis of Service-Aged Hydrogenerator Stator Winding Insulation. *CIGRE SCAI Colloquium*, 26 Sep. 2019, 8 p.

14. Zozulin Yu.V., Antonov O.E., Bychik V.M., Borychevskiy A.M. *Creation of new types and modernization of existing turbogenerators for thermal power stations* Kharkiv, Kollegium Publ., 2011. 228 p. (Ukr).

15. Silwal B., Sergeant P. Thermally Induced Mechanical Stress in the Stator Windings of Electrical Machines. *Energies*, 2018, vol. 11, no. 8, art. no. 2113. doi: <https://doi.org/10.3390/en11082113>.

16. Kulan M.C., Baker N.J., Widmer J.D., Lambert S.M. Modelling the Mechanical and Thermal Properties of Compressed Stator Windings. *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, p. 6. doi: <https://doi.org/10.1049/cp.2016.0132>.

17. Rui Liang, Xuezhong Liu, Tianlong Zhang, Rui Zhang, Guanfang Liu, Jing Wang, Yonghong Ji, Jian Yang. Determination of thermal and thermo-mechanical stresses in stator insulation of wind turbine generator based on online monitoring temperatures. *2016 IEEE International Conference on Dielectrics (ICD)*, 2016, pp. 1183-1186. doi: <https://doi.org/10.1109/ICD.2016.7547829>.

18. Zhao Y., Yan B., Chen C., Deng J., Zhou Q. Parametric Study on Dynamic Characteristics of Turbogenerator Stator End Winding. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2014, vol. 29, no. 1, pp. 129-137. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2013.2294334>.

19. Kuchynskiy K.A. Influence of the degree of fixing the winding at the end of the slot of the turbogenerator stator on thermomechanical characteristics of its core isolation. *Proceedings of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of*

Sciences of Ukraine, 2022, no 61, pp. 31-36. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.61.031>.
20. Worden J.A., Mundulas J.M. *Understanding, Diagnosing, and Repairing Leaks in Water-Cooled Generator Stator Windings*. GE Power Systems, GER-3751A, 2008, no. 1, 28 p.

Надійшла (Received) 20.09.2022
Прийнята (Accepted) 08.11.2022
Опублікована (Published) 01.07.2023

Кучинський Костянтин Артурович¹, д.т.н., с.н.с.,
Кенсіцький Олег Георгійович¹, д.т.н.,
¹ Інститут електродинаміки НАН України,
03057, Київ, пр. Перемоги, 56,
e-mail: kuchynskyu1962@gmail.com (Corresponding Author),
kensitsky@ukr.net

К.А. Kuchynskyi¹, О.Н. Kensytskyi¹
¹ Institute of Electrodynamics of NAS Ukraine,
56, Peremogy Avenue, Kyiv, 03057, Ukraine.

Thermomechanical loads of powerful turbogenerator stator winding insulation in the presence of water cooling defects.

Introduction. An analysis of incidents linked to power units' emergency disconnecting from network as a result of turbogenerators' malfunction on the NPP of Ukraine is conducted. It is identified, that the reason of the majority of incidents is an insufficient reliability of the stator winding's direct cooling system. **Problem.** The most problematic point in winding for today is the frontal parts, where, while cooling is reduced, there are not only thermal, but also thermomechanical loadings on an insulation appearing. The level of these loading depends on

structural design of frontal parts and a character of violation of coolant agent circulation in a bar. In some cases they can exceed limit values. The spread and the quality of research on this issue for today are insufficient. **Goal.** The aim of the completed research is to determine the thermomechanical loading of insulation of stator winding bar in a powerful turbogenerator with a direct liquid cooling under condition when coolant circulation is malfunctioned. **Methodology.** A complex mathematical model of thermomechanical processes in an insulation of stator winding bar of a powerful turbogenerator is developed. It takes into account the real geometry of the winding bar, variable thermal loading of core elements in radial and axial directions, as well as ways of fixation of slot and frontal winding parts. Studies of thermomechanical processes in an insulation of stator winding bar of turbogenerator are conducted. **Results.** Values of mechanical displacement and stress for the different modes of malfunction are obtained. Areas of bar, where mechanical loading may exceed the boundaries of mechanical durability of material of insulation of stator winding are identified. With decline of coolant liquid consumption the radial displacement and stress in the winding insulation bar in the area, where the bar exits from the slot are increasing along with that the values of radial stress of insulation of the winding bar in places of frontal parts' fixation exceed limit values. **Practical significance.** The offered mathematical models allow to realize calculation experiments and can be used in practice for development and validation of diagnostic systems, analysis, design and investigation of emergency situations during exploitation of turbogenerators on power stations of Ukraine. References 20, table 1, figures 8.
Key words: turbogenerator, stator winding, water cooling, violation of circulation, thermomechanical loading.

How to cite this article:

Kuchynskyi K.A., Kensytskyi O.H. Thermomechanical loads of powerful turbogenerator stator winding insulation in the presence of water cooling defects. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 75-82. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.11>

K. Manikandan, S. Sasikumar, R. Arulraj

A novelty approach to solve an economic dispatch problem for a renewable integrated micro-grid using optimization techniques

Introduction. The renewable integrated microgrid has considered several distributed energy sources namely photovoltaic power plant, thermal generators, wind power plant and combined heat and power source. Economic dispatch problem is a complex operation due to large dimension of power systems. The objective function becomes non linear due to the inclusion of many constraints. Hourly demand of a commercial area is taken into consideration for performing economic dispatch and five combinations are considered to find the best optimal solution to meet the demand. **The novelty** of the proposed work consists of a Sparrow Search Algorithm is used to solve economic load dispatch problem to get the better convergence and accuracy in power generation with minimum cost. **Purpose.** Economic dispatch is performed for the renewable integrated microgrid, in order to determine the optimal output of all the distributed energy sources present in the microgrid to meet the load demand at minimum possible cost. **Methods.** Sparrow Search Algorithm is compared with other algorithms like Particle Swarm Optimization, Genetic Algorithm and has been proved to be more efficient than Particle Swarm Optimization, Genetic Algorithm and Conventional Lagrange method. **Results.** The five combinations are generation without solar power supply system and Combined Heat and Power source, generation without solar and wind power supply systems, generation including all the distributed energy sources, generation without wind power supply system and Combined Heat and Power source, generation without thermal generators. **Practical value.** The proposed optimization algorithm has been very supportive to determine the optimal power generation with minimal fuel to meet the large demand in commercial area. References 20, table 4, figures 11.

Key words: economic dispatch, combined heat and power source, solar power, thermal generators, wind power, optimization techniques.

Вступ. Відновлювана інтегрована мікромережа розглядає кілька розподілених джерел енергії, а саме фотоелектричну електростанцію, теплові генератори, вітряну електростанцію та комбіноване джерело тепла та електроенергії. Завдання економічної диспетчеризації є складною операцією через велику розмірність енергосистем. Цільова функція стає нелінійною через включення безлічі обмежень. На виконання економічної диспетчеризації враховується погодинна потреба торгової площі, і розглядаються п'ять комбінацій, щоб знайти найкраще оптимальне рішення задоволення попиту. **Новизна** запропонованої роботи полягає в тому, що алгоритм пошуку горобця використовується для вирішення економічного завдання диспетчеризації навантаження, щоб отримати краю збіжності та точності при виробленні електроенергії з мінімальними витратами. **Мета.** Економічна диспетчеризація виконується для відновлюваної інтегрованої мікромережі, щоб визначити оптимальну потужність всіх розподілених джерел енергії, присутніх у мікромережі, для задоволення потреби навантаження з мінімально можливими витратами. **Методи.** Алгоритм пошуку горобця порівнюється з іншими алгоритмами, такими як оптимізація рою частинок, генетичний алгоритм, і було доведено, що він ефективніший, ніж оптимізація рою частинок, генетичний алгоритм і традиційний метод Лагранжа. **Результати.** П'ять комбінацій: генерація без сонячної системи енергопостачання та комбінованого джерела тепла та електроенергії, генерація без систем сонячного та вітрового енергопостачання, генерація, що включає всі розподілені джерела енергії, генерація без системи вітрової енергії та комбінованого джерела тепла та електроенергії, генерація без теплової енергії генератори. **Практична цінність.** Запропонований алгоритм оптимізації дуже допоміг визначити оптимальне виробництво електроенергії з мінімальною витратою палива для задоволення великого попиту в комерційній сфері. Бібл. 20, табл. 4, рис. 11.

Ключові слова: економічна диспетчеризація, теплоелектроцентрально, сонячна енергетика, теплові генератори, вітроенергетика, методи оптимізації.

1. Introduction. Due to rapid increase in load demand of residential and commercial consumers, the cost of electric power generation plays major role in the power system planning and operation. In order to reduce the cost of energy consumption, the most suitable way is the integration renewable energy sources among distributed network. The complexity of interconnections and the size of the distributed energy sources of electric power systems that are controlled in a coordinated way. It leads to the optimal allocation of generators which are present in power system to meet the entire load demand with minimum possible cost. Whether a generator ought to participate in sharing the load at a given interval of your time could leads to a problem of unit commitment. Once the unit commitment problem has been resolved, it becomes a haul of optimum allocation of the obtainable generations to satisfy the forecasted load demand for this interval. Optimal load dispatch, a sub-problem of the unit commitment problem, is considered a particularly important problem that deals with the minimization of operational cost and power generation facilities and by in power systems economics point of view. In optimization

problems, the most desirable objectives are minimization of fuel cost, total real and reactive power losses in the system, improvement of voltage profile by minimizing the voltage deviation. Among these objectives, in economic dispatch (ED) problem the minimization of fuel cost is considered by taking real power outputs of thermal generators and renewable energy sources like solar, wind, combined heat and power source (CHP) source, fuel cell and micro turbine etc.

