

ISSN 2074-272X

**науково-практичний
журнал**

2025/5



ЕІЕ **Електротехніка і Електромеханіка**

Electrical Engineering

& Electromechanics

**Електричні машини та апарати
Електротехнічні комплекси та системи
Промислова електроніка
Техніка сильних електричних та магнітних полів,
інженерна електрофізика
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 в 2002 р.

Видання засновано і видається Національним технічним університетом «Харківський політехнічний інститут» (НТУ «ХПІ») та Інститутом енергетичних машин і систем ім. А.М. Підгорного НАН України (ІЕМС НАН України)

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

EDITORIAL BOARD

Sokol Ye.I.	Editor-in-Chief , Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute» (NTU «KhPI»), Ukraine
Bolyukh V.F.	Deputy Editor , Professor, 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 Power Machines and Systems of NAS of Ukraine (IEMS of NAS of Ukraine), Kharkiv, Ukraine
Abu-Siada A.	Professor, Curtin University, Perth, Australia
Babak V.P.	Professor, academician of NAS of Ukraine, General Energy Institute of NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine
Baltag O.	Professor, Grigore T. Popa University Medicine and Pharmacy, Romania
Baranov M.I.	Senior Researcher, NTU «KhPI», Ukraine
Batygin Yu.V.	Professor, Kharkiv National Automobile and Highway University, Ukraine
Bezprozvannykh G.V.	Professor, NTU «KhPI», Ukraine
Bíró O.	Professor, Institute for Fundamentals and Theory in Electrical Engineering, Graz, Austria
Boiko M.I.	Professor, NTU «KhPI», Ukraine
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, Kyiv, Ukraine
Colak I.	Professor, Nisantasi University, Istanbul, Turkey
Cruz S.	Professor, University of Coimbra, Portugal
Danylchenko D.O.	Associate Professor, NTU «KhPI», Ukraine
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.	Chief Researcher, General Energy Institute of NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine
Guerrero J.M.	Professor, Aalborg University, Denmark
Hammarström T.	Professor, Chalmers University of Technology, Sweden
Ida N.	Professor, The University of Akron, Ohio, USA
Izykowski J.	Professor, Wrocław 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
Kuznetsov B.I.	Professor, IEMS of NAS of Ukraine, Kharkiv, Ukraine
Kyrylenko O.V.	Professor, academician of NAS of Ukraine, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine
Malik O.P.	Professor, University Of Calgary, Canada
Maslov V.I.	Professor, National Science Center «Kharkiv Institute of Physics and Technology», Ukraine
Mikhaylov V.M.	Professor, NTU «KhPI», Ukraine
Miljavec D.	Professor, University of Ljubljana, Slovenia
Milykh V.I.	Professor, NTU «KhPI», Ukraine
Nacke B.	Professor, Gottfried Wilhelm Leibniz Universität, Institute of Electrotechnology, Hannover, Germany
Oleschuk V.	Professor, Institute of Power Engineering of Technical University of Moldova, Republic of Moldova
Petrushin V.S.	Professor, Odessa National Polytechnic University, Ukraine
Podoltsev A.D.	Senior Researcher, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine
Reutskiy S.Yu.	Senior Researcher, IEMS of NAS of Ukraine, Kharkiv, Ukraine
Rezinkina M.M.	Professor, NTU «KhPI», Ukraine
Rusanov A.V.	Professor, academician of NAS of Ukraine, IEMS of NAS of Ukraine, Kharkiv, Ukraine
Sikorski W.	Professor, Poznan University of Technology, Poland
Strzelecki R.	Professor, Gdansk University of Technology, Poland
Suemitsu W.	Professor, Universidade Federal Do Rio de Janeiro, Brazil
Trichet D.	Professor, Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique, France
Vaskovskiy Yu.M.	Professor, National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine
Vazquez N.	Professor, Tecnológico Nacional de México en Celaya, Mexico
Vinnikov D.	Professor, Tallinn University of Technology, Estonia
Yagup V.G.	Professor, Kharkiv National Automobile and Highway University, Ukraine
Yamnenko Yu.S.	Professor, National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine
Yatchev I.	Professor, Technical University of Sofia, Bulgaria
Zagirnyak M.V.	Professor, academician of NAS of Ukraine, Kremenchuk M.Ostrohradskiy National University, Ukraine
Zgraja J.	Professor, Lodz University of Technology, Poland
Grechko O.M.	Executive Managing Editor , Associate Professor, NTU «KhPI», Ukraine

Адреса редакції / Editorial office address:

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

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

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

ISSN (print) 2074-272X

© Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 2025

ISSN (online) 2309-3404

© Інститут енергетичних машин і систем ім. А.М. Підгорного НАН України, 2025

Підписано до друку 29.08.2025 р. Формат 60 × 90 %. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,75.

Наклад 50 прим. Зам. № 66/172-05-2025. Ціна договірна. Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

- Єгоров О.Б., Кунденко М.П., Єгорова О.Ю., Мардзявко В.А., Руденко А.Ю. Вплив конструкції обмотки статора синхронно-реактивного генератора на підвищення його енергоефективності..... 3

Електротехнічні комплекси та системи

- Hafaiedh H., Saoudi Y., Benamor A., Chrifi-Alaoui L. Wind farms integration into power system with improved location and stability problem solving..... 10
- Jeridi A., Moulahi M.H., Khaterchi H., Zaafouri A. Maximum power point tracking improving of photovoltaic systems based on hybrid triangulation topology aggregation optimizer and incremental conductance algorithm..... 17
- Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdai I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Optimization of combined active-passive electromagnetic shielding system for overhead power lines magnetic field normalization in residential building space 27
- Mehedi F., Bouyakoub I., Yousfi A., Taleb R., Reguieg Z. Improve of the direct torque control strategy applied to a multi-phase interior permanent magnet synchronous motor using a super twisting sliding mode algorithm 38
- Senani F., Rahab A., Benalla H. Performance evaluation and analysis by simulation for sliding mode control with speed regulation of permanent magnet synchronous motor drives in electric vehicles 43
- Zdiri S., Moulahi M., Messaoudi F., Zaafouri A. Takagi-Sugeno fuzzy model identification using improved multiswarm particle swarm optimization in solar photovoltaics 49

Промислова електроніка

- Ромашко В.Я., Батрак Л.М. Регульовальні характеристики імпульсного регулятора понижувального типу в режимах безперервного та переривчастого струму індуктивності 57

Техніка сильних електричних та магнітних полів, інженерна електрофізика

- Boiko M.I., Makogon A.V. Disinfectant treatment of liquids with high specific electrical conductivity by high-voltage nanosecond pulses with a subnanosecond front 62
- Христо О.І. Аналіз енергетичних характеристик транзисторного генератора імпульсів у процесі електроіскрового диспергування струмопровідних гранульованих середовищ 70

Електричні станції, мережі і системи

- Шевченко С.Ю., Данильченко Д.О., Ганус Р.О., Дривецький С.І., Березка С.К., Гречко О.М. Особливості проектування високовольтних повітряних ліній електропередавання в підземному колекторі 80

Ювілеї

- Болух Володимир Федорович (до 70-річчя з дня народження) 89

TABLE OF CONTENTS

Electrical Machines and Apparatus

- Igorov O.B., Kundenko M.P., Igorova O.Yu., Mardziavko V.A., Rudenko A.Yu. The influence of the design of the stator winding of a synchronous-reactive generator on increasing its energy efficiency..... 3

Electrotechnical Complexes and Systems

- Hafaiedh H., Saoudi Y., Benamor A., Chrifi-Alaoui L. Wind farms integration into power system with improved location and stability problem solving..... 10
- Jeridi A., Moulahi M.H., Khaterchi H., Zaafouri A. Maximum power point tracking improving of photovoltaic systems based on hybrid triangulation topology aggregation optimizer and incremental conductance algorithm..... 17
- Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdai I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Optimization of combined active-passive electromagnetic shielding system for overhead power lines magnetic field normalization in residential building space 27
- Mehedi F., Bouyakoub I., Yousfi A., Taleb R., Reguieg Z. Improve of the direct torque control strategy applied to a multi-phase interior permanent magnet synchronous motor using a super twisting sliding mode algorithm 38
- Senani F., Rahab A., Benalla H. Performance evaluation and analysis by simulation for sliding mode control with speed regulation of permanent magnet synchronous motor drives in electric vehicles 43
- Zdiri S., Moulahi M., Messaoudi F., Zaafouri A. Takagi-Sugeno fuzzy model identification using improved multiswarm particle swarm optimization in solar photovoltaics 49

Industrial Electronics

Romashko V.Y., Batrak L.M. Regulation characteristics of a step-down pulse regulator in continuous and discontinuous conduction mode..... 57

High Electric and Magnetic Fields Engineering, Engineering Electrophysics

Boiko M.I., Makogon A.V. Disinfectant treatment of liquids with high specific electrical conductivity by high-voltage nanosecond pulses with a subnanosecond front 62

Khrysto O.I. Analysis of energy characteristics of a transistor pulse generator in the process of electric spark dispersion of current-conductive granular media 70

Power Stations, Grids and Systems

Shevchenko S.Yu., Danylchenko D.O., Hanus R.O., Dryvetskyi S.I., Berezka S.K., Grechko O.M. Features of designing high-voltage overhead power lines in an underground collector..... 80

Anniversaries

Bolyukh V.F. (on the 70th anniversary of his birth)..... 89

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

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

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

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

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

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

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

Журнал «Електротехніка і Електромеханіка» з 2019 р. індексується у наукометричній базі даних Scopus, з 2005 р. – у Web of Science Core Collection: Emerging Sources Citation Index (ESCI), що рекомендовані МОН України. Також журнал представлений в Index Copernicus (ICV 2023: 112.75), і входить до баз даних EBSCO, ProQuest, GALE, DOAJ тощо.

Наукометричні показники журналу «Електротехніка і Електромеханіка»:

CiteScore 2024 – 3.4; H-індекс – 14, кuartиль – Q2; SJR 2024 – 0.350, SNIP 2024 – 0.74; IPP – 1.61.



Scopus



ULRICHSWEB™
GLOBAL SERIALS DIRECTORY



Research
Databases



DOAJ
DIRECTORY OF
OPEN ACCESS
JOURNALS



Clarivate
Analytics



GALE
CENGAGE Learning®



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

О.Б. Єгоров, М.П. Кунденко, О.Ю. Єгорова, В.А. Мардзявко, А.Ю. Руденко

Вплив конструкції обмотки статора синхронно-реактивного генератора на підвищення його енергоефективності

Вступ. Підвищення енергоефективності електричних генераторів є актуальною задачею для різних сфер енергетики, зокрема для автономних систем та транспорту. Синхронно-реактивні генератори (СРГ) завдяки простій конструкції, відсутності магнітів та механічних контактів, а також високій надійності набувають все більшого поширення. **Задача** даної роботи полягає у дослідженні впливу конструкції подвійної обмотки статора СРГ на його енергетичні характеристики, визначенні оптимальних параметрів взаємного розташування обмоток та розробці рекомендацій для підвищення ефективності генератора.

Мета. Аналіз впливу конструкції подвійної обмотки статора СРГ на вихідні енергетичні характеристики та визначення рекомендацій при проектуванні такого типу електричних машин. **Методологія.** Аналіз проводився за допомогою чисельного моделювання методом скінченних елементів у середовищі ANSYS Maxwell. Розглянуто різні варіанти взаємного розташування головної та збуджуючої обмоток у статорі генератора. **Результати.** Досліджено вплив одношарової та двошарової конструкції обмотки на вихідні характеристики генератора. Встановлено, що двошарове розташування з фазовим зміщенням на 2 пази забезпечує мінімальні пульсації крутного моменту, покращує стабільність роботи генератора та сприяє підвищенню ККД до 92,5 %. **Наукова новизна.** Вперше детально досліджено вплив фазового зміщення обмоток на електромагнітні процеси в СРГ, що дозволяє оптимізувати його конструкцію та покращити експлуатаційні показники. **Практична значимість.** Результати можуть бути використані при проектуванні нових генераторів з покращеними характеристиками для застосування у вітроенергетиці, дизельних генераторних установках та автономних електричних системах. Бібл. 19, табл. 1, рис. 12.