2. Literature Review. In [1] the modified version of tradition Lagrange algorithm for solving the dynamic combined economic and emission dispatch problem has been proposed. The effective operation of diesel generator in large power network was analysed using whale optimization algorithm. In [2] the authors stated that there are two species of captive house sparrows, and they typically use both producer and scrounger behaviors to get their food.

Authors of work [3] stated that the producers energetically look for food, while the scroungers acquire food by producers and the birds use behavioral strategies flexibly, and toggle between producing and scrounging.

© K. Manikandan, S. Sasikumar, R. Arulraj

In [4] the authors proposed the concept to use particle swarm technology to optimize nonlinear functions. The connections between Particle Swarm Optimization (PSO), artificial life, and Genetic Algorithm (GA) are explored. They developed a social-science context for PSO. They illustrated that the evidence from computer simulations create an powerful technique called information processing technique which is sufficient to control the vast amount of information comprising human familiarity.

In [5] an enhanced energy management operation by managing distributed energy resources to achieve better energy efficiency at the lowest possible cost by operating a system over a time horizon and assure several key constraints has been proposed.

In [6] the authors illustrated a design layout methodology for a grid-connected PV-Battery-Diesel microgrid in that applied power management strategy in various system's components was considered.

In [7] the authors explained a detailed connection between the investment cost, lifetime, cost function, and the fluctuant energy forecasting of solar and wind resources. In [8] the authors illustrated the onshore wind power generation cost through a geographical distribution method which gives the data of technical potential and an estimation of the local unit cost structure. In [9] a bird's eye view of PSO applications by analyzing more that 700 PSO application papers has been presented. In [10] the formulation and solution approach for the ED problem by considering various micro grid operational constraints has been given. The suggested method allows the microgrid to function cost-effectively in grid-connected mode and also maintaining stability in islanded mode.

In [11] the authors proposed Attractive and Repulsive Particle Swarm Optimization (ARPSO) algorithm for economic load dispatch, which relieves the assumptions imposed on the optimized objective function. The common problem in all evolutionary computation techniques is premature convergence and overcome in ARPSO algorithm. In [12] microgrid energy management as an optimal power flow problem has formulated, and a distributed Energy Management Strategy has been proposed, where the Microgrid Central Controller and the local controllers jointly compute an optimal schedule has been formulated. In [13] the authors proposed a new swarm intelligence optimization technique called Sparrow Search Algorithm (SSA) to solve optimization problems in various engineering applications.

In [14] the method to determine low carbon optimal dispatch problem by considering carbon tax mechanism and verified the performance of emission on IEEE test system has been proposed. In [15] the analytical based hierarchy process algorithm to ensure the weight coefficients for each objective function has been developed. For a standalone microgrid system, the multiobjective based optimal dispatch problem was developed by incorporating the various renewable energy sources. To get optimal power dispatch quantum PSO was developed and validated.

In [16] the authors illustrated the new strategy to determine the optimal solution for the Combined Economic and Emission Dispatch problem. In this case study the location of East Coast of USA generating units were considered. In this proposed method the cost functions for solar and wind energy was considered and

determined the solution using modified Harmony Search Algorithm. In [17] the dynamic nature of the load for various buildings has been considered. In this fuel cost and operational cost of the generating units were incorporated during the sizing of the various components. In [18] the mixed integer programming method to fetch the optimal allocation of renewable energy sources based on 24 hours time horizon has been developed. The test cases were considered for two different mode of operation like standalone mode and grid connected mode.

In [19, 20] the comprehensive optimization method to solve the multi objective ED problem has developed. The nonlinear and non-convex constrained optimal power problem was solved using Gray Wolf Optimization techniques.

The novelty of this paper has developed the new optimization algorithm – Sparrow Search Algorithm (SSA) to determine the optimal generator scheduling by incorporating the renewable energy sources. In this paper the obtained results from the developed algorithms was compared with the conventional method and other optimization techniques like GA and PSO techniques. The main advantages of proposed algorithm will provide the improved search space and better convergence.

3. Formulation of ED problem with renewable energy sources. For solving ED problem, a microgrid consists of two traditional generators (synchronous generators), one CHP, wind generator and solar generator is considered. The optimal dispatch of renewable energy sources is shown in Fig. 1.

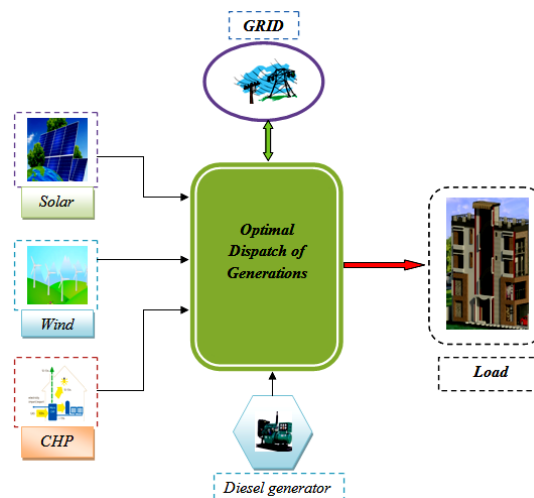


Fig. 1 Operation of optimal dispatch problem

The 24 hours load demand profile is shown in Fig. 2.

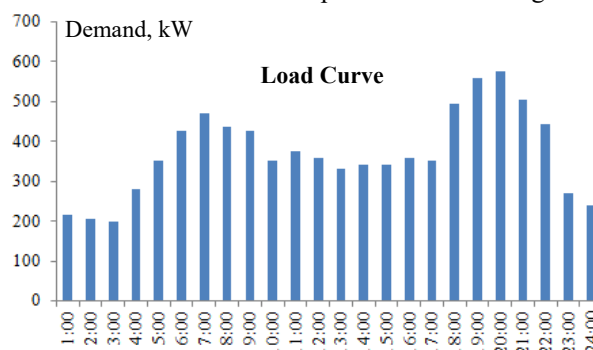


Fig. 2. 24 hours load profile

A. Modeling of diesel generators (DG's) and CHP.

The second order polynomial function is considered as the cost function for the CHP and two conventional generators and given the assumed cost coefficients in Table 1.

Table 1
Cost coefficients

Cost coefficients	CHP	Generator 1	Generator 2
a	0.024	0.029	0.021
b	21	20.16	20.4
c	1530	992	600

The lower and upper generation limits of DG's are:

$$0 \text{ kW} \leq P_{gi} \leq 650 \text{ kW}. \quad (1)$$

The lower and upper generation limits of CHP are:

$$0 \text{ kW} \leq P_{gc} \leq 600 \text{ kW}. \quad (2)$$

Calculations for the generation of generators and CHP:

$$\lambda = \frac{P_{load} + \sum_{i=1}^n \left(\frac{b_i}{2a_i} \right)}{\sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{2a_i} \right)}. \quad (3)$$

To find the generation of each generator individually using the following formula:

$$P_{gi} = \frac{\lambda - b_i}{2a_i}. \quad (4)$$

where λ is the incremental cost.

The non linear quadratic cost function (F_i) of diesel generator is given in (5) [2, 3], where P_{gi} is the output power:

$$F_i = c_i + b_i \cdot P_{gi} + a_i \cdot P_{gi}^2. \quad (5)$$

The total cost F_T is calculated by summing up the costs of individual generator:

$$F_T = F_1 + F_2 + F_c. \quad (6)$$

B. Modeling of solar. HOMER software – the Micropower Optimization Model provided the critical photovoltaic (PV) data needed to complete the case study. The formula used to determine solar power generation is as follows:

$$P_{PV} = P_{STC} \cdot \frac{G_{ac}}{G_{STC}} \cdot (1 + k \cdot (T_c - T_i)), \quad (7)$$

where P_{PV} is the output power, kW; P_{STC} is the maximum power of PV under standard test conditions (STC), 330 kW; G_{ac} is the incident solar radiation, W/m²; G_{STC} is the solar irradiance at STC, 1000 W/m²; k is the temperature coefficient, -0.0047; T_i is the reference temperature, 25 °C; T_c is the cell temperature, °C.

The solar power generation cost function is as in [4] and it considers the operation and maintenance (O&M) costs of the generated energy and also investment cost of the equipments.

1) Cost of generation without including investment cost is the:

$$G^E \cdot P_{PV}, \quad (8)$$

where G^E is the O&M cost per unit generated energy (0.016 \$/kW); P_{PV} is the solar power output.

When compared to wind energy the solar is very costly, but can be included in a system with the support of solar renewable energy credits.

2) Cost of generation including investment cost is the:

$$a \cdot I^P \cdot P_g + G^E \cdot P_{PV}, \quad (9)$$

where

$$a = \frac{r}{1 - (1 + r)^{-N_j}}, \quad (10)$$

r is the rate of interest (0.09); N is the investment lifetime (20 years); I^P is the investment costs per unit installed power (5000 \$/kW) or 1630 \$/kW by considering the renewable energy credits.

The above equation is used to compute the entire generating cost of solar energy, which includes the depreciation of all generation equipment.

C Modeling of wind. HOMER software – the Micropower Optimization Model was used to acquire the wind data needed for the investigation. The formula used to determine wind power generation (P) is as follows:

$$P = \frac{1}{2} \cdot (\rho \cdot A \cdot V^3), \quad (11)$$

where ρ is the air density, kg/m³; A is the wind swept area, $\pi r^2 = \pi \cdot (22/2)^2 = 380.1327 \text{ m}^2$; V is the velocity of wind, m/s.

The cost function for wind generation is as shown in [4], and it takes into account both the equipment investment and the generated energy's O&M costs:

1) Cost of generation without including investment cost:

$$G^E \cdot P_w, \quad (12)$$

where G^E is the O&M cost per unit generated energy (0.016 \$/kW); P_w is the wind power output.

2) Cost of generation including investment cost

$$a \cdot I^P \cdot P_w + G^E \cdot P_w, \quad (13)$$

where

$$a = \frac{r}{1 - (1 + r)^{-N_j}} = 0.1095, \quad (14)$$

r is the interest rate (0.09); N is the investment lifetime (20 years); I^P is the investment costs per unit installed power (1400 \$/kW).

The above equation can be used to compute the entire generating cost of wind energy, taking into account all of the generation equipment's depreciation.

4. Proposed methodologies. Sparrows are social birds that come in a variety of colours and sizes. They can be found in almost every section of the globe and like to live in human-populated areas. They eat mostly grain and weed seeds. The sparrow, unlike some of the other little birds, is highly intelligent and has an excellent memory. The producer and the scrounger [2] are two varieties of captive house sparrows. Producers actively seek out food sources, whereas scroungers rely on producers to provide them with food. Furthermore, research suggests that birds switch between generating and scrounging behavioural methods frequently [3]. In order to locate food, sparrows frequently employ both the producer and scrounger strategies [2]. Individuals in the group keep an eye on each other's actions. Temporarily, the attackers in the bird herd battle for food resources with the partners with large intakes in order to increase their own predation rate [4] [3]. Individual energy reserves are crucial when sparrows employ varied foraging techniques, the sparrows with low energy reserves more scrounging. Birds on the outside of the colony are more likely to be attacked by predators and

are continuously trying to improve their position [5]. The birds in the center come closer to their neighbors in order to reduce the size of their danger zone [7, 14]. It is commonly known that sparrows have a natural interest about everything while also remaining attentive. When a bird detects a predator, for example, one or more individuals chirp, and the entire flock flies away [14].

Application of SSA to solve ED problem:

1. Initialize the SSA parameters i.e., the maximum iteration count (G), the amount of producers (PD), the sparrows count who recognize the danger (SD), the alarm value (A_2), the number of sparrows (n).

2. Initialization of fitness function i.e., sum of individual cost function of various generators in various power stations.

3. The cost coefficients and generation limits of various generators, total demand is given as input.

4. After executing the first step of the program a large number (equal to the population size) of vectors of real power fulfilling the total demand and generation limits are randomly allocated.

5. The fitness function's value is calculated for each vector of active power. To obtain f_g , the values obtained in one iteration are compared to the values obtained in the preceding iteration. If the f_g obtained in one iteration is better than the f_g obtained in previous iteration then the value of f_g is updated, otherwise it is left unchanged.

6. The active power vector (L_{best}) reflects the economic load dispatch solution, and the ultimate value of f_g is the minimal cost.

The flow chart for solving ED problem using SSA is shown in Fig. 3.

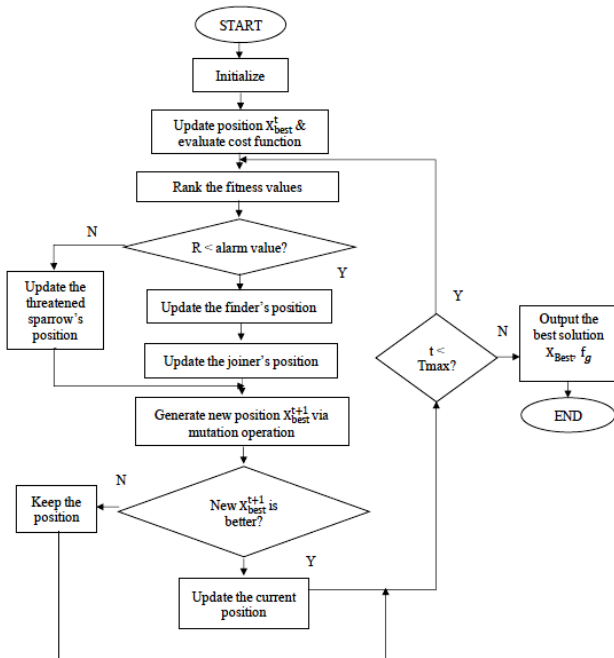


Fig. 3. Flowchart for solving ED problem using SSA

5. Results and discussion. The ED problem is performed using the MATLAB platform and the total power generation costs for the five scenarios mentioned below for the microgrid are compared. Five scenarios considered are:

- Case 1: 2 Diesel Generators + CHP;
- Case 2: 2 Diesel Generators + Solar;
- Case 3: 2 Diesel Generators + Wind;
- Case 4: CHP + Solar + Wind;
- Case 5: 2 Diesel Generators + CHP + Solar + Wind.

This is to identify the optimal arrangement of generations that can be incorporated into a micro grid for the least or moderate cost.

After conducting the ED operation among the three dispatchable generations, the generation cost is determined from the cost functions corresponding to its generated power. The cost of wind and solar power generation is also calculated depending on generation using their respective cost functions. As a result, the overall cost of production may be estimated.

Genetic algorithm. The total cost of generation for each hour, obtained using GA for Case 1 is shown in Fig. 4.

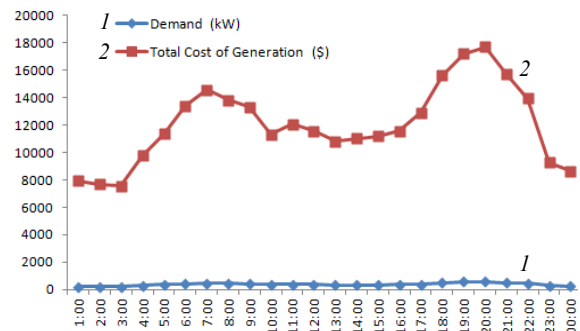


Fig. 4. Variation of demand and cost analysis for Case 1

The total cost of generation excluding investment cost, total cost of generation including investment cost, total cost of generation including investment cost with renewable energy credits for solar for each hour, obtained using GA for Case 2 are shown in Fig. 5.

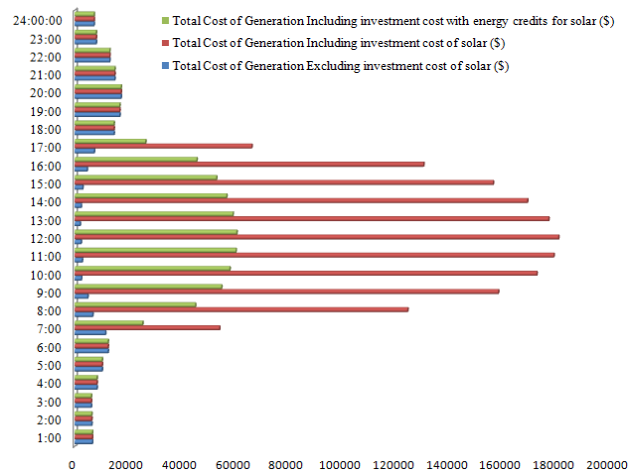


Fig. 5. Variation of demand and cost analysis for Case 2

The total cost of generation excluding investment cost, total cost of generation including investment cost for each hour, obtained using GA for Case 3 are shown in Table 2.

The total cost of generation excluding investment cost, total cost of generation including investment cost, total cost of generation including investment cost with renewable energy credits for solar for each hour, obtained using GA for Case 4 are shown in Fig. 6.

Table 2

Power generation and cost analysis for Case 3 using GA

Time, hrs	Demand, kW	Total generation cost excluding investment cost of wind, \$	Total generation cost including investment cost of wind, \$
1:00	215	6520.8	6520.8
2:00	205	6060.93	7310.17
3:00	200	5310.763	10706.61
4:00	280	7214.224	13198.28
5:00	350	8374.143	18368.07
6:00	425	11614.43	15711.21
7:00	470	13180.34	16402.54
8:00	435	10852	20423.74
9:00	425	9463.016	24947.54
10:00	350	7886.234	20676.66
11:00	375	8928.383	20263.07
12:00	360	8946.674	17323.44
13:00	330	7909.188	18337.57
14:00	340	8173.499	17745.24
15:00	343	8832.256	15125.83
16:00	360	9491.263	14887.11
17:00	350	8668.774	17045.54
18:00	495	14218.21	16226.28
19:00	560	16510.13	17759.37
20:00	575	17182.05	17694.08
21:00	503	14908.02	15077.87
22:00	444	13079.02	13248.87
23:00	270	7927.52	8127.26
24:00	240	7060.974	7771.51

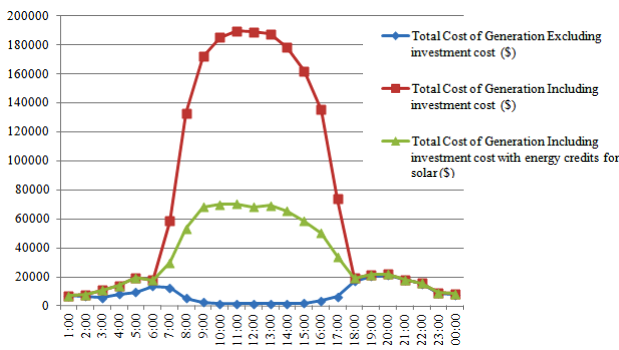


Fig. 6. Variation of cost analysis for Case 4 using GA

The total cost of generation excluding investment cost, total cost of generation including investment cost, total cost of generation including investment cost with renewable energy credits for solar for each hour, obtained using GA for Case 5 are shown in Fig. 7.