Ключові слова: синхронно-реактивний генератор, обмотка, ротор, частота обертання, обертовий момент, енергоефективність.

Вступ. В даний час зростає потреба у створенні енергоефективних електричних генераторів змінної напруги. Вони широко застосовуються в багатьох енергетичних пристроях та об'єктах, таких як вітроелектричні станції, дизельні електрогенератори, як джерела електроенергії в залізничному, авіаційному та автомобільному транспорті [1].

Найбільшого поширення набули генератори з самозбуджувальною системою, а саме синхронні генератори з постійними магнітами, асинхронні генератори з подвійним живленням і фазним ротором, асинхронні генератори з конденсаторами збудження, синхронні генератори з обмотками збудження на якорі.

Синхронні генератори з постійними магнітами мають більш високу ефективність, більш високу щільність потужності, що не вимагає додаткового джерела живлення для збудження магнітного поля і більш високу надійність через відсутність механічних компонентів, таких як вугільні щітки та контактні кільця [2] і включає рідкоземельні магнітні матеріали, а саме неодим-залізо-бор (NdFeB). Останнім часом збільшений попит на електромобілі призвів до різкого збільшення попиту та вартості таких магнітів [3].

Асинхронні генератори з подвійним живленням і фазним ротором мають непогані енергетичні характеристики, проте наявність механічного щіткового контакту для подачі збудження на обмотку ротора знижує їх експлуатаційні характеристики [4].

Генератори з конденсаторами збудження мають переваги в порівнянні з традиційним генераторами змінного струму, які полягає в тому, що в їх конструкції відсутні щіткові контактні системи, а також у простоті конструкції самої машини [5]. Однак робота цих генераторів відрізняється крайньою нестійкістю, залежністю напруги, що індукуються, від значення підключеного навантаження і частоти обертання ротора генератора.

Синхронні генератори з обмотками збудження на якорі є на сьогоднішній день найбільш дослідженими електричними машинами. Вони мають гарні регулю-

вальні та зовнішні характеристики. Однак основним недоліком є механічний щітковий контакт для живлення обмотки збудження.

Синхронно-реактивний генератор (СРГ) з подвійною обмоткою на статорі є перспективним джерелом електроенергії, здатним ефективно працювати у багатьох енергетичних об'єктах та системах.

Мета роботи – аналіз впливу конструкції подвійної обмотки статора СРГ на вихідні енергетичні характеристики та визначення рекомендацій при проектуванні такого типу електричних машин.

Огляд літератури. СРГ в останні роки становить велику конкуренцію синхронним генераторам з постійними магнітами і асинхронним генераторам завдяки своїй надійності, простій конструкції ротора, відсутності втрат в обмотці ротора, відсутності магнітів (тим самим усуваючи проблему розмагнічування), меншою вартістю [6]. Дослідженню СРГ присвячено численні наукові роботи. У [7] наведено результати досліджень СРГ з подвійною обмоткою статора з різними варіантами повітряних бар'єрів у роторі. Показано, що застосування СРГ із сердечником щільного ротора дозволяє індукувати напругу холостого ходу на 10 % вище, ніж для СРГ із ротором звичайних повітряних бар'єрів. У [8] повідомляється про роботу СРГ з послідовним і шунтуючим з'єднанням і його впливом на перехідні процеси в генераторі.

Роботи [9, 10] представляють результати досліджень вібраційних характеристик синхронно-реактивних машин залежно від конструкції повітряних бар'єрів ротора. В [11–13] проведено динамічний і аналіз продуктивності трифазного СРГ для перевірки роботи генератора в різних умовах навантаження. Представлені залежності вихідної напруги та потужності генератора від струму збудження, що подається в обмотку, розташовану на статорі. Робота [14] представляє результати аналізу методом скінченних елементів для визначення продуктивності генератора в залежності від його конструкції. Моделювання впли-

ву електромагнітного поля на елементи конструкцій також розглянуто в [15].

Проведений аналіз літературних джерел свідчить про те, що інтерес до СРГ є значним, але залишаються питання, щодо впливу конструкції обмотки статора та взаємовпливу робочої обмотки та обмотки збудження на його енергетичні характеристики. Тому саме цьому питанню присвячено дослідження, результати якого представлені в даній роботі.

Виклад основного матеріалу. Аналітичні та умовно-аналітичні залежності, які використовуються при проектуванні та оцінці робочих властивостей електричної машини на основі її електричних параметрів (опору, індуктивності) та змінних (напруг, струмів), мають достатню збіжність результатів розрахунків та випробувань. В даний час при проектуванні СРГ великого поширення набули також способи визначення оптимальної конструкції та енергетичних параметрів з використанням розрахунку поля методом скінченних елементів [12, 16]. Зокрема, дослідження з використанням мультисфероїдальних моделей подано у [17]. При моделюванні СРГ у фіксованій системі координат виникають труднощі з урахуванням зміни параметрів (індуктивності) фаз статора при обертанні ротора.

Для отримання найбільш прийняттого результату рівняння синхронних машин краще розглядати у системі d - q координат, що обертається разом із ротором [18]. Вісь d – вісь найбільшої провідності магнітного ротора (магнітна вісь ротора), вісь q – вісь найменшої провідності ротора (рис. 1).

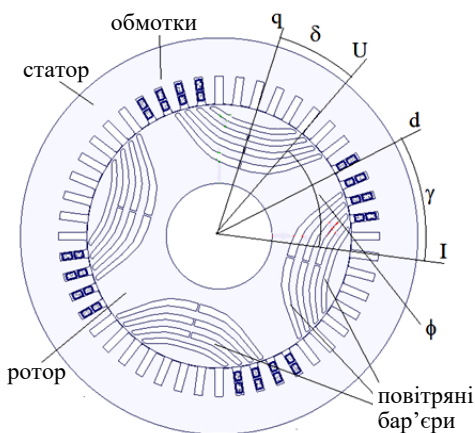


Рис. 1. Визначення співвідношення між кутами ϕ , δ , γ

При записі рівнянь встановленого режиму СРГ необхідно визначити коефіцієнт електричного навантаження, який повинен визначати зовнішній обертовий момент, наприклад, від вітрогенератора або дизельного двигуна внутрішнього згоряння. Як коефіцієнт навантаження використовується кут δ або кут γ . Баланс фазових кутів генератора можна представити як:

$$\phi = \pi/2 - \delta + \gamma, \quad (1)$$

де ϕ – фазовий кут між векторами струму та напруги; δ – фазовий кут між віссю q та вектором напруги; γ – фазовий кут між віссю d та вектором струму.

Енергетичні параметри СРГ залежать від значення кута γ . Збільшення електричного навантаження, яке підключається до обмотки статора генератора, призводить до зростання значення цього кута.

В [6] розглядався вплив фазового кута між магнітною віссю ротора та вектором струму обмотки статора на характеристики синхронного реактивного двигуна. Так як синхронно-реактивна машина є оборотною машиною, то і при роботі її в режимі генератора можна говорити про залежність параметрів генератора від кута γ . У номінальному режимі роботи двигуна рівняння поздовжньої та поперечної напруг мають вигляд:

$$\dot{U}_d = (r + jx)i_d + jL_q\omega i_q; \quad (2)$$

$$\dot{U}_q = (r + jx)i_q + jL_d\omega i_d, \quad (3)$$

де L_d , L_q – повні індуктивності статора за осями d і q ; i_d , i_q – струми обмотки статора за осями d і q ; r – активний опір фази статора; x – реактивний опір розсіювання фаз статора; ω – кутова частота обертання валу генератора.

У режимі роботи рівняння електричної рівноваги на синхронній частоті для однієї фази статора СРГ можна записати у вигляді:

$$\dot{U} = I(r + jx) + jI_d x_d + jI_q x_q. \quad (4)$$

Залежність поздовжнього та поперечного опорів від індуктивностей L_d та L_q можна виразити так:

$$x_d = 2\pi f L_d; \quad (5)$$

$$x_q = 2\pi f L_q. \quad (6)$$

Струми поздовжньої та поперечної складових обмотки генератора можна знайти як:

$$I_d = \frac{U_i}{x_d} \cos \delta; \quad (7)$$

$$I_q = \frac{U_i}{x_q} \cos \delta. \quad (8)$$

Вираз для струму статора можна записати [6] як:

$$i = \frac{U_i}{r + j(x + x_d)} + \frac{U_i}{\frac{r_\gamma}{\tan \gamma} + jx_\gamma}. \quad (9)$$

Змінні значення кута γ можна змоделювати, обертаючи ротор відносно статора при постійному значенні навантаження на обмотці статора у фіксованій системі координат, що відповідає постійній амплітуді фазного струму. При цьому в стаціонарній системі координат напрямки і значення вектору МРС статора залишаються незмінними, а положення осі d зміниться. Це було покладено в основу досліджень СРГ з різними варіантами конструкцій та взаєморозташуванням робочої обмотки та обмотки збудження статора.

Дослідження проводилися при проектуванні СРГ потужністю 160 кВт із частотою обертання ротора 1500 об/хв та лінійною напругою на виході 380 В для дизельної генераторної установки. Дизельний двигун, що передбачається використовувати зі СРГ, розвиває обертовий момент 1100 Н·м, при частоті обертання валу 1500 об/хв. Механічна вихідна потужність з дизельного двигуна буде складати 172,8 кВт. Тому корисна електрична потужність генератора з урахуванням втрат буде дорівнювати ≈ 160 кВт. Зовнішній діаметр статора становить 450 мм, ротору – 299 мм, довжина пакетів статора та ротору – 265 мм. Незмінними залишалися геометрія повітряних бар'єрів ротора та електричне симетричне навантаження на фазах головної обмотки, яке мало суто активний характер.

Це дозволило провести порівняльну оцінку варіантів та вибрати, на думку авторів, найбільш оптимальний за ККД та динамічними характеристиками генератор. Звичайно, розміри повітряних бар'єрів ротору, геометрія ротора та статора, матеріали статора чи ротора впливають на характеристики СРГ, але мета цього дослідження саме визначити вплив обмоток статора та їх розташування на вихідні характеристики. Тому досліджувалися СРГ з однаковою геометрією статора, ротору і незмінними матеріалами магнітопроводів.

У першому випадку розглядалася конструкція СРГ з рівним розподілом головної обмотки та обмотки збудження у 48 пазах статора (рис. 2).

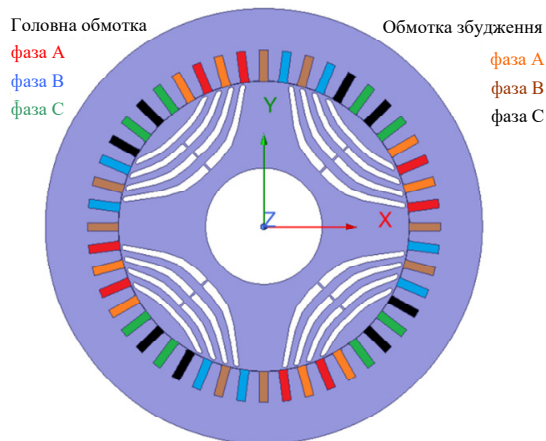


Рис. 2. Одношарове розташування головної та збуджуючої обмотки статора СРГ

Моделювання та результати. Як було зазначено вище, змінюючи кут γ , тобто повертаючи ротор відносно статора, можна змоделювати зміну режиму роботи СРГ при постійних значеннях навантаження і збудження. Результати цього дослідження показані на рис. 3.

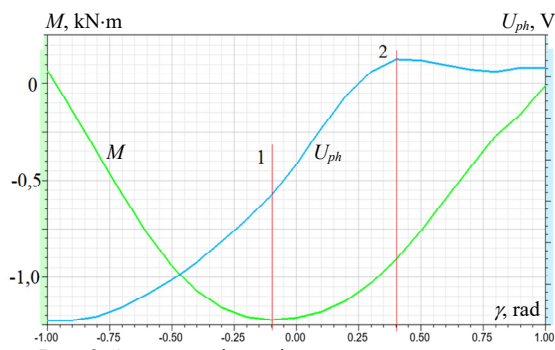


Рис. 3. Залежності зовнішнього крутного моменту та вихідної фазної напруги від кута γ

Лінії 1 та 2 показують значення кута γ для максимального значення крутного моменту (а, отже, для максимальної вхідної потужності генератора) і для максимального значення вихідної напруги. Видно, що значення цих максимумів не збігаються, що знижує характеристики генератора.