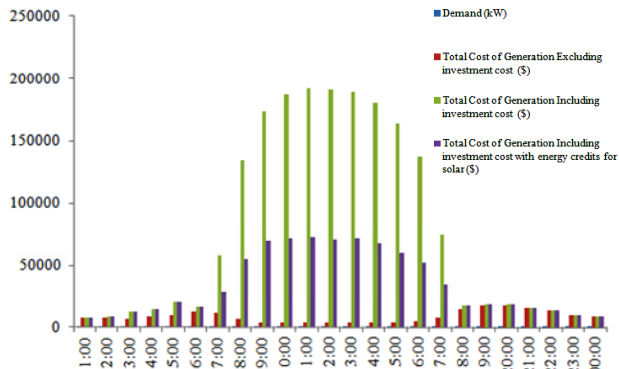


Fig. 7. Variation of cost analysis for Case 5 using GA

Sparrow Search Algorithm (SSA). The total cost of generation for each hour, obtained using SSA for Case 1 is shown Fig. 8.

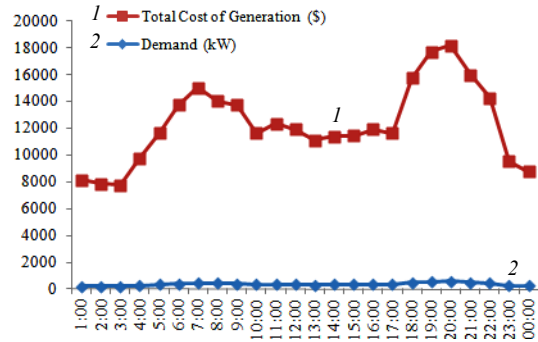


Fig. 8. Variation of cost analysis for Case 1 using SSA

The total cost of generation excluding investment cost, total cost of generation including investment cost, total cost of generation including investment cost with renewable energy credits for solar for each hour, obtained using SSA for Case 2 are shown in Fig. 9.

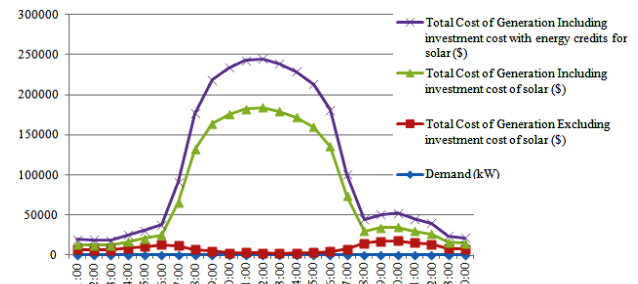


Fig. 9. Variation of cost analysis for Case 2 using SSA

The total cost of generation excluding investment cost, total cost of generation including investment cost for each hour, obtained using SSA for Case 3 are shown in Fig. 10.

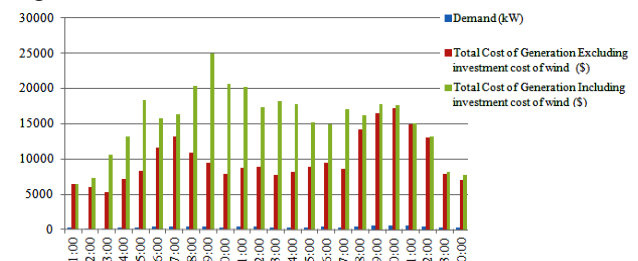


Fig. 10. Variation of cost analysis for Case 3 using SSA

The total cost of generation excluding investment cost, total cost of generation including investment cost, total cost of generation including investment cost with renewable energy credits for solar for each hour, obtained using SSA for Case 4 are shown in Fig. 11.

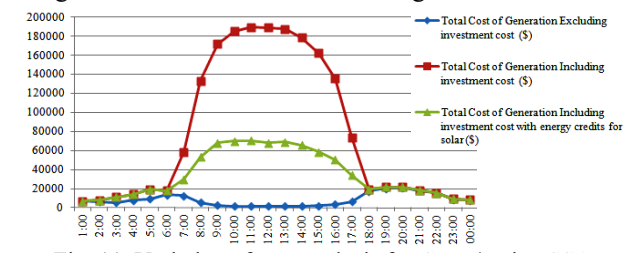


Fig. 11. Variation of cost analysis for Case 4 using SSA

The total cost of generation excluding investment cost, total cost of generation including investment cost, total cost of generation including investment cost with

renewable energy credits for solar for each hour, obtained using SSA for Case 5 are shown in Table 3. The total cost

of generation per day for all the five cases obtained using Lagrange's method, GA, PSO, SSA are shown in Table 4.

Table 3

Cost analysis for Case 5 using SSA

Time, hrs	Total cost of generation excluding investment cost, \$	Total cost of generation including investment cost, \$	Total cost of generation including investment cost with energy credits for solar, \$	Time, hrs	Total cost of generation excluding investment cost, \$	Total cost of generation including investment cost, \$	Total cost of generation including investment cost with energy credits for solar, \$
1:00	7909.8	7909.8	7909.8	13:00	3128.217	189074	70775.26
2:00	7474.43	8723.67	8723.67	14:00	3127.884	179871.9	67197.82
3:00	6722.963	12118.81	12118.81	15:00	3561.15	163635.3	59987.18
4:00	8536.324	14520.38	14520.38	16:00	5136.048	136613.6	51634.52
5:00	9623.343	19617.27	19617.27	17:00	7257.599	74653.77	34874.69
6:00	12580.43	16677.21	16677.21	18:00	14891.21	16899.28	16899.28
7:00	11853.58	57801.14	29004.26	19:00	16912.13	18161.37	18161.37
8:00	6547.547	134121.6	54588.05	20:00	17498.05	18010.08	18010.08
9:00	4022.912	173348.3	69659.57	21:00	15461.02	15630.87	15630.87
10:00	3128.32	186525.1	71536.42	22:00	13798.02	13967.87	13967.87
11:00	3128.346	191129.8	72056.39	23:00	9219.72	9419.46	9419.46
12:00	3128.102	190386.2	69820.2	24:00	8403.574	9114.11	9114.11

Table 4

Cost comparison between Lagrange's method, PSO, GA, SSA

Cases considered	Total cost of generation per day obtained using various optimization techniques, \$			
	Lagrange's method	GA	PSO	SSA
2 DG's and 1 CHP	286244.76	289970.9	286435.4	286357.8
2 DG's and solar excluding investment cost	190337.6	190662.1	190370.7	190341.68
2 DG's and solar including investment cost	1712631.41	1712956	1712665	1712636.2
2 DG's and solar including investment cost with renewable energy credits	686605.61	686930.1	686638.7	686609.7
2 DG's and wind excluding investment cost	237607.55	238312.8	237665.5	237610.7
2 DG's and wind including investment cost	370193.42	370898.7	370251.4	370196.6
1 CHP, solar and wind excluding investment cost	200178.2	200178.2	200178.2	200178
1 CHP, solar and wind including investment cost	1855051.97	1855051.97	1855051.97	1855051.97
1 CHP, solar and wind including investment cost with renewable energy credits for solar	829204.37	829204.37	829204.37	829204.37
2 DG's, 1 CHP, solar and wind excluding investment cost	202994.67	205910	203139.688	203050.7
2 DG's, 1 CHP, solar and wind including investment cost	1857959.21	1860790.4	1858019.842	1857931
2 DG's, 1 CHP, solar and wind including investment cost with renewable energy credits for solar	831931.21	834763.69	831993.502	831904.6

6. Conclusions. Economic dispatch aims to schedule the outputs of all available generation units in the power system to keep fuel costs as low as possible while meeting system restrictions. Many traditional algorithms and optimization techniques can be used to solve economic dispatch problem among which Sparrow Search Algorithm (SSA) is used. Traditional method i.e., Lambda iteration method and optimization methodology i.e., Genetic Algorithm (GA) and Particle Swarm Optimization (PSO) are solved to prove that SSA gives better results than those.

A renewable integrated microgrid with two synchronous generators, one combined heat and power source, a wind power plant, and a solar power plant is already being proposed. The MATLAB code for traditional method i.e., Lambda iteration method, PSO, GA, SSA has been executed successfully for all the considered cases and a comparison table was made to compare the total cost of generation obtained in PSO, GA, SSA, Lambda iteration method. It can be concluded that SSA produce better and accurate results than all other algorithms used. SSA gives better convergence speed than PSO and GA.

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

REFERENCES

1. Mehdi M.F., Ahmad A., Ul Haq S.S., Saqib M., Ullah M.F. Dynamic economic emission dispatch using whale optimization algorithm for multi-objective function. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 2, pp. 64-69. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.09>.
2. Barnard C.J., Sibly R.M. Producers and scroungers: A general model and its application to captive flocks of house sparrows. *Animal Behaviour*, 1981, vol. 29, no. 2, pp. 543-550. doi: [https://doi.org/10.1016/S0003-3472\(81\)80117-0](https://doi.org/10.1016/S0003-3472(81)80117-0).
3. Barta Z., Liker A., Mónus F. The effects of predation risk on the use of social foraging tactics. *Animal Behaviour*, 2004, vol. 67, no. 2, pp. 301-308. doi: <https://doi.org/10.1016/j.anbehav.2003.06.012>.
4. Kennedy J., Eberhart R. Particle swarm optimization. *Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks*, 1995, vol. 4, pp. 1942-1948. doi: <https://doi.org/10.1109/ICNN.1995.488968>.
5. Abou Houran M., Chen W., Zhu M., Dai L. Economic Dispatch of Grid-Connected Microgrid for Smart Building Considering the Impact of Air Temperature. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 70332-70342. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2915528>.

6. Hijjo M., Felgner F., Frey G. PV-battery-diesel microgrid design for buildings subject to severe power outages. *2017 IEEE PES PowerAfrica*, 2017, pp. 280-285. doi: <https://doi.org/10.1109/PowerAfrica.2017.7991237>.
7. Augustine N., Suresh S., Moghe P., Sheikh K. Economic dispatch for a microgrid considering renewable energy cost functions. *2012 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies (ISGT)*, 2012, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/ISGT.2012.6175747>.
8. Fueyo N., Sanz Y., Rodrigues M., Montañés C., Dopazo C. The use of cost-generation curves for the analysis of wind electricity costs in Spain. *Applied Energy*, 2011, vol. 88, no. 3, pp. 733-740. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2010.09.008>.
9. Poli R. Analysis of the Publications on the Applications of Particle Swarm Optimisation. *Journal of Artificial Evolution and Applications*, 2008, pp. 1-10. doi: <https://doi.org/10.1155/2008/685175>.
10. Ahn S.-J., Moon S.-I. Economic scheduling of distributed generators in a microgrid considering various constraints. *2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, 2009, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/PES.2009.5275938>.
11. Swarup K.S., Kumar P.R. A new evolutionary computation technique for economic dispatch with security constraints. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2006, vol. 28, no. 4, pp. 273-283. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2006.01.001>.
12. Shi W., Xie X., Chu C.-C., Gadh R. Distributed Optimal Energy Management in Microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2015, vol. 6, no. 3, pp. 1137-1146. doi: <https://doi.org/10.1109/TSG.2014.2373150>.
13. Xue J., Shen B. A novel swarm intelligence optimization approach: sparrow search algorithm. *Systems Science & Control Engineering*, 2020, vol. 8, no. 1, pp. 22-34. doi: <https://doi.org/10.1080/21642583.2019.1708830>.
14. Yu F., Chu X., Sun D., Liu X. Low-carbon economic dispatch strategy for renewable integrated power system incorporating carbon capture and storage technology. *Energy Reports*, 2022, vol. 8, pp. 251-258. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2022.05.196>.
15. Zhao Y., Song X., Wang F., Cui D. Multiobjective optimal dispatch of microgrid based on analytic hierarchy process and quantum particle swarm optimization. *Global Energy Interconnection*, 2020, vol. 3, no. 6, pp. 562-570. doi: <https://doi.org/10.1016/j.gloi.2021.01.008>.
16. Parimalasundar E., Senthil Kumar R., Chandrika V.S., Suresh K. Fault diagnosis in a five-level multilevel inverter using an artificial neural network approach. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 31-39. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.05>.
17. Parimalasundar E., Kumar N.M.G., Geetha P., Suresh K. Performance investigation of modular multilevel inverter topologies for photovoltaic applications with minimal switches. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 6, pp. 28-34. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.6.05>.
18. Nazari-Heris F., Mohammadi-Ivatloo B., Nazarpour D. Economic Dispatch of Renewable Energy and CHP-Based Multi-zone Microgrids Under Limitations of Electrical Network. *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*, 2020, vol. 44, no. 1, pp. 155-168. doi: <https://doi.org/10.1007/s40998-019-00208-4>.
19. Ayachi B., Boukra T., Mezhoud N. Multi-objective optimal power flow considering the multi-terminal direct current. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 1, pp. 60-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.1.09>.
20. Mezhoud N., Ayachi B., Amarouyache M. Multi-objective optimal power flow based gray wolf optimization method. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 4, pp. 57-62. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.08>.

Received 05.09.2022

Accepted 03.11.2022

Published 01.07.2023

Krishnan Manikandan¹, Research Scholar,
Sivakumar Sasikumar¹, PhD, Associate Professor,
Rajendran Arulraj², PhD, Assistant Professor,
¹ Department of Electrical Engineering,
Annamalai University, Chidambaram, Tamilnadu – 608002, India,
e-mail: mani.ksmv@gmail.com (Corresponding Author);
ssasikumar77@yahoo.in
² Department of Electrical and Electronics Engineering,
K. Ramakrishnan College of Engineering,
Samayapuram, Tiruchirappalli, Tamilnadu – 621112, India,
e-mail: arulrajcdm88@gmail.com

How to cite this article:

Manikandan K., Sasikumar S., Arulraj R. A novelty approach to solve an economic dispatch problem for a renewable integrated micro-grid using optimization techniques. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 83-89. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.12>

Enhancing power system security using soft computing and machine learning

Purpose. To guarantee proper operation of the system, the suggested method infers the loss of a single transmission line in order to calculate a contingency rating. **Methods.** The proposed mathematical model with the machine learning with particle swarm optimization algorithm has been used to observe the stability analysis with and without the unified power flow controller and interline power flow controller, as well as the associated costs. This allows for rapid prediction of the most affected transmission line and the location for compensation. **Results.** Many contingency conditions, such as the failure of a single transmission line and change in the load, are built into the power system. The single transmission line outage and load fluctuation used to determine the contingency ranking are the primary emphasis of this work. **Practical value.** In order to set up a safe transmission power system, the suggested stability analysis has been quite helpful. References 16, figures 9.

Key words: machine learning, particle swarm optimization, power system security, interline power flow controller, unified power flow controller.

Мета. Щоб гарантувати правильну роботу системи, запропонований метод передбачає втрату однієї лінії передачі розрахунку рейтингу непередбачених обставин. **Методи.** Запропонована математична модель з алгоритмом машинного навчання з оптимізацією рою частинок використовувалася для спостереження за аналізом стійкості з уніфікованим регулятором потоку потужності та міжлінійним регулятором потоку потужності та без нього, а також з відповідними витратами. Це дозволяє швидко передбачити найбільш постраждалу лінію передачі та місце для компенсації. **Результати.** Багато позаштатних ситуацій, таких як відмова однієї лінії електропередачі та зміна навантаження, вбудовані в енергосистему. Основна увага у цій роботі приділяється відключенню однієї лінії електропередачі та коливанням навантаження, які використовуються для визначення рейтингу непередбачених обставин. **Практична цінність.** Пропонований аналіз стійкості виявився дуже корисним до створення безпечної системи передачі електроенергії. Бібл. 16, рис. 9.

Ключові слова: машинне навчання, оптимізація рою частинок, безпека енергосистеми, вбудований контролер потоку потужності, уніфікований контролер потоку потужності.

Introduction. Multiple renewable and non-renewable power sources have been added to the grid in recent years in an effort to keep up with rising demand. Generators, transmission lines, and distribution networks already have it rough, and transient load changes make matters worse. Investigating the most appropriate load modeling is necessary for predicting the system's features. When paired with contingency criteria and constant-impedance, constant-current, and constant-power loads, the ZIP load model creates accurate and durable representations of loads over extended time periods (ZIP is a common acronym for the polynomial load model – constant impedance Z , constant current I , constant active power P).

Even the most basic contemporary lives require complex electrical systems. Therefore, it is crucial to keep the electrical system reliable. A power system's users, infrastructure, and bottom line must all be safeguarded if the system is to be considered secure. The failure of a transmission line or generator, an unexpected increase in load demand, the destruction of a transformer, etc. are just a few examples of the kinds of occurrences that might make such a power system useless. Maintaining the safety of the power system is an intriguing problem. Power outages have increased as a consequence of system instability. Many companies go bankrupt, and the lives of regular people are disrupted. Because this is the source of the blackout, taking decisive action to stop it from spreading to other lines is crucial. The reliability of a system after an outage or other disruption may be swiftly evaluated with the use of a contingency analysis. The device's normal operation may be affected once a faulty part is removed; thus, the backup strategy must account for this possibility. Any significant disruption to line traffic has the potential to overload neighboring lines and set off a chain reaction. There needs to be swift action from the regulator when a line failure leads to a spike in demand. The electricity grid's operators and planners should always have the system's future in mind. The process of contingency screening utilizes a wide variety of static and time-dependent techniques [1, 2].

Load models allow for the prediction of how loads will react to a change in voltage or frequency. Finding a load model that is user-friendly and accurate across a variety of load response scenarios is crucial. Implementing strategies is essential. The impacts of the polynomial load model and the steady-state load model are compared in this study. The model's imprecision stems from its over-reliance on a single load to characterize three distinct types of attributes. In terms of constant impedance, constant current, and constant power, polynomial load models can characterize resistive loads, induction motor loads, and variable-frequency loads. As a result, the accuracy of the polynomial load model is maximized. Devices in the flexible AC transmission system (FACTS) may reduce the impact of many disturbances in the power grid. The line overload index and the voltage stability index must be used together to estimate system stress in an emergency. Faulty bus hotspots may be found more quickly and precisely using the line stability index because it takes less time and effort to calculate [3-7].