На рис. 4 показано розподіл індукції в магнітопроводі при одношаровому розташуванні головної та збуджуючої обмоток статора. Значення індукції в зубцевих зонах статора становить 2 Тл, що приводить до підвищення втрат в магнітопроводі. Подібний аналіз розподілу струмів в обмотці представлено в [19].

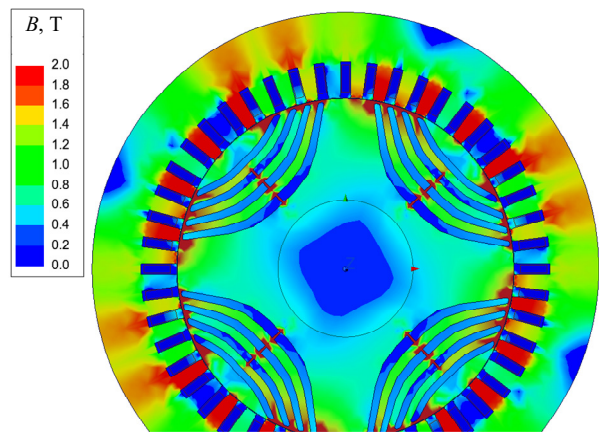


Рис. 4. Розподіл індукції в магнітопроводі при одношаровому розташуванні головної та збуджуючої обмоток статора СРГ

На рис. 5 наведено графіки крутного моменту СРГ та вихідної фазної напруги.

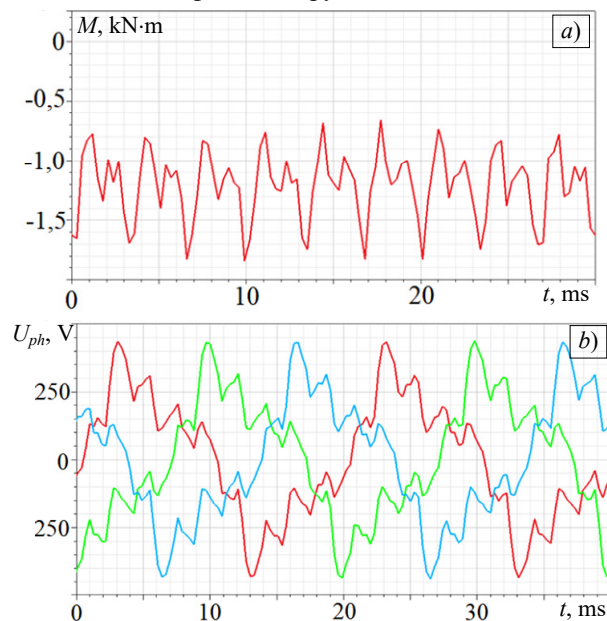


Рис. 5. Крутний момент (а) та вихідна фазна напруга (б)

Знак «-» моменту вказує на те, що він є зовнішнім моментом від дизельного двигуна, що обертає ротор генератора. Можна спостерігати великі пульсації моменту, які говорять про значну зміну індуктивностей статора за осями d і q при обертанні ротора.

Підшипники механічної системи генератора будуть відчувати великі пульсуючі навантаження, що позначиться на їх працездатності. Діюче значення вихідної фазної напруги становить 222 В, що відповідає 385 В лінійної напруги при електричному навантаженні 158 кВт. ККД генератора з такою обмоткою статора склав 91,2 %.

Розглянуто варіант двошарової обмотки статора (рис. 6). Двошарові обмотки в якості обмоток статора в сучасному виробництві електричних двигунів великої потужності використовуються дуже широко та процес їх виготовлення технологічно вдосконалений.

Ближче до зовнішнього діаметру статора розташовується головна трифазна обмотка, ближче до поверхні ротора – обмотка збудження. Проведено дослідження чотирьох варіантів взаємного розташування

фаз головної та збуджуючої обмоток при їх двошаровому розташуванні (рис. 7,а-d).

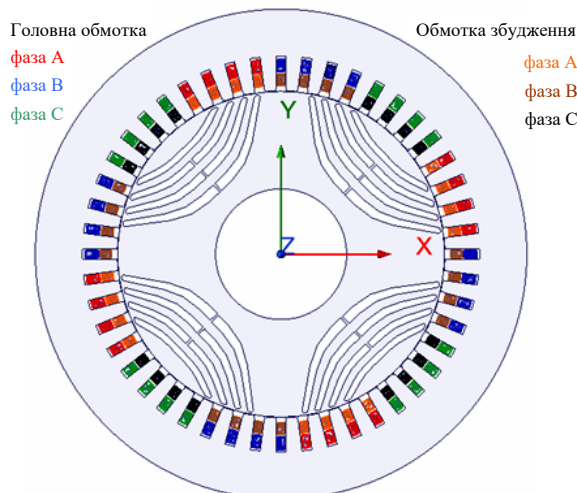


Рис. 6. Двошарове розташування головної та збуджуючої обмоток статора СРГ

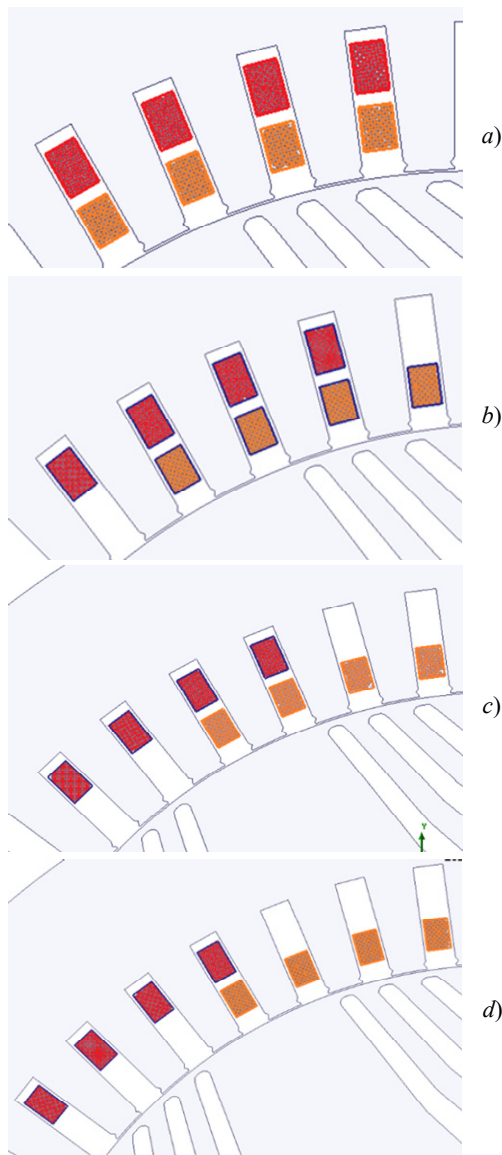


Рис. 7. Варіанти взаємного розташування фаз головної та збуджуючої обмоток статора СРГ: а) без зміщення фаз; б) зміщення на 1 паз; в) зміщення на 2 пази; г) зміщення на 3 пази

Результати досліджень характеристик СРГ із двошаровим розташуванням обмоток статора наведені на рис. 8,а-d.

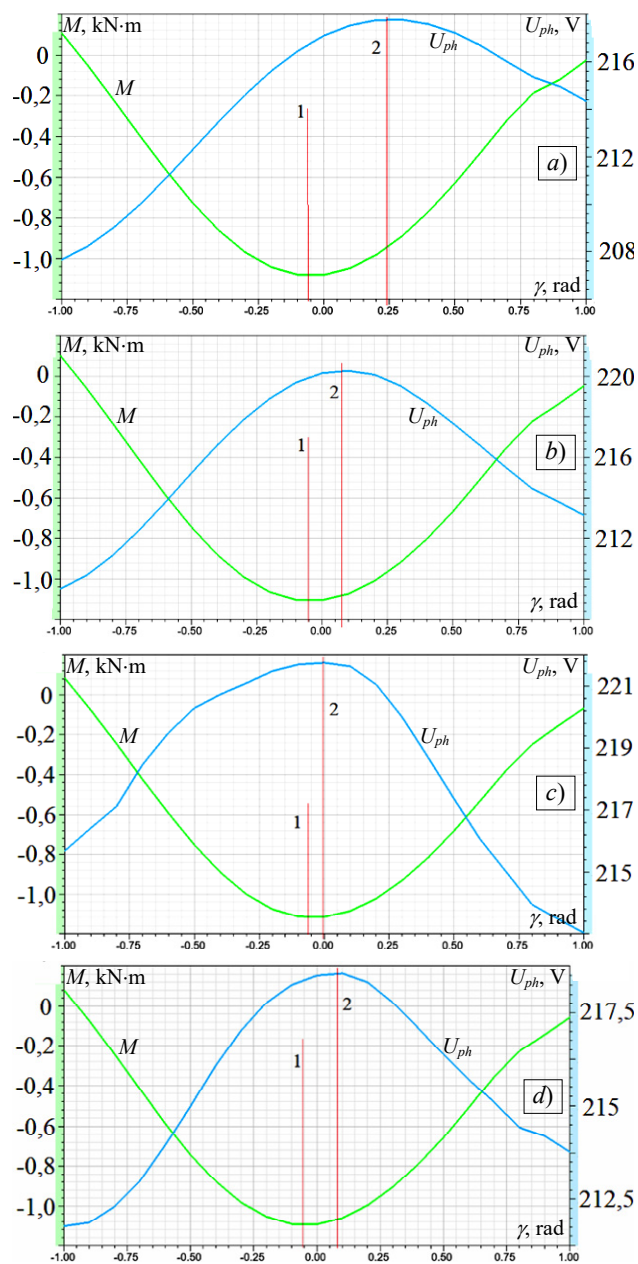


Рис. 8. Залежності зовнішнього крутного моменту та вихідної фазної напруги від кута γ при різних взаємних розташуваннях обмоток: а) без зміщення фаз; б) зміщення на 1 паз; в) зміщення на 2 пази; г) зміщення на 3 пази

СРГ зі зміщенням фаз головної і збуджуючої обмоток на 2 пази практично має збіг максимуму напруги, що індуктується, і крутного моменту за кутом γ (рис. 8,в). При такому виконанні обмоток статора також спостерігається найбільша фазна напруга на виході генератора (221,7 В) порівняно з іншими варіантами.

Розподіл індукції в магнітопроводі при зміщенні фаз головної і збуджуючої обмоток на 2 пази наведено на рис. 9.

Зниження індукції в зубцевих зонах та ярмі статора у порівнянні з варіантом одношарової обмотки дає зниження втрат в магнітопроводі на 24 % (рис. 10).

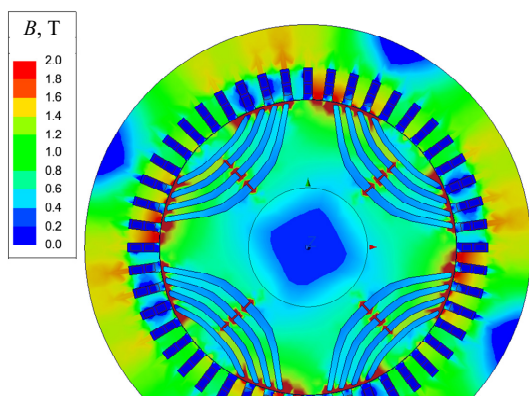


Рис. 9. Розподіл індукції в магнітопроводі при зміщенні фаз головної і збуджуючої обмоток на 2 пази

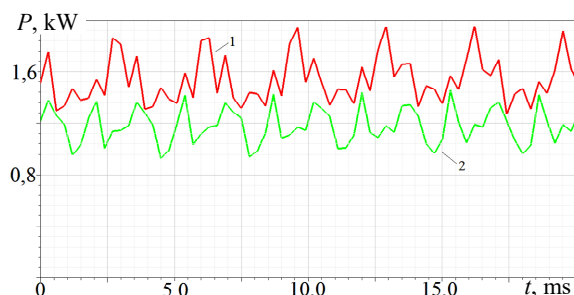


Рис. 10. Втрати в магнітопроводі статора при одношаровій обмотці статора (1) та при двошаровій обмотці при зміщенні фаз головної і збуджуючої обмоток на 2 пази (2)

Проведені дослідження крутного моменту на роторі СРГ та форми вихідної напруги для найкращого варіанта двошарового виконання обмоток статора показують зниження пульсацій порівняно з одношаровою конструкцією (рис. 11).