The most flexible FACTS device is the unified power flow controller (UPFC), which uses a combination of series and parallel inverters connected over a DC bus. In practice, devices are positioned along the weakest line to mitigate its effects. A proposed severity index is a grading system for outcomes. It is hypothesized that the UPFC will be in the most perilous position. Paycheck distribution is a top priority in UPFC's layout. The suggested technique is tested in a pilot program using the IEEE 30 bus system. In this post, we will describe the techniques used to analyze the reliability of electrical grids. The criteria for determining vital lines and the procedures to follow in the event of an interruption are detailed. There is no hiding from the book's significance and effectiveness. We compare the outcomes from before and after compensation were provided.

Examination of contingency method. Unpredictability and instability characterize the occurrence of a contingency phenomenon within a control framework. In the field of control systems, numerous substantial investigations of

probable outcomes have been done. The particle swarm optimization (PSO) technique is used to determine the best possible FACTS installation site and configuration settings.

Load modeling is the most common causes of contingencies are unexpected shifts in load. When analyzing various loads, load modeling is crucial. Modeling the relationship between power and voltage on a load bus mathematically is known as load modeling. It has far-reaching implications for research into electrical grids [8, 9]. In this research, we consider two distinct load models to conduct our risk assessment. Models of constant and variable loads as below.

Steady state load model. The continuous load paradigm is also known as steady state load. The model's active and reactive power equations are:

$$P_i = \sum_{j=1}^n V_i Y_{ij} V_j \cos(\theta_{ij} + \delta_j - \delta_i); \quad (1)$$

$$Q_i = -\sum_{j=1}^n V_i Y_{ij} V_j \sin(\theta_{ij} + \delta_j - \delta_i). \quad (2)$$

Elements of active power and reactive power, both on and off the diagonal, are derived using P_i and Q_i as the active and reactive powers, respectively.

Polynomial load model. A common acronym for the polynomial load model is ZIP (constant impedance Z , constant current I , constant active power P). Power equations for the model are :

- at bus i :

$$P_i = \left[\sum_{j=1}^n V_i Y_{ij} V_j \cos(\delta_{ij} + \theta_j - \theta_i) \right] [P_1 V_i^2 + P_2 V_i + P_3]; \quad (3)$$

$$Q_i = \left[-\sum_{j=1}^n V_i Y_{ij} V_j \sin(\delta_{ij} + \theta_j - \theta_i) \right] [P_1 V_i^2 + P_2 V_i + P_3]; \quad (4)$$

- at bus j :

$$P_j = \left[\sum_{i=1}^n V_j Y_{ji} V_i \cos(\delta_{ji} + \theta_i - \theta_j) \right] [P_1 V_j^2 + P_2 V_j + P_3]; \quad (5)$$

$$Q_j = \left[-\sum_{i=1}^n V_j Y_{ji} V_i \sin(\delta_{ji} + \theta_i - \theta_j) \right] [P_1 V_j^2 + P_2 V_j + P_3]; \quad (6)$$

where bus i has an active power of P_i , whereas bus j has a reactive power of Q_i and so on. Values of nodal voltage at buses i and j are denoted by V_i and V_j ; δ_{ij} is the angular voltage of the i^{th} and j^{th} units; the line's admittances denoted by Y_{ij} ; the parameters for the ZIP load are denoted by P_1 , P_2 , and P_3 .

Machine learning (ML). Waikato University in New Zealand is responsible for developing WEKA (short for Waikato Environment for Knowledge Analysis). The program includes data-processing tools, machine-learning algorithm implementation, and visualization resources. It's open-source and free, so you may use it to analyze as much data as you like. Prediction techniques in ML are known as supervised learning. The case distribution in a dataset may be seen with unsupervised learning. Input-outcome associations are uncovered using supervised learning techniques. The relationships between them are a model. Common supervised approaches include classification and regression models. Different kinds of data analysis are available in ML. In this study, the J48 algorithm is employed to group information based on the suggested

indices. The j48 tree represents C4.5. It's used to make data sets. Decision trees are useful for sorting data into groups. A tree is structured using this way. Assuming the tree already exists, we append the structure of data. Predicted missing values are disregarded by j48 during tree building.

Proposed index to find the severity of the line is named as hybrid lines stability ranking index (HLSRI) is employed to forecast and categorize, in descending order, a set of important lines' numerical values. After that, compensation is employed to guarantee the system's continued security:

$$HLSRI = \frac{4XQ_n}{[V_m]^2} \left[\frac{|Z|^2}{X_{Line}} \beta - \frac{XQ_n}{[\sin(\theta - \delta)]^2} (\beta - 1) \right] \leq 1; \quad (7)$$

$$\text{where } \beta = \begin{cases} 1 & \delta < \delta_C \\ 0 & \delta \geq \delta_C \end{cases},$$

where δ is used as a modifier and β is utilized as a toggle. In a stable system, HLSRI is less than 1, whereas in an unstable system, HLSRI is close to 1 [10]. The generated values of HLSRI is upload to train the ML tool (Fig. 1). The j48 category also is shown in Fig. 1.

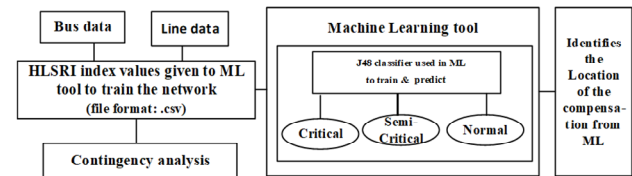


Fig. 1. Transmission line data analysis, categorization, and prediction

The configuration described is seen in Fig. 2. The 5-foot tree has 3 leaves and 1 branch. It demonstrates that the range of the HLSRI fluctuates [11, 12], while the size and number of leaves in the decision tree remain constant. Here, we classify rankings according to 3 criteria for the testing system [13]:

Classifier model, J48 tree Structure, IEEE 30

1) most stress/critical (7.0): $HLSRI > 0.0461$;

2) moderate stress/semi-critical (10.0): $0.0296 > HLSRI \leq 0.0461$;

3) healthy line/non-critical (24.0): $HLSRI < 0.0296$.

Weka Classifier Tree Visualizer

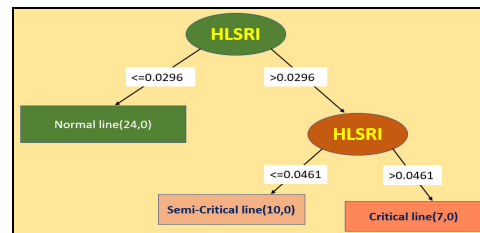


Fig. 2. HLSRI using ML-J48 algorithm tree structure for IEEE 30 bus

Modeling of custom power devices is also included are works from the UPFC and interline power flow controller (IPFC). An injection model may be used to estimate the ranking index for actual and reactive power flow, which is relevant for FACTS appliance control restrictions. Here is a basic summary of the mathematical modelling process used by FACTS.

Shunt and series controller (UPFC). There are really 2 controllers at work in a unified power flow system which is linked to the transmission line through DC link capacitors shared by the shunt and series voltage source converters. The arrangement converter's yield voltage is added to the nodal voltage at bus i to get the final nodal voltage at bus j . How the power's intensity is controlled is

shown by the δ_{CR} phase angle, and the voltage's direction is provided by the yield voltage V_{CR} . A three-stage UPFC is supported by 2 voltage sources and power restrictions.

$$E_{VR} = V_{CR} (\cos \delta_{CR} + j \sin \delta_{CR}); \quad (8)$$

$$R_e = \{-E_{VR} I_{VR} + E_{VR} I_m\}. \quad (9)$$

Active and reactive power equations at bus i are:

$$P_i = \{V_i^2 G_{ii} + V_i V_j [G_{ij} \cos(\theta_i - \delta_j) + B_{ij} \sin(\theta_i - \delta_j)] + V_i V_{CR} [G_{ij} \cos(\theta_i - \delta_{CR}) + B_{ij} \sin(\theta_i - \delta_{CR})] + V_i V_{CR} [G_{VR} \cos(\theta_i - \delta_{CR}) + B_{ij} \sin(\theta_i - \delta_{CR})]\} [P_1 V_i^2 + P_2 V_i + P_3] \quad (10)$$

$$Q_i = \{-V_i^2 B_{ii} + V_i V_j [G_{ij} \sin(\theta_i - \delta_j) - B_{ij} \cos(\theta_i - \delta_j)] + V_i V_{CR} [G_{ij} \sin(\theta_i - \delta_{CR}) - B_{ij} \sin(\theta_i - \delta_{CR})] + V_i V_{CR} [G_{VR} \sin(\theta_i - \delta_{CR}) - B_{ij} \cos(\theta_i - \delta_{CR})]\} [P_1 V_i^2 + P_2 V_i + P_3] \quad (11)$$

where G_{ij} and B_{ij} are the conductance and susceptance between bus i and bus j , respectively. Equations (10), (11) modified mathematical expressions of UPFC with ZIP load model [13].