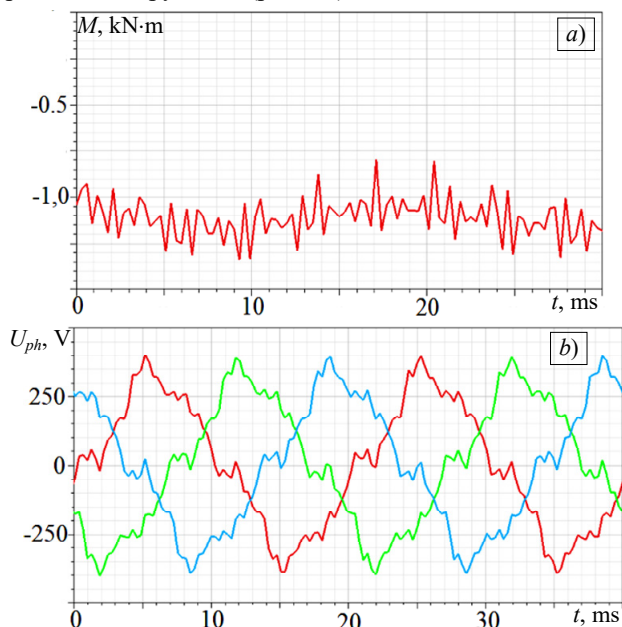


Рис. 11. Крутний момент (a) і вихідна фазна напруга (b) для СРГ з двошаровим розташуванням головної та збуджуючої обмоток та взаємним зміщенням на 2 пази

Для порівняння коливань моменту СРГ з одношаровою обмоткою статора та з двошаровою обмоткою при зміщенні фаз головної і збуджуючої обмоток на 2 пази створені спектрограми з визначенням амплітуд в діапазоні частот 0 – 1 кГц (рис. 12).



Рис. 12. Спектрограми моменту при одношаровій обмотці статора (a) та при двошаровій обмотці при зміщенні фаз головної і збуджуючої обмоток на 2 пази (b)

Порівняння спектрограм СРГ з одношаровою обмоткою та двошаровою обмоткою статора показали зниження амплітуди на частоті 100 Гц на 26 %; для частоти 150 Гц – на 14 %. Для обох варіантів на частоті 300 Гц спостерігається різке збільшення амплітуди, але для СРГ з двошаровою обмоткою амплітуда менша на 53 % ніж для варіанту СРГ з одношаровою обмоткою. Зниження пульсацій моменту позитивно позначиться на працездатності підшипникових вузлів, призведе до зниження вібрацій під час роботи СРГ.

Результати визначення втрат та ККД для обраного варіанту СРГ з двошаровою обмоткою статора при зміщенні фаз на 2 пази наведено у табл. 1.

Таблиця 1

Втрати та ККД СРГ з двошаровою обмоткою статора при зміщенні фаз на 2 пази

№	Параметр	Значення
1	Електричні втрати в обмотках статора, Вт	7152
2	Втрати в сталі магнітопроводу, Вт	1621
3	Механічні втрати, Вт	2600
4	Додаткові втрати, Вт	1600
5	Сума втрат, Вт	12973
6	ККД, %	92,5

Висновки. Проведені дослідження СРГ з головною та збуджуючими обмотками статора показали, що є значна залежність характеристик від конструктивного виконання цих обмоток. Розглянутий варіант з одношаровим розташуванням обох обмоток в пазах статора характеризується тим, що мають місце великі пульсації моменту (з амплітудою 0,6 кН·м) та менший, ніж у інших розглянутих варіантах, ККД.

Двошарове розташування головної та збуджуючої обмоток статора показало найкращі результати при аналізі СРГ. Однак дослідження встановили, що і взаємне розташування фаз головної та збуджуючої обмоток має значний вплив на параметри СРГ. Результати розрахункових експериментів визначили найкращий варіант виконання двошарової обмотки СРГ, а саме зі зміщенням фаз на 2 пази один одного. Це дає значне зниження коливань моменту та підвищення енергетичних характеристик СРГ та дозволяє

отримати високе ККД (92,5 %) при корисній електричній потужності 160 кВт на виході СРГ.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Мазуренко Л.І., Джура О.В., Попович О.М., Гребеніков В.В., Головань І. В. Електричні генератори і двигуни змінного струму. Електромеханотронні перетворювачі енергії. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*, 2013, № 35, С. 58-66.
2. Choe Wei Chang C., Jian Ding T., Jian Ping T., Chia Chao K., Bhuiyan M.A.S. Getting more from the wind: Recent advancements and challenges in generators development for wind turbines. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 2022, vol. 53, art. no. 102731. doi: <https://doi.org/10.1016/j.seta.2022.102731>.
3. Wang H., Lamichhane T.N., Paranthaman M.P. Review of additive manufacturing of permanent magnets for electrical machines: A prospective on wind turbine. *Materials Today Physics*, 2022, vol. 24, art. no. 100675. doi: <https://doi.org/10.1016/j.mtphys.2022.100675>.
4. Tezcan M.M., Ayaz M. Performance analysis of aluminium wound double fed induction generator for cost-efficient wind energy conversion systems. *Engineering Research Express*, 2023, vol. 5, no. 4, art. no. 045037. doi: <https://doi.org/10.1088/2631-8695/ad061b>.
5. Zachepa I., Zachepa N., Khrebtova O., Serhiienko I., Shokarov D., Mykhalchenko G. Guaranteed and Reliable Excitation of Asynchronous Generator Coupled to Shaft of Vehicle. *2021 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, 2021, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/MEES52427.2021.9598649>.
6. Iegorov O., Iegorova O., Kundenko M., Andriy M. The Influence of the Phase Angle Between the Rotor Magnetic Axis and the Stator Winding Current Vector on the Synchronous Reluctance Motor Efficiency. *2019 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, 2019, pp. 62-65. doi: <https://doi.org/10.1109/MEES.2019.8896480>.
7. Adjei-Frimpong S., Muteba M. Performance Analysis of a Synchronous Reluctance Generator with a Slitted-Rotor Core for Off-Grid Wind Power Generation. *Electricity*, 2025, vol. 6, no. 1, art. no. 2. doi: <https://doi.org/10.3390/electricity6010002>.
8. Livutse Amuhaya L., Simon Obe E., Murtala Zungeru A., Ijeoma Obe P. Performance of Synchronous Reluctance Generators with Series and Shunt Stator Connections. *International Journal of Electrical and Computer Engineering Systems*, 2023, vol. 14, no. 5, pp. 589-592. doi: <https://doi.org/10.32985/ijeces.14.5.10>.
9. Iegorov O., Iegorova O., Kundenko M., Potryvaieva N. Ripple Torque Synchronous Reluctance Motor with Different Rotor Designs. *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, 2020, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240820>.
10. Enemor C.G., Idoniboyeobu D.C., Braide S.L. Performance Analysis of Synchronous Reluctance Generator. *International Journal for Research in Applied Science and Engineering Technology*, 2022, vol. 10, no. 5, pp. 765-774. doi: <https://doi.org/10.22214/ijraset.2022.41501>.
11. Štumberger B., Igrc D., Chowdhury A., Hadžiselimovic M. Design of synchronous reluctance generator with dual stator windings and anisotropic rotor with flux barriers. *Przeglad Elektrotechniczny*, 2012, vol. 88, no. 12 B, pp. 16-19.
12. Cupertino F., Pellegrino G., Gerada C. Design of Synchronous Reluctance Motors With Multiobjective Optimization Algorithms. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014, vol. 50, no. 6, pp. 3617-3627. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2014.2312540>.
13. Iegorov O., Iegorova O. Influence of the geometric parameters of a synchronous reluctance motor rotor on its energy characteris-

tics. *Bulletin of the Kharkiv National Technical University of Agriculture named after Peter Vasylenko*, 2019, vol. 161, pp. 99-101.

14. Cui J. Optimal control of maximum torque current ratio for synchronous reluctance motor based on virtual signal injection algorithm. *Archives of Electrical Engineering*, 2024, vol. 73, no. 2, pp. 451-466. doi: <https://doi.org/10.24425/ae.2024.149926>.
15. Lavinsky D.V., Zaitsev Y.I. Computational studies of electromagnetic field propagation and deforming of structural elements for a thin-walled curved workpiece and an inductor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 55-60. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.08>.
16. Mynar Z., Vaclavek P., Blaha P. Synchronous Reluctance Motor Parameter and State Estimation Using Extended Kalman Filter and Current Derivative Measurement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, vol. 68, no. 3, pp. 1972-1981. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.2973897>.
17. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdii I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Method for reduction of magnetic field of uncertain extended technical objects based on their multispheroidal model and compensating magnetic dipoles. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 48-58. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.07>.
18. Kuznetsov B.I., Kutsenko A.S., Nikitina T.B., Bovdii I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V. Method for prediction magnetic silencing of uncertain energy-saturated extended technical objects in prolate spheroidal coordinate system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 6, pp. 57-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.6.08>.
19. Milykh V.I. Numerical-field analysis of differential leakage reactance of stator winding in three-phase induction motors. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 7-18. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.02>.

REFERENCES

1. Mazurenko L.I., Dzhura O.V., Popovych O.M., Hrebenikov V.V., Holovan I.V. Electric generators and AC motors. Electromechatronic energy converters. *Proceedings of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine*, 2013, no. 35, pp. 58-66. (Ukr).
2. Choe Wei Chang C., Jian Ding T., Jian Ping T., Chia Chao K., Bhuiyan M.A.S. Getting more from the wind: Recent advancements and challenges in generators development for wind turbines. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 2022, vol. 53, art. no. 102731. doi: <https://doi.org/10.1016/j.seta.2022.102731>.
3. Wang H., Lamichhane T.N., Paranthaman M.P. Review of additive manufacturing of permanent magnets for electrical machines: A prospective on wind turbine. *Materials Today Physics*, 2022, vol. 24, art. no. 100675. doi: <https://doi.org/10.1016/j.mtphys.2022.100675>.
4. Tezcan M.M., Ayaz M. Performance analysis of aluminium wound double fed induction generator for cost-efficient wind energy conversion systems. *Engineering Research Express*, 2023, vol. 5, no. 4, art. no. 045037. doi: <https://doi.org/10.1088/2631-8695/ad061b>.
5. Zachepa I., Zachepa N., Khrebtova O., Serhiienko I., Shokarov D., Mykhalchenko G. Guaranteed and Reliable Excitation of Asynchronous Generator Coupled to Shaft of Vehicle. *2021 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, 2021, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/MEES52427.2021.9598649>.
6. Iegorov O., Iegorova O., Kundenko M., Andriy M. The Influence of the Phase Angle Between the Rotor Magnetic Axis and the Stator Winding Current Vector on the Synchronous Reluctance Motor Efficiency. *2019 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, 2019, pp. 62-65. doi: <https://doi.org/10.1109/MEES.2019.8896480>.
7. Adjei-Frimpong S., Muteba M. Performance Analysis of a Synchronous Reluctance Generator with a Slitted-Rotor Core for

- Off-Grid Wind Power Generation. *Electricity*, 2025, vol. 6, no. 1, art. no. 2. doi: <https://doi.org/10.3390/electricity6010002>.
8. Livutse Amuhaya L., Simon Obe E., Murtala Zungeru A., Ijeoma Obe P. Performance of Synchronous Reluctance Generators with Series and Shunt Stator Connections. *International Journal of Electrical and Computer Engineering Systems*, 2023, vol. 14, no. 5, pp. 589-592. doi: <https://doi.org/10.32985/ijeces.14.5.10>.
9. Iegorov O., Iegorova O., Kundenko M., Potryvaieva N. Ripple Torque Synchronous Reluctance Motor with Different Rotor Designs. *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, 2020, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240820>.
10. Enemor C.G., Idoniboyeobu D.C., Braide S.L. Performance Analysis of Synchronous Reluctance Generator. *International Journal for Research in Applied Science and Engineering Technology*, 2022, vol. 10, no. 5, pp. 765-774. doi: <https://doi.org/10.22214/ijraset.2022.41501>.
11. Štumberger B., Igrc D., Chowdhury A., Hadžiselimovic M. Design of synchronous reluctance generator with dual stator windings and anisotropic rotor with flux barriers. *Przeglad Elektrotechniczny*, 2012, vol. 88, no. 12 B, pp. 16-19.
12. Cupertino F., Pellegrino G., Gerada C. Design of Synchronous Reluctance Motors With Multiobjective Optimization Algorithms. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014, vol. 50, no. 6, pp. 3617-3627. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2014.2312540>.
13. Iegorov O., Iegorova O. Influence of the geometric parameters of a synchronous reluctance motor rotor on its energy characteristics. *Bulletin of the Kharkiv National Technical University of Agriculture named after Peter Vasylenko*, 2019, vol. 161, pp. 99-101.
14. Cui J. Optimal control of maximum torque current ratio for synchronous reluctance motor based on virtual signal injection algorithm. *Archives of Electrical Engineering*, 2024, vol. 73, no. 2, pp. 451-466. doi: <https://doi.org/10.24425/ae.2024.149926>.
15. Lavinsky D.V., Zaitsev Y.I. Computational studies of electromagnetic field propagation and deforming of structural elements for a thin-walled curved workpiece and an inductor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 55-60. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.08>.
16. Mynar Z., Vaclavak P., Blaha P. Synchronous Reluctance Motor Parameter and State Estimation Using Extended Kalman Filter and Current Derivative Measurement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, vol. 68, no. 3, pp. 1972-1981. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.2973897>.
17. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdii I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Method for reduction of magnetic field of uncertain extended technical objects based on their multispheroidal model and compensating magnetic dipoles. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 48-58. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.07>.
18. Kuznetsov B.I., Kutsenko A.S., Nikitina T.B., Bovdii I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V. Method for prediction magnetic silencing of uncertain energy-saturated extended technical objects in prolate spheroidal coordinate system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 6, pp. 57-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.6.08>.
19. Milykh V.I. Numerical-field analysis of differential leakage reactance of stator winding in three-phase induction motors. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 7-18. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.02>.

How to cite this article:

Iegorov O.B., Kundenko M.P., Iegorova O.Yu., Mardziavko V.A., Rudenko A.Yu. The influence of the design of the stator winding of a synchronous-reactive generator on increasing its energy efficiency. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 5, pp. 3-9. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.5.01>

Надійшла (Received) 23.02.2025
 Прийнята (Accepted) 29.04.2025
 Опублікована (Published) 02.09.2025

О.Б. Єгоров¹, к.т.н., доцент,
 М.П. Кунденко², д.т.н., професор,
 О.Ю. Єгорова², к.т.н., доцент,
 В.А. Мардзявко³, асистент,
 А.Ю. Руденко³, асистент,

¹ Харківський національний університет
 міського господарства ім. О.М. Бекетова,
 61002, Харків, вул. Черноглазівська, 17.

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

³ Миколаївський національний аграрний університет,
 54000, Миколаїв, вул. Георгія Гонгадзе, 9,
 e-mail: vitalijmardzavko@gmail.com (Corresponding Author)

O.B. Iegorov¹, PhD, Associate Professor,
 M.P. Kundenko², Doctor of Technical Science, Professor,
 O.Yu. Iegorova², PhD, Associate Professor,
 V.A. Mardziavko³, Assistant Lecturer,
 A.Yu. Rudenko³, Assistant Lecturer,

¹ O.M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv,
 17, Chornoglazivska Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

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

³ Mykolaiv National Agrarian University,
 9, Georgy Gongadze Str., Mykolaiv, 54000, Ukraine.

The influence of the design of the stator winding of a synchronous-reactive generator on increasing its energy efficiency.

Introduction. Increasing the energy efficiency of electric generators is a pressing task for various areas of energy, in particular for autonomous systems and transport. Synchronous-reactive generators (SRGs) are becoming increasingly widespread due to their simple design, absence of magnets and mechanical contacts, and high reliability. The task of the proposed work is to study the influence of the design of the double winding of the stator of a SRG on its energy characteristics, determine the optimal parameters of the mutual arrangement of the windings, and develop recommendations for increasing the generator efficiency. **Goal.** Analysis of the influence of the design of the double winding of the stator of a SRG on the output energy characteristics and determine recommendations when designing this type of electrical machines. **Methodology.** The analysis was carried out using numerical modeling by the finite element method in the ANSYS Maxwell environment. Various options for the mutual arrangement of the main and excitation windings in the generator stator were considered. **Results.** The influence of the single-layer and double-layer winding design on the output characteristics of the generator was studied. It was found that a two-layer arrangement with a phase shift of 2 slots provides minimal torque ripple, improves the stability of the generator operation and helps to increase the efficiency to 92.5 %. **Scientific novelty.** For the first time, the effect of the phase shift of the windings on electromagnetic processes in the SRG has been studied in detail, which allows optimizing its design and improving operational performance. **Practical value.** The results can be used in the design of new generators with improved characteristics for use in wind power, diesel generator sets and autonomous electrical systems. References 19, table 1, figures 12.

Key words: synchronous-reactive generator, winding, rotor, speed, torque, energy efficiency.

H. Hafaiedh, Y. Saoudi, A. Benamor, L. Chrifi-Alaoui

Wind farms integration into power system with improved location and stability problem solving

Problem. This article investigates as a consistent supply to satisfy rising world energy consumption, wind energy is becoming more and more important. Correct evaluation of the stability and performance of wind induction generators inside power systems remains difficult, particularly in regard to ensuring compliance with grid rules and best location. **Goal.** To evaluate and compare the dynamic behavior and grid compatibility of the squirrel cage induction generator (SCIG) and the doubly fed induction generator (DFIG) wind generators in various locations within the IEEE 14 bus network, and to determine the improved generator type and location. **Methodology.** The investigation adopts the small signal stability analysis for modeling the wind induction turbines due to its capability to assess system stability, controllability and observability. The IEEE 14 bus distribution network is modeled with wind generators interconnected at buses 10 through 14. Several parameters are analyzed under different operating conditions, including voltage, rotor angle, active power, reactive power and frequency. **Results.** DFIG exhibits superior performance across all analyzed parameters, particularly in maintaining grid stability and meeting grid code requirements. Bus 13 was identified as the improved integration point for wind farms using DFIG technology. **Scientific novelty.** The study offers a structured comparison of SCIG and DFIG using state space modeling rarely applied in a direct bus by bus comparative study within a standard distribution network. **Practical value.** The results help system planners choose the right wind turbine type and location, which promotes a more reliable and effective integration of renewable energy sources into power networks. References 51, tables 5, figures 7.

Key words: squirrel cage induction generator, doubly fed induction generator, best location of wind farms, IEEE 14 bus network.

Проблема. У статті розглядається вітряна енергія як джерело безперебійного живлення для задоволення світового споживання енергії, що зростає, і її роль у цьому процесі. Коректна оцінка стабільності та продуктивності вітрогенераторів в енергосистемах залишається складним завданням, особливо з точки зору забезпечення відповідності вимогам електромережі та вибору оптимального розташування. **Мета.** Оцінка та порівняння динамічної поведінки і мережевої сумісності вітрогенераторів з короткозамкненим ротором (SCIG) та асинхронним генератором з подвійним живленням (DFIG) у різних місцях мережі IEEE 14, а також визначення покращеного типу та міста розташування генератора. **Методологія.** У дослідженні для моделювання вітрогенераторів використовується аналіз стійкості при малих сигналах завдяки його здатності оцінювати стійкість, керованість та спостережливість системи. Розподільна мережа IEEE 14 моделюється з вітрогенераторами, з'єднаними між собою на шини 10-14. Аналізуються різні параметри за різних робочих умов, включаючи напругу, кут ротора, активну потужність, реактивну потужність та частоту. **Результати.** DFIG демонструє кращі характеристики за всіма проаналізованими параметрами, особливо щодо підтримки стабільності мережі та відповідності вимогам мережевого кодексу. Шина 13 була визначена як покращена точка інтеграції для вітропарків, які використовують DFIG. **Наукова новизна.** Дослідження пропонує структуроване порівняння SCIG та DFIG з використанням моделювання простору станів, що рідко застосовується при прямому порівняльному дослідженні шин у стандартній розподільній мережі. **Практична значимість.** Результати допомагають системним планувальникам вибрати правильний тип та місцезнаходження вітрогенератора, що сприяє більш надійній та ефективній інтеграції відновлюваних джерел енергії в енергомережі. Бібл. 51, табл. 5, рис. 7.

Ключові слова: асинхронний генератор з короткозамкненим ротором, асинхронний генератор з подвійним живленням, найкраще розташування вітряних станцій, шина живлення IEEE 14.

Introduction. Wind energy is seen as an endless supply of clean energy as compared to other energy sources like nuclear, coal, gas and oil. When it was adopted, the use of fossil fuels greatly decreased. Globally, wind power plant construction has increased dramatically during the last twenty years [1–4].

Globally, installed wind energy capacity exceeded 100 GW by the end of 2023, as stated by the Global Wind Energy Council [5]. This is a 15 % increase globally over 2022 in installed capacity [6]. It's also the year with the most wind energy of all time. As of 2022, there were 906 GW of installed capacity for wind energy globally, a 9 % growth. One major problem for wind energy is the constant variations in temperature, density, and wind speed. To prevent unfavorable effects on grid electricity, the integration of wind turbines into the grid must be supervised by specific laws or grid codes [1, 7–9]. The operational restrictions and environmental variables of different countries influence the grid codes produced [10, 11]. Like a traditional power plant, wind farms need a connection to the grid that minimizes interruptions.

In wind turbines, 3 different kinds of power generation devices are typically utilized to transform electrical energy from wind: doubly fed induction generator (DFIG), permanent magnet synchronous generator (PMSG), squirrel cage induction generator (SCIG). Among these generators, DFIG has stayed connected to the power system and has demonstrated good performance in low

voltage ride through incidents [12]. Because of their significant advantages, such as increased energy efficiency, improved power quality, ease of control and variable speed handling, DFIGs are frequently utilized in systems that convert wind energy [13]. However, due to their robustness, affordability and ease of use [14], wind power conversion systems equipped with SCIGs also use reactive power compensators.

Consequently, precise modeling of induction generator is needed for research utilizing computer simulations, investigations, and research in order to effectively handle their major issues, especially with relation to the grid installation of wind energy conversion technologies. Understanding the utilization of wind power and how it integrates with the grid has thus become crucial research [15].

It is vital to do in depth research to comprehend how wind farms and the power grid interact. A wind farm in the design phase involves a number of research projects, which are carried out in a manner akin to that of other new technological facilities [13, 15]. Model planning, which takes into account variables like voltage, electricity flow, reactive power capability, short-circuit currents and the transient stability, is typically used to assess the effects of wind technology [16–19]. It is common practice to take into account a thorough depiction of every single unit as well as the relationships between units and the system.

© H. Hafaiedh, Y. Saoudi, A. Benamor, L. Chrifi-Alaoui

As an alternative, when considering the wind farm from the standpoint of the system, it can be treated as a lumped equivalent model [17]. Additional related research focuses on improving transient stability and dispatching spinning reserves in wind-thermal power systems [20, 21].

The authors of [22] examined the differences in performance between wind turbines connected to the power system that were induction generators, DFIG and PMSG. By taking into account a 3-phase defect at the end of a transmission line, the machines efficiency are assessed. Using MATLAB software, the performance of grid connected 5-phase modular PMSG with various slot and pole number combinations is assessed in [23].

Additionally, the technological difficulties of integrating wind were covered in earlier studies [24] energy into the grid. The primary obstacles to wind energy grid integration are discussed in [4], including the consequences of power quality, power imbalances, wind power on the power system and operating costs. The comparison of the grid integration impact of DFIG and SCIG is examined in [25]. This research [26] compares the performance of SCIG and DFIG wind turbines under various conditions through MATLAB/Simulink. The results indicate that DFIG is more efficient, especially in variable speed generation and power regulation, making it more compatible with large wind farms connected to weak grids.