Series and series controller (IPFC) typically makes use of many DC-to-AC converters, all of which provides series compensation for a different line. The IPFC really includes a number of the static synchronous series compensators. All of the converters have high reactive power transmission and storage capacities. In addition, the converters can produce or soak up reactive power at will. A series converter connected between bus i and bus j can provide complicated power, as described by below equations in that order:

$$P_{ij} = \{V_i^2 G_{ii} - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n V_i V_j (G_{ij} \cos \theta_{ij} - B_{ij} \sin \theta_{ij}) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n V_i V_{seij} (G_{ij} \cos(\theta_{ij} - \theta_{seij}) - B_{ij} \sin(\theta_{ij} - \theta_{seij}))\} [P_1 V_i^2 + P_2 V_i + P_3] \quad (12)$$

$$Q_{ij} = \{V_i^2 B_{ii} - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n V_i V_j (G_{ij} \sin \theta_{ij} - B_{ij} \cos \theta_{ij}) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n V_i V_{seij} (G_{ij} \sin(\theta_{ij} - \theta_{seij}) - B_{ij} \cos(\theta_{ij} - \theta_{seij}))\} [P_1 V_i^2 + P_2 V_i + P_3] \quad (13)$$

$$P_{ji} = \{V_i^2 G_{ii} - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n V_i V_j (G_{ij} \cos \theta_{ji} - B_{ij} \sin \theta_{ji}) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n V_i V_{seij} (G_{ij} \cos(\theta_{ij} - \theta_{seij}) - B_{ij} \sin(\theta_{ij} - \theta_{seij}))\} [P_1 V_i^2 + P_2 V_i + P_3] \quad (14)$$

$$Q_{ji} = \{V_i^2 B_{ii} - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n V_i V_j (G_{ij} \cos \theta_{ji} - B_{ij} \sin \theta_{ji}) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n V_i V_{seij} (G_{ij} \sin(\theta_{ij} - \theta_{seij}) - B_{ij} \cos(\theta_{ij} - \theta_{seij}))\} [P_1 V_i^2 + P_2 V_i + P_3] \quad (15)$$

where V_i and V_j are the maximum allowed bus i and j voltages, p.u.; V_{seij} and the conjugate of I_{ij} are the maximum allowed bus i and j series voltage and reference current. Mathematical expressions of IPFC incorporated in ZIP load model to assess its behavior and the above (12)–(15) modified IPFC mathematical expression with ZIP load model.

Results and discussion with compensation devices. To analysis the contingency of IEEE test system to assess the status of the power security:

Case 1: IEEE 30 bus with ML algorithm.

Case 2: Soft computing techniques are applied for modified IEEE test system.

Case 1: IEEE 30 bus with ML algorithm. IEEE 30 bus is considered from the historical data for ML algorithm to predict severity and status of the system in power system security point of view. Figure 3 represents voltage profile vs bus no. in ZIP load model under various load conditions.

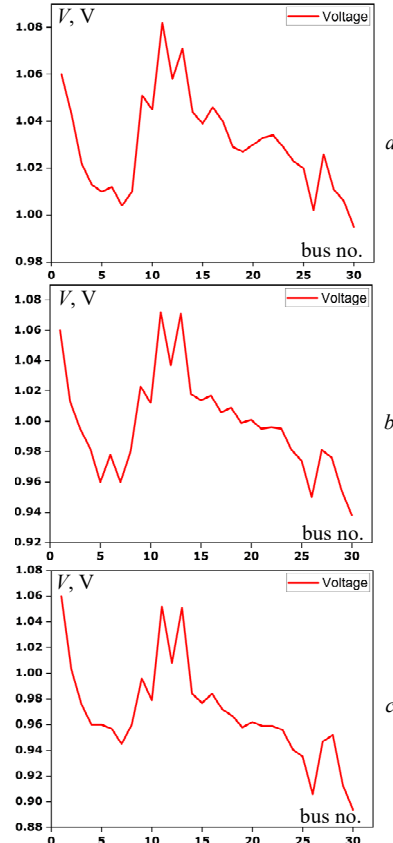


Fig. 3. Voltage profile vs bus no. with various loaded condition: a – base case; b – 130 % loading; c – 150 % loading

Figure 4 shows the demand, active generator capacity and corresponding fuel cost during various loading conditions.

Figure 5 shows the total active generator capacity and corresponding fuel cost before and after FACTS devices using ML. From Fig. 4, 5 it is clear that, IEEE 30 bus system consists of 6 generators, but only 2 generators are utilized (one slack bus another generator bus) due to this, generator is burden to meet the demand and fuel cost gets increases. Hence IEEE modified bus system is consider with 6 generators units.

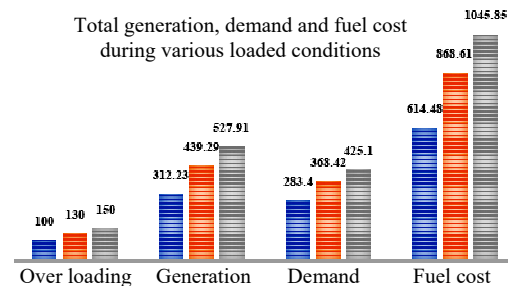


Fig. 4. Generation and fuel cost for various load conditions

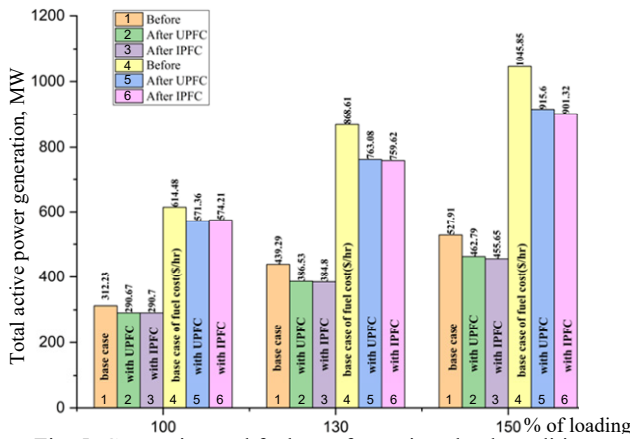


Fig. 5. Generation and fuel cost for various load conditions with compensation

Case 2: Soft computing techniques are applied for modified IEEE test system. In this case 1 IEEE 30 system having 6 generators, but only 2 are utilized due to this generator under stress and it leads to increase loss and fuel cost. So IEEE 30 bus system is modified and to reduce the stress on generators, generator reschedule is required and it is achieved by the objective function.

In order to get the optimal generation values for the generators to meet the required demand. An objective function is developed. In the below analysis ML tool is used to find severity of line leads to the location of compensation and for optimal generator values PSO is utilized.

Particle swarm optimization (PSO). Many fields benefit from PSO's unique properties. PSO optimizes complex problems using collective intelligence. PSO finds optimal or near-optimal solutions using swarm particle communication and exploration. High-dimensional PSO outperforms traditional optimization methods. It solves complex problems efficiently. Also, PSO's iterative nature lets it adapt to changing environments. By adapting, PSO exploits search space. Finally, PSO is simple, its efficacy and simplicity make it popular across disciplines. So, PSO inspired efficient optimization algorithms and hybrid methods for complex problems [14, 15]. Figure 6 shows the block diagram shows the utilization of ML tool in combination with PSO to get minimum fuel cost with optimum generators values.

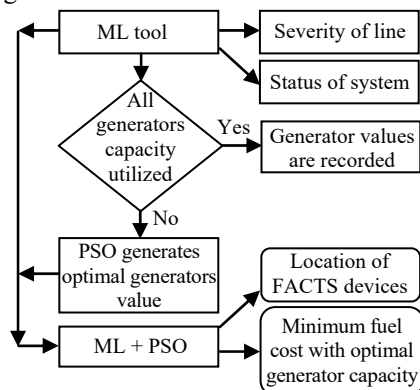


Fig. 6. Block diagram of ML+PSO

Objective function. The novel method mitigates the IEEE 30 bus severity index, power outages, capital costs, fuel use, and voltage changes. The PSO method is used to determine optimal generator values for the minimum fuel cost and dimensions of FACTS hardware. Here, we can see the objective function:

$$F = \min(F_1 + F_2 + F_3), \quad (16)$$

where F is the objective function; F_1, F_2, F_3 are the corresponding iterations. This objective function is implemented using PSO algorithm along with ML algorithms.

Optimization of real power loss. At this point, we've reached a point where our active power loss is as small as it can get. Effectively depicting the preliminary objective function, (17) shows how to significantly reduce the actual power loss in transmission lines:

$$F_1 = P_{Loss} = \sum_{k=1, j \neq i}^n G_{kj} [V_k^2 + V_j^2 - 2V_k V_j \cos(\delta_k - \delta_j)], \quad (17)$$

where P_{Loss} is the actual power loss; n is the number of transmission lines; G_{kj} is bus k and j 's conductance; V_k and V_j are their voltages; δ_k and δ_j are their angles.

Capital expenditures for FACTS devices. Here, the capital expenditure (\$/h) for UPFC and IPFC are analyzed as:

$$F_3 = Cost_{UPFC} + Cost_{IPFC}, \quad (18)$$

where: $Cost_{UPFC} = 0.0003 \cdot s^2 - 0.26911 \cdot s + 188.22$;

$Cost_{IPFC} = Cost_{IPFCA} + Cost_{IPFCB}$;

$Cost_{IPFCA} = 0.00015 \cdot s_i^2 - 0.0134 \cdot s_i + 94.11$;

$Cost_{IPFCB} = 0.00015 \cdot s_j^2 - 0.0134 \cdot s_j + 94.11$;

$s = |Q_2| - |Q_1|$; $s_i = |Q_{i2}| - |Q_{i1}|$; $s_j = |Q_{j2}| - |Q_{j1}|$.

After the FACTS have been configured in MVAR, the reactive power flow in the line is represented by Q_2 , whereas it was represented by Q_1 beforehand. The reactive power flow down the line is represented by Q_{i1} and Q_{i2} , and the cost function S_{ij} of the converters linked to buses i and j is shown in [10, 13, 16].