The **goal** of this work is to evaluate and compare the dynamic behavior and grid compatibility of SCIG and DFIG wind generators in various locations within the IEEE 14 bus network, and to determine the improved generator type and location. The working conditions for producing reactive and active power, as well as voltage, angle theta, industrial frequency, and stability, were the primary subjects of the analysis. Numerous simulation programs have been examined for the analysis and modeling of wind farms, as well as for improved location and stability problem solving. The Power System Analysis Toolbox (PSAT) was selected because it offered sophisticated simulation tools and could be used for the necessary analysis.

1. Modeling of wind energy. The wind turbines capture wind energy through their blades and convert it into mechanical power. This process is influenced by various factors such as wind speed, blade design, and the area swept by the blades. To assess the efficiency of energy conversion, specific mathematical models that incorporate these elements can be applied. By optimizing turbine performance, wind energy can be effectively harnessed and used for power generation. Through the turbine blades, wind energy is converted to power, which is given as follows:

$$P_{wi} = T_{me} \cdot \omega_m; \quad (1)$$

$$T_{me} = P_{wi} / \omega_m, \quad (2)$$

where P_{wi} , T_{me} are the generated power and mechanical torque respectively; ω_m is the rotor angular speed.

The power generated by the wind is expressed as follows [27–30]:

$$P_{wi} = 0.5 \zeta_p(\lambda, \beta) \rho \pi R^2 V^3, \quad (3)$$

where ζ_p is the power coefficient; λ , β are the blade pitch angle and the tip speed ratio respectively; ρ is the air density; R is the radius of the turbine blades; V is the wind speed.

The tip speed ratio λ is determined as:

$$\lambda = \omega_m R / V. \quad (4)$$

The rotor angular speed ω_m is:

$$\omega_m = 2\pi n / 60, \quad (5)$$

where n is the rotational speed.

The power coefficient ζ_p is [5]:

$$\zeta_p = 0.44 \left(\frac{125}{\lambda_j} - 6.94 \right) e^{16.5/\lambda_j}, \quad (6)$$

where λ_j is the tip speed ratio coefficient at the j^{th} element of the turbine blade:

$$\lambda_j = \frac{1}{1/\lambda + 0.002}. \quad (7)$$

2. Configuration induction generator. Wind turbines can be classified into different types, with 2 common ones using induction generators. These turbines use induction generators to convert wind energy into electrical power. In an induction generator, the rotor is driven by the wind, creating a rotating magnetic field that induces electrical current in the stator. The key advantage of these turbines is their simplicity and cost effectiveness, as they can operate asynchronously with the grid. They are reliable and require minimal maintenance, making them suitable for various wind conditions and widely used in both small and large scale energy projects. In this section, the configurations of these turbines will be explored, detailing their design and operation. Additionally, the mathematical models associated with each type will be presented. A comparison will then be made, evaluating their performance, power quality, and reliability.

2.1. Modeling of induction generator. Induction generators are commonly used in wind energy systems due to their simplicity and reliability. These generators convert mechanical energy from the turbine into electrical power through electromagnetic induction. Modeling an induction generator involves understanding key parameters like rotor and stator voltages, which directly impact performance and efficiency. The mathematical formulas for modeling an induction generator by the rotor and stator voltage in d - q (direct and quadrature) axis [17–19] are:

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega_s \phi_{qr}; \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_s \phi_{dr}; \\ v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} + \omega_s \phi_{qs}; \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \omega_s \phi_{ds}, \end{cases} \quad (8)$$

where v_{dr} , v_{ds} , v_{qr} , v_{qs} are the rotor and stator voltages respectively; i_{dr} , i_{qr} are the current of the rotor; i_{ds} , i_{qs} are the current of the stator; ϕ_{dr} , ϕ_{qr} are the flux of the rotor; ϕ_{ds} , ϕ_{qs} are the flux of the stator; v_s , v_r are the voltage of stator and rotor respectively.

The equations below present the flux linkage and electromagnetic torque:

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_m i_{ds} + L_{ro} i_{dr}; \\ \phi_{qr} = L_m i_{qs} + L_{ro} i_{qr}; \\ \phi_{ds} = L_m i_{dr} + L_{so} i_{ds}; \\ \phi_{qs} = L_m i_{qr} + L_{so} i_{qs}, \end{cases} \quad (9)$$

$$T_{el} = \phi_{qr} i_{dr} - \phi_{dr} i_{qr}, \quad (10)$$

where L_m is the mutual inductance; L_{so} , L_{ro} are the stator and rotor leakage inductance respectively; T_{el} is the electrical torque.

The mechanical equations are as follows:

$$\begin{cases} T_{el} = -\frac{3}{2} P_{wi} \frac{L_m}{L_{so}} (\phi_{ds} i_{qr} - \phi_{qs} i_{ds}) \\ \frac{d\Omega_{me}}{dt} = \frac{1}{J} (T_{me} - T_{el} - f \cdot \Omega_{me}) \end{cases} \quad (11)$$

where Ω_{me} is the angular acceleration; $d\Omega_{me}$ is the angular velocity; f is the setting in the system; J is the inertia moment of the rotor.

These equations are used to limit how powers variation affects voltage amplitude and frequency [31–33]:

$$P = P_0 \left(1 + D_p \frac{f - f_n}{f_n} \right) \cdot \left(\frac{V}{V_0} \right)^\alpha \quad (12)$$

where P is the active power; P_0 is the reference active power; D_p is the active power sensitivity factor; V_0 is the voltage amplitude; α may indicate a load model parameter, potentially connected to the active power and another parameter, possibly related to the load dependency on voltage or frequency respectively.

Table 1 shows the different values of the constants for each load category. These load category parameters vary depending on the network. The coefficient D_p is used to illustrate the frequency bearing evolution of each electrical bus. Therefore, it is essential to introduce (12) to show the development of a significant dynamic grid element. In reality, there is a close connection between these variables and the installed loads.

Table 1
Parameters of the different load category

Load category	α	D_p
Winter	1.02	1.000
Summer	1.20	0.999
Industrial	0.80	1.000

2.2. The squirrel cage induction generator. The SCIG running at a steady pace is used in wind energy turbines that are directly linked to the grid [34, 35]. The generator is connected directly to the grid, much like in other wind energy conversion systems, while the turbine is associated with the SCIG through a gearbox to reach the necessary speed for power generation (Fig. 1). Since rotor slip is the primary cause of speed variations, variations in rotor speed are minimal, wind turbines usually run at a set speed. The SCIG absorbs reactive power by acting as an induction motor during changes in grid voltage. Pitch angle control is used to adjust generator rotor speed instabilities when wind speeds change, maximizing wind power output. Wind energy systems with varying speeds also use squirrel cage technology [36–42]. The SCIG data are presented in Table 2.

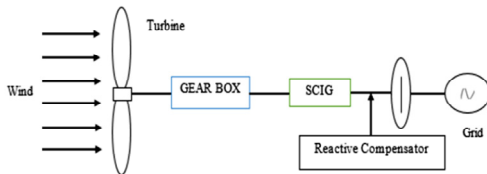


Fig. 1. The classic method of integrating SCIGs with the grid

Table 2
Wind turbine data for SCIG

Parameters	Value	Parameters	Value
Rated power, MVA	10	Stator reactance, p.u.	0.01
Rated voltage, kV	13.8	Rotor reactance, p.u.	0.08
Rated frequency, Hz	50	Mutual reactance, p.u.	3
Stator resistance, p.u.	0.01	Inertia constants [kW/kVA, kW/kVA, p.u.]	2.5, 0.5, 0.3
Rotor resistance, p.u.	0.1	Number of poles pairs	4

2.3. The double fed induction generator. Figure 2 shows the integrating DFIGs into the grid.

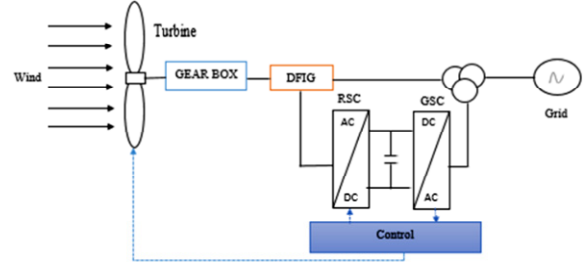


Fig. 2. Traditional integration of a DFIG with the grid

The rotor of the DFIG is associated with the wind turbines low speed shaft by a gearbox, which increases the speed to the necessary level so that the generator can generate electricity [34]. With 2 voltages source converters placed back-to-back and using a wound type rotor, the DFIG configures a grid-connected AC-DC-AC [41–46]. Normally, each converter runs at 30 % of the specified rated power of the generator. The converter connected to the rotor is known as rotor side converter (RSC), while the converter connected to the grid is known as grid side converter (GSC). These converters handle varying wind speeds well, making sure that the output frequency remains constant and in line with grid needs. They are divided using a DC capacitor in the intermediate circuit that works as an energy stock management device [16]. The step up transformer is a device that connects the stator to the network [13]. An integrated control system at the wind turbine shaft manages precise power, reactive power and voltage across the network. Different voltage commands are generated by this system for the RSC and GSC. The RSC ensures control of active and reactive powers, and the GSC ensures their operation at a unity power factor. The GSC also controls the voltage at the DC link capacitor between the RSC and the GSC. Table 3 shows the wind turbine data for DFIG used in the model.

Table 3

Wind turbine data for DFIG

Parameters	Value	Parameters	Value
Rated power, MVA	10	Mutual reactance, p.u.	3
Rated voltage, kV	13.8	Inertia constants, kW/kVA	3
Rated frequency, Hz	50	Pitch control gain, p.u.	10
Stator resistance, p.u.	0.01	Time constant, s	3
Rotor resistance, p.u.	0.1	Voltage control gain, p.u.	10
Stator reactance, p.u.	0.01	Power control gain, s	0.01
Rotor reactance, p.u.	0.08	Number of poles pairs	4

3. Small signal stability analysis is a crucial aspect of power system dynamics, used to assess the stability of the system when subjected to small disturbances. It helps to understand how the system responds to minor fluctuations and ensures that the system remains stable under normal operating conditions. The eigenvalue method can be used to analyze the small signal stability. This method is essential for identifying potential instabilities and improving system performance.

This approach works with linear models via examining where the poles are located inside the complex plane. The characteristic polynomial described by the following equation has poles as its solutions [47]:

$$\det(A - \lambda I) = 0, \quad (13)$$

where $\det$ is the determinant of the matrix $(A - \lambda I)$; A is the state matrix; I is the identity matrix of the same size as A ; λ is the eigenvalue.

In the latter, there is an imaginary portion and a real part. The real portion determines the analyzed system's convergence, whereas the oscillating behavior is correlated with the imaginary part. If every pole is in the complex plane's negative real portion, the system is considered stable.

The system model or its parameters determine the values of the poles. One may verify the model's stability domain by examining how the positions of the poles change with respect to the parameter values.

4. Results and discussion. In this section devoted to the results of the experiment and its analysis, one examines 3 key elements. First, one examines the performance of 2 types of generators employed in wind power systems: the SCIG and the DFIG. The disparities in stability, efficiency, and resistance to disruption between these 2 technologies are highlighted by this comparison. Subsequently, one examines the stability of the electricity network when integrating these generators. The basis of this analysis is the eigenvalue analysis of the system, which allows determining the conditions under which the network remains stable or can become unstable. Finally, one compares the results with those of other studies in order to evaluate the relevance of the findings and to place the study within the broader framework of existing research. The analysis highlights the methodological disparities and the obtained results, which allows having a more exhaustive vision of the consequences of integrating these generators into the electricity network.

4.1. Evaluation of 2 different types of generators.

This section compares 2 types of wind power systems, including their performance and the market share each type currently enjoys. The influence of wind generation on the transient stability of the system is examined for wind farms using an aggregated model [48]. PSAT is utilized in this work to perform the transient stability analysis [49, 50]. There are 16 lines, 14 buses, 5 generators, 4 transformers and 11 loads in this system. The standard IEEE 14 bus data format has been used to load the buses and lines [48].

The following figures show several graphs comparing the performance of 2 types of wind turbine generators: the SCIG and the DFIG. Each graph shows different electrical parameters as a function of time for buses 10–14 of the network. Figure 3 presents the variation of the voltage profile for 2 types of wind turbines. It shows that the rotor inductance of DFIG is higher, which results in less variation in the magnetic field. Therefore, the voltage fluctuations are reduced, which decreases the voltage ripple compared to the other case and makes the voltage smoother.

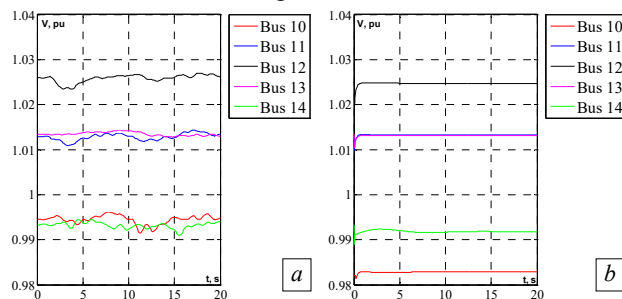


Fig. 3. The voltage for 2 different type of wind turbine: a – for SCIG; b – for DFIG

The following figure shows the variation of angle θ for the 2 types of wind turbines. The phase angle curves in Fig. 4 show that the phase angle ripples in DFIG are more stable and converge to a constant value. This is explained by the higher inertia compared to SCIG, which favors a better network synchronization with this type of generators.

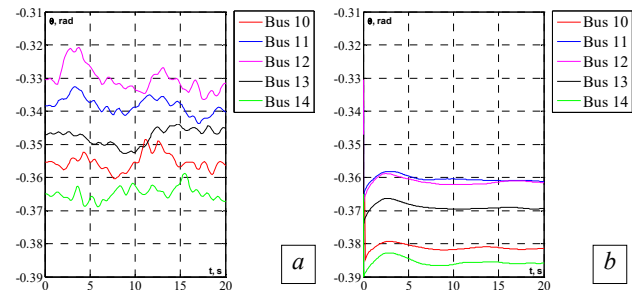


Fig. 4. The angle for 2 different type of wind turbine: a – for SCIG; b – for DFIG

Figures 5, 6 depict the variation of active and reactive power respectively over time for the 2 types of wind turbines. From the presented Fig. 5, the active power of the DFIG is more stable, with only slight fluctuations, indicating its better ability to provide constant active power. On the other hand, for the SCIG, oscillations are recorded on all critical buses, with less significant variations at bus 14.

For both types of wind turbines, Fig. 6 shows that the same reactive power is consumed to create the internal magnetic field. This reactive power is essential for the proper functioning of the generators, allowing them to produce the active power.

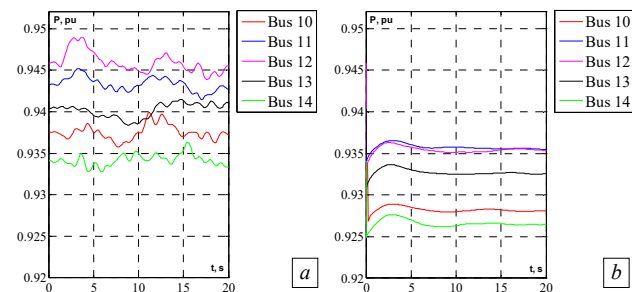


Fig. 5. The active power for 2 different type of wind turbine: a – for SCIG; b – for DFIG

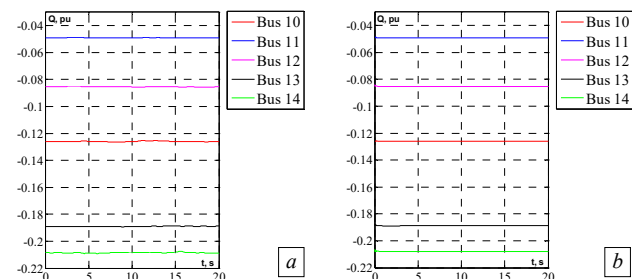


Fig. 6. The reactive power for 2 different type of wind turbine: a – for SCIG; b – for DFIG

Figure 7 shows the variation of frequency versus time for both types of SCIG and DFIG wind turbines under 3 conditions, represented by (12). This study examines the effect of wind turbine integration on frequency stability.

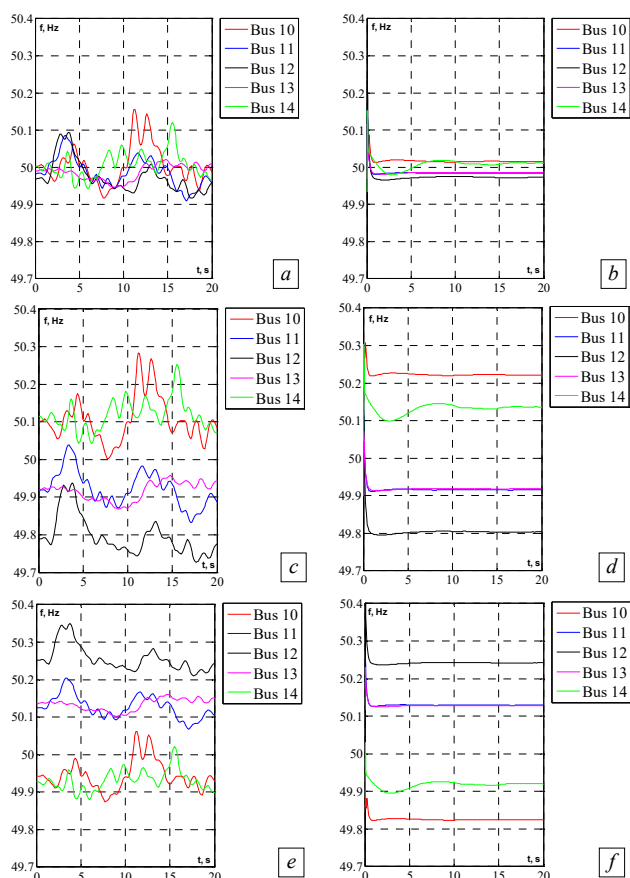


Fig. 7. Frequency performance analysis graphs of 2 types of wind turbines under different grid conditions: *a* – SCIG under winter conditions; *b* – DFIG under winter conditions; *c* – SCIG under summer conditions; *d* – DFIG under summer conditions; *e* – SCIG under industrial conditions; *f* – DFIG under industrial condition

According to Fig. 7, the system is strongly influenced by both grid and climatic conditions. It is affected by climatic variations, particularly in winter and summer, as well as by industrial factors and the type of equipment installed on the grid.

The grid integrated wind turbine is a DFIG type, which contributes to greater grid stability. Indeed, this figure generally illustrates frequency variation, which is influenced by the inertia of the DFIG. Since the inertia of the DFIG is higher than that of the SCIG, disturbances are more difficult to induce. Consequently, the DFIG provides greater grid stability. Furthermore, it is possible to produce approximately 2/3 of the power via the stator, while approximately 1/3 of the power can be recovered by the rotor thanks to the addition of a power electronics stage. This configuration allows power to be distributed between the rotor and stator, while minimizing overload on the stator windings.

4.2. Examination of the stability of the electrical network. Tables 4, 5 show the eigenvalue evaluation curves for 2 types of generators: the SCIG and the DFIG, in an electrical network, for buses 10–14. Table 4 shows that our network is more stable when DFIG is installed, because in case of SCIG, the minimum value of the eigenvalues is -0.25 p.u., while for DFIG it is -1 p.u. Thus, SCIG is very sensitive to instability, which can cause disturbances in the system and it causes a blackout phenomenon. In conclusion, bus 13 appears to be the

most suitable location for wind turbine integration particularly with DFIG and SCIG technologies due to its ability to maintain voltage levels, phase angle, power flow, and frequency stability, thereby enhancing the overall stability of the network.

Table 4
Network eigenvalues with integration of a wind turbine to the buses

Bus	Eigenvalues of network with SCIG	Eigenvalues of network with DFIG
10	$-7.5427+35.4824j$ $-7.5427-35.4824j$ $-10.1091+0j$ $-0.89032+4.1965j$ $-0.89032-4.1965j$ $-0.25+0j$	$-100.9781+0j$ $-0.6524+0j$ $-0.25+0j$ $-0.33333+0j$ $-1+0j$
11	$-7.5704+35.2617j$ $-7.5704-35.2617j$ $-9.8834+0j$ $-0.91571+4.2364j$ $-0.91571-4.2364j$ $-0.25+0j$	$-100.9315+0j$ $-6.2085+0j$ $-0.64742+0j$ $-0.33333+0j$ $-1+0j$
12	$-7.5704+35.2617j$ $-7.5704-35.2617j$ $-9.8834+0j$ $-0.91571+4.2364j$ $-0.91571-4.2364j$ $-0.25+0j$	$-100.9315+0j$ $-6.2085+0j$ $-0.64742+0j$ $-0.33333+0j$ $-1+0j$
13	$-7.5178+35.3704j$ $-7.5178-35.3704j$ $-10.3942+0j$ $-0.89366+4.2294j$ $-0.89366-4.2294j$ $-0.25+0j$	$-100.8581+0j$ $-5.7772+0j$ $-0.64476+0j$ $-0.33333+0j$ $-1+0j$
14	$-7.4181+34.68222j$ $-7.4181-34.68222j$ $-9.3169+0j$ $-0.92836+4.2348j$ $-0.92836-4.2348j$ $-0.25+0j$	$-101.282+0j$ $-0.64034+0j$ $-0.25+0j$ $-0.33333+0j$ $-1+0j$

4.3. Comparative study. Table 5 contrasts the advised approaches with the current state of the art approaches. One has extended the approach from [51], which just uses an IEEE 14 bus network for voltage analysis. However, this approach is flawed since it fails to account for network frequency. One tested both voltage and frequency during the investigation because they are complementary.

Table 5
Comparison with the existing state of art methods

Bus number	Work [51]		Proposed work	
	V , p.u.	θ , rad	V , p.u.	θ , rad
1	1.06200	0.00000	1.06000	0.00000
2	1.04500	-0.13560	1.04500	-0.13451
3	1.01300	-0.33210	1.01000	-0.32979
4	0.99700	-0.26440	0.99800	-0.26152
5	1.00200	-0.22690	1.00300	-0.22553
6	1.07400	-0.36950	1.07000	-0.37431
7	1.03600	-0.33930	1.03700	-0.35054
8	1.09300	-0.33930	1.09000	-0.35054
9	1.01200	-0.37900	1.01600	-0.39755
10	1.01200	-0.38440	1.01500	-0.40046
11	1.03500	-0.37980	1.03600	-0.39025
12	1.04600	-0.90590	1.04800	-0.39615
13	1.03600	-0.39140	1.04000	-0.39863
14	0.99600	-0.41050	1.01300	-0.42544

In contrast to work [51], in which were used automatic voltage regulators (AVRs) and turbine

governors (TGs) in the network IEEE 14 bus, only TGs are used, which enables one to drastically cut costs. In contrast to [51], which compares the power factor (PF) on a single bus 14 when a wind turbine is integrated into the IEEE 14 network versus not, this work first compares the integration of 2 different kinds of wind turbines before calculating the PF on multiple buses (10–14) to identify the best wind turbine and where to put it.

Conclusions. Concretely, the integration of renewable energies is essential today in the face of the continuous increase in electricity consumption. Renewable energies, such as wind power, are inexhaustible, sustainable, and profitable. However, their production is highly dependent on natural conditions, making grid stability more difficult to ensure without appropriate monitoring mechanisms.

In this study, we modeled the integration of SCIG and DFIG generators into the IEEE 14 standard bus network using the small signal stability analysis approach to analyze their dynamic behavior and grid compatibility. The results show that DFIG offers better performance in terms of stability, voltage, frequency, and compliance with grid requirements. Bus 13 was identified as the optimal location for connecting a DFIG based wind farm.

Thus, the objective of this research, which was to evaluate and compare the dynamic performance of SCIG and DFIG generators and to determine their improved placement within the IEEE 14 bus network, was fully achieved.

Future research will focus on improving existing wind turbine technologies and jointly optimizing the placement of wind turbines and FACTS devices to improve the overall performance of the power grid.