Cost reduction of fuel. Reduced fuel costs in the generator have finally been realized. The cost of fuel for the generator can be thought of as the quadratic of the sum of the costs involved in using fuel functions that are themselves convex. Equation (19) depicts the generators' quadratic fuel cost function:

$$F_4 = \min Cost \sum_{i=1}^{N_g} [a_i p_{gi}^2 + b_i p_{gi} + c_i p_{gi}], \quad (19)$$

where N_g is the total number of generators; i is the index of the bus; a_i, b_i and c_i are the i^{th} generator's fuel cost coefficients; p_{gi} is its maximum active power output.

Results and discussion. This study demonstrates the modified IEEE 30 bus system under varying loads and failure scenarios. Figure 7 shows the voltages profiles with soft computing techniques.

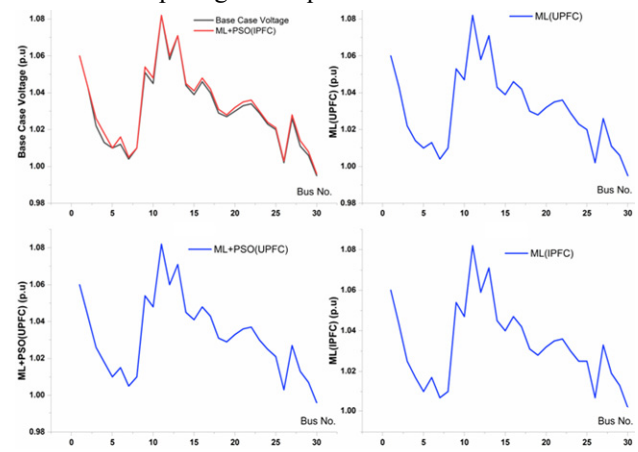


Fig. 7. Voltage profiles of modified IEEE 30 system

Figure 8 shows the active power transfer enhancement along with total system losses for ML and ML combined with PSO.

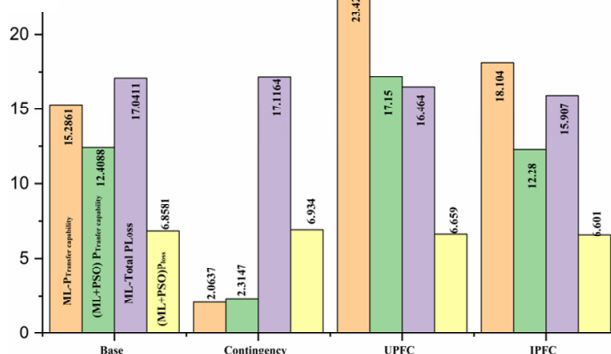


Fig. 8. Enhancement of active power and total system losses with soft computing techniques of modified IEEE 30 system

Figure 9 shows the total generator capacity based on demand along with fuel cost using ML and ML+PSO with 100% loading.

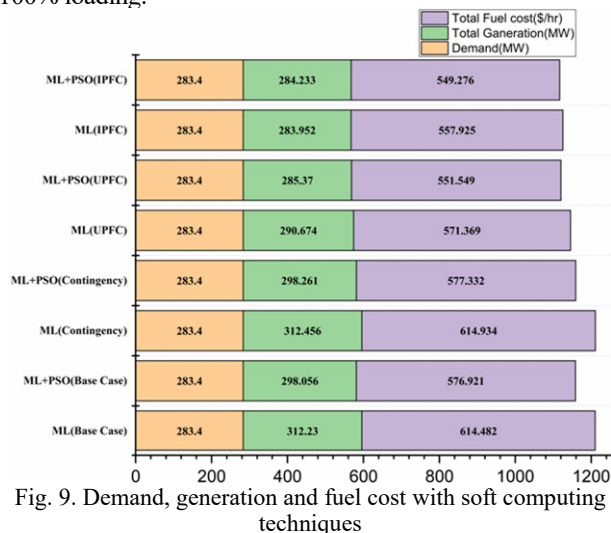


Fig. 9. Demand, generation and fuel cost with soft computing techniques

Conclusion. Hence mathematical analysis of ZIP load modeling and contingency analysis along with economic analysis is carried out for IEEE 30 and modified IEEE 30 test system in the view of the single line outage and overloading. The effective way of finding the critical lines during the faulted condition using hybrid lines stability ranking index. An objective function is developed to find the cost of devices with minimum fuel cost by optimal location of flexible AC transmission system devices (unified and interline power flow controllers) using particle swarm optimization algorithms. Here compensation devices (unified and interline power flow controllers) are used to maintain the stable and secure.

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

REFERENCES

- Gamboa R.A., Aravind C.V., Chin C.A. Power System Network Contingency Studies. *2018 IEEE Student Conference on Research and Development (SCORED)*, 2018, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/SCORED.2018.8711362>.
- Venkatesh P., Visali N. Assessment of Power System Security Using Contingency Analysis. *International Journal of Control and Automation*, 2019, vol. 12, no. 5, pp. 25-32. doi: <https://doi.org/10.33832/ijca.2019.12.5.03>.

How to cite this article:

Venkatesh P., Visali N. Enhancing power system security using soft computing and machine learning. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 90-94. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.13>

- Venkateswaran J., Manohar P., Vinothini K., Shree B.T.M., Jayabarathi R. Contingency analysis of an IEEE 30 bus system. *2018 3rd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT)*, 2018, pp. 328-333. doi: <https://doi.org/10.1109/RTEICT42901.2018.9012509>.
- Biswas P.P., Arora P., Mallipeddi R., Suganthan P.N., Panigrahi B.K. Optimal placement and sizing of FACTS devices for optimal power flow in a wind power integrated electrical network. *Neural Computing and Applications*, 2021, vol. 33, no. 12, pp. 6753-6774. doi: <https://doi.org/10.1007/s00521-020-05453-x>.
- Srinivasan G., Mahesh Kumar Reddy V., Venkatesh P., Parimalasundar E. Reactive power optimization in distribution systems considering load levels for economic benefit maximization. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 83-89. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.12>.
- Nasser A., Adnan H. A Literature Review on the Unified Power Flow Controller UPFC. *International Journal of Computer Applications*, 2018, vol. 182, no. 12, pp. 23-29. doi: <https://doi.org/10.5120/ijca2018917775>.
- Asawa S., Al-Attayah S. Impact of FACTS device in electrical power system. *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, 2016, pp. 2488-2495. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEEOT.2016.7755141>.
- Alhejji A., Ebeed Hussein M., Kamel S., Alyami S. Optimal Power Flow Solution With an Embedded Center-Node Unified Power Flow Controller Using an Adaptive Grasshopper Optimization Algorithm. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 119020-119037. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2993762>.
- Mishra A., Kumar G.V.N. A risk of severity based scheme for optimal placement of interline power flow controller using composite index. *International Journal of Power and Energy Conversion*, 2017, vol. 8, no. 3, art. no. 257. doi: <https://doi.org/10.1504/IJPEC.2017.10003636>.
- Venkatesh P., Visali N. Machine Learning for Hybrid Line Stability Ranking Index in Polynomial Load Modeling under Contingency Conditions. *Intelligent Automation & Soft Computing*, 2023, vol. 37, no. 1, pp. 1001-1012. doi: <https://doi.org/10.32604/iasc.2023.036268>.
- Yari S., Khoshkhou H. Assessment of line stability indices in detection of voltage stability status. *2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*, 2017, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/EEEIC.2017.7977454>.
- Eladl A.A., Basha M.I., ElDesouky A.A. Multi-objective-based reactive power planning and voltage stability enhancement using FACTS and capacitor banks. *Electrical Engineering*, 2022, vol. 104, no. 5, pp. 3173-3196. doi: <https://doi.org/10.1007/s00202-022-01542-3>.
- Bhattacharyya B., Raj S. Swarm intelligence based algorithms for reactive power planning with Flexible AC transmission system devices. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2016, vol. 78, pp. 158-164. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2015.11.086>.
- Chorghade A., Kulkarni Deodhar V.A. FACTS Devices for Reactive Power Compensation and Power Flow Control – Recent Trends. *2020 International Conference on Industry 4.0 Technology (I4Tech)*, 2020, pp. 217-221. doi: <https://doi.org/10.1109/I4Tech48345.2020.9102640>.
- Goutham N.S., Mohd. Z.A. Ansari. Determination of Optimal Location of FACTS Devices for Power System Restoration Including Load Flow and Contingency Analysis. *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, 2017, vol. 5, no. 18.
- Venkatesh P., Visali N. Investigations on hybrid line stability ranking index with polynomial load modeling for power system security. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 71-76. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.10>.

Received 22.08.2022

Accepted 13.12.2022

Published 01.07.2023

Peruthambi Venkatesh¹, Research Scholar,
Nagalamadaka Visali¹, Professor,
¹ Department of Electrical & Electronics Engineering,
JNTUA College of Engineering (Autonomous) Ananthapuramu,
Ananthapuramu-515002, Andhra Pradesh, India,
e-mail: venkateshp.engg@gmail.com (Corresponding Author);
nvisali.eee@jntua.ac.in

Матеріали приймаються за адресою:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Кирпичева, 2, м. Харків, 61002, Україна

Електронні варіанти матеріалів по e-mail: a.m.grechko@gmail.com

Довідки за телефонами: +38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович

Передплатний індекс: 01216