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

REFERENCES

- Gieffer L.A., Staar B., Freitag M. FPGA-Based Optical Surface Inspection of Wind Turbine Rotor Blades Using Quantized Neural Networks. *Electronics*, 2020, vol. 9, no. 11, art. no. 1824. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics9111824>.
- Villena-Ruiz R., Honrubia-Escribano A., Jiménez-Buendía F., Molina-García A., Gómez-Lázaro E. Requirements for Validation of Dynamic Wind Turbine Models: An International Grid Code Review. *Electronics*, 2020, vol. 9, no. 10, art. no. 1707. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics9101707>.
- Sahragard A., Falaghi H., Farhadi M., Mosavi A., Estebarsari A. Generation Expansion Planning in the Presence of Wind Power Plants Using a Genetic Algorithm Model. *Electronics*, 2020, vol. 9, no. 7, art. no. 1143. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics9071143>.
- Abdollahi A., Ghadimi A., Miveh M., Mohammadi F., Jurado F. Optimal Power Flow Incorporating FACTS Devices and Stochastic Wind Power Generation Using Krill Herd Algorithm. *Electronics*, 2020, vol. 9, no. 6, art. no. 1043. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics9061043>.
- Global Wind Energy Council. *Global Wind Report 2023*. 120 p. Available at: <https://www.gwec.net/reports/globalwindreport2023> (accessed on 27 March 2023).
- Global Wind Energy Council. *Global Wind Report 2022*. 158 p. Available at: <https://www.gwec.net/reports/globalwindreport2022> (accessed on 27 March 2022).
- Mlecnik E., Parker J., Ma Z., Corchero C., Knotzer A., Pernetti R. Policy challenges for the development of energy flexibility services. *Energy Policy*, 2020, vol. 137, art. no. 111147. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enpol.2019.111147>.
- Lu Y., Khan Z.A., Alvarez-Alvarado M.S., Zhang Y., Huang Z., Imran M. A Critical Review of Sustainable Energy Policies for the Promotion of Renewable Energy Sources. *Sustainability*, 2020, vol. 12, no. 12, art. no. 5078. doi: <https://doi.org/10.3390/su12125078>.
- Schwarz M., Nakhle C., Knoeri C. Innovative designs of building energy codes for building decarbonization and their implementation challenges. *Journal of Cleaner Production*, 2020, vol. 248, art. no. 119260. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jclepro.2019.119260>.
- Nazir M.S., Mahdi A.J., Bilal M., Sohail H.M., Ali N., Iqbal H.M.N. Environmental impact and pollution-related challenges of renewable wind energy paradigm – A review. *Science of The Total Environment*, 2019, vol. 683, pp. 436–444. doi: <https://doi.org/10.1016/j.scitotenv.2019.05.274>.
- Andrić I., Koc M., Al-Ghamdi S.G. A review of climate change implications for built environment: Impacts, mitigation measures and associated challenges in developed and developing countries. *Journal of Cleaner Production*, 2019, vol. 211, pp. 83–102. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jclepro.2018.11.128>.
- Bourouina A., Taleb R., Bachir G., Boudjema Z., Bessaad T., Saidi H. Comparative analysis between classical and third-order sliding mode controllers for maximum power extraction in wind turbine system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 3, pp. 18–22. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.3.03>.
- Belayneh B.A., Tuka M.B. Performance analysis of doubly fed induction generator in wind energy conversion system by controlling active and reactive power. *Research Square*, 2022. pp. 1–14. doi: <https://doi.org/10.21203/rs.3.rs-2152568/v1>.
- Son J.-Y., Ma K. Wind Energy Systems. *Proceedings of the IEEE*, 2017, vol. 105, no. 11, pp. 2116–2131. doi: <https://doi.org/10.1109/JPROC.2017.2695485>.
- Yang B., Jiang L., Wang L., Yao W., Wu Q.H. Nonlinear maximum power point tracking control and modal analysis of DFIG based wind turbine. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2016, vol. 74, pp. 429–436. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2015.07.036>.
- Holtinen H., Hirvonen R. Power System Requirements for Wind Power. *Wind Power in Power Systems*, 2005, pp. 143–167. doi: <https://doi.org/10.1002/0470012684.ch8>.
- Kazachkov Y.A., Feltes J.W., Zavdil R. Modeling wind farms for power system stability studies. *2003 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2003, pp. 1526–1533. doi: <https://doi.org/10.1109/PES.2003.1267382>.
- Rodríguez J.M., Fernández J.L., Beato D., Iturbe R., Usaola J., Ledesma P., Wilhelmi J.R. Incidence on power system dynamics of high penetration of fixed speed and doubly fed wind energy systems: study of the Spanish case. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2002, vol. 17, no. 4, pp. 1089–1095. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2002.804971>.
- Beainy A., Maatouk C., Moubayed N., Kaddah F. Comparison of different types of generator for wind energy conversion system topologies. *2016 3rd International Conference on Renewable Energies for Developing Countries (REDEC)*, 2016, pp. 1–6. doi: <https://doi.org/10.1109/REDEC.2016.7577535>.
- Reddy S.S., Prathipati K., Lho Y.H. Transient Stability Improvement of a System Connected with Wind Energy Generators. *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, 2017, vol. 18, no. 5, pp. 20170063. doi: <https://doi.org/10.1515/ijepes-2017-0063>.
- Maity D., Chowdhury A., Reddy S.S., Panigrahi B.K., Abhyankar A.R., Mallick M.K. Joint energy and spinning reserve dispatch in wind-thermal power system using IDE-SAR technique. *2013 IEEE Symposium on Swarm Intelligence (SIS)*, 2013, pp. 284–290. doi: <https://doi.org/10.1109/SIS.2013.6615191>.
- Yi Zhang, Ula S. Comparison and evaluation of three main types of wind turbines. *2008 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, 2008, pp. 1–6. doi: <https://doi.org/10.1109/TDC.2008.4517282>.
- Abdel-Khalik A.S., Ahmed K.H. Performance evaluation of grid connected wind energy conversion systems with five-phase modular permanent magnet synchronous generators having different slot and pole number combinations. *2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2011, pp. 1119–1124. doi: <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2011.5994758>.
- Chowdhury M.M., Haque M.E., Aktarujjaman M., Negnevitsky M., Gargoom A. Grid integration impacts and energy storage systems for wind energy applications – A review. *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2011, pp. 1–8. doi: <https://doi.org/10.1109/PES.2011.6039798>.
- Duan J.D., Li R., An L. Study of Voltage Stability in Grid-Connected Large Wind Farms. *Advanced Materials Research*, 2012, vol. 433–440, pp. 1794–1801. doi: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMR.433-440.1794>.
- Behabtu H.A., Coosemans T., Bercebar M., Fante K.A., Kebede A.A., Mierlo J.V., Messagie M. Performance Evaluation of Grid-

- Connected Wind Turbine Generators. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 20, art. no. 6807. doi: <https://doi.org/10.3390/en14206807>.
27. Nid A., Sayah S., Zabar A. Power fluctuation suppression for grid connected permanent magnet synchronous generator type wind power generation system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 5, pp. 70–76. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.5.10>.
28. Zine H.K.E., Abed K. Smart current control of the wind energy conversion system based permanent magnet synchronous generator using predictive and hysteresis model. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 2, pp. 40–47. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.2.06>.
29. 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>.
30. Oualah O., Kerdoun D., Boumassata A. Super-twisting sliding mode control for brushless doubly fed reluctance generator based on wind energy conversion system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 2, pp. 86–92. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.2.13>.
31. Ekanayake J.B., Holdsworth L., XueGuang Wu, Jenkins N. Dynamic modeling of doubly fed induction generator wind turbines. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2003, vol. 18, no. 2, pp. 803–809. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2003.811178>.
32. Hannan M.A., Al-Shetwi A.Q., Mollik M.S., Ker P.J., Mannan M., Mansor M., Al-Masri H.M.K., Mahlia T.M.I. Wind Energy Conversions, Controls, and Applications: A Review for Sustainable Technologies and Directions. *Sustainability*, 2023, vol. 15, no. 5, art. no. 3986. doi: <https://doi.org/10.3390/su15053986>.
33. Saoudi Y., Abdallah H.H. Contribution of FACTS Device for Persisting Optimal Grid Performance Despite Wind Farm Integration. *International Review on Modelling and Simulations*, 2015, vol. 8, no. 2, pp. 147–153. doi: <https://doi.org/10.15866/iremos.v8i2.3033>.
34. Hajer H., Yahia S., Anouar B., Larbi C.-A., Taouali O. The Dynamic of the Grid with the Presence of WF and the AVR for Power Quality Enhancement. *2025 4th International Conference on Computing and Information Technology (ICCIT)*, 2025, pp. 629–632. doi: <https://doi.org/10.1109/ICCIT63348.2025.10989368>.
35. 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>.
36. Ramos T., Medeiros Júnior M.F., Pinheiro R., Medeiros A. Slip Control of a Squirrel Cage Induction Generator Driven by an Electromagnetic Frequency Regulator to Achieve the Maximum Power Point Tracking. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 11, art. no. 2100. doi: <https://doi.org/10.3390/en12112100>.
37. García H., Segundo J., Rodríguez-Hernández O., Campos-Amezcuza R., Jaramillo O. Harmonic Modelling of the Wind Turbine Induction Generator for Dynamic Analysis of Power Quality. *Energies*, 2018, vol. 11, no. 1, art. no. 104. doi: <https://doi.org/10.3390/en11010104>.
38. Patil N.S., Bhosle Y.N. A review on wind turbine generator topologies. *2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC)*, 2013, pp. 625–629. doi: <https://doi.org/10.1109/ICPEC.2013.6527733>.
39. Osman S.H.E., Irungu G.K., Murage D.K. Impact of Different Locations of Integrating SCIG Wind Turbine into Distributed Network Using Continuation Power Flow Method. *2019 International Conference on Computer, Control, Electrical, and Electronics Engineering (ICCCEE)*, 2019, pp. 01–05. doi: <https://doi.org/10.1109/ICCCEE46830.2019.9071040>.
40. Anusri P., Sindhu K.C. Mathematical Modeling of the Squirrel Cage Induction Generator based Wind Farm for Sub-Synchronous Resonance Analysis. *Indian Journal of Science and Technology*, 2016, vol. 9, no. 38, pp. 1–7. doi: <https://doi.org/10.17485/ijst/2016/v9i38/101943>.
41. Hafaiedh H., Saoudi Y., Benamor A., Chrifi Alaoui L. Study of the impact of SCIG Wind farm integration and the effect of the location bus in dynamic grid enhancement. *2022 10th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, 2022, pp. 114–118. doi: <https://doi.org/10.1109/ICSC57768.2022.9993873>.
42. Hannan M.A., Al-Shetwi A.Q., Mollik M.S., Ker P.J., Mannan M., Mansor M., Al-Masri H.M.K., Mahlia T.M.I. Wind Energy Conversions, Controls, and Applications: A Review for Sustainable Technologies and Directions. *Sustainability*, 2023, vol. 15, no. 5, art. no. 3986. doi: <https://doi.org/10.3390/su15053986>.
43. Yang W., Yang J. Advantage of variable-speed pumped storage plants for mitigating wind power variations: Integrated modelling and performance assessment. *Applied Energy*, 2019, vol. 237, pp. 720–732. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2018.12.090>.
44. El Amine B.B.M., Ahmed A., Houari M.B., Mouloud D. Modeling, simulation and control of a doubly-fed induction generator for wind energy conversion systems. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2020, vol. 11, no. 3, pp. 1197–1210. doi: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v11.i3.pp1197-1210>.
45. Pandikumar M. A Control Methodology of Doubly Fed Induction Generator for Wind Energy Generation. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2020, vol. 937, no. 1, art. no. 012056. doi: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/937/1/012056>.
46. Saoudi Y., Abdallah H.H. The effect of the injected active and reactive powers for the improvement of voltage amplitude and frequency qualities. *14th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control & Computer Engineering – STA'2013*, 2013, pp. 47–51. doi: <https://doi.org/10.1109/STA.2013.6783104>.
47. Boukadoum A., Bouguerne A., Bahi T. Direct power control using space vector modulation strategy control for wind energy conversion system using three-phase matrix converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 40–46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.06>.
48. Hatziaargyriou N., Milanovic J., Rahmann C., Ajarapu V., Canizares C., Erlich I., Hill D., Hiskens I., Kamwa I., Pal B., Pourbeik P., Sanchez-Gasca J., Stankovic A., Van Cutsem T., Vittal V., Vournas C. Definition and Classification of Power System Stability – Revisited & Extended. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2021, vol. 36, no. 4, pp. 3271–3281. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2020.3041774>.
49. Chi Y., Liu Y., Wang W., Dai H. Voltage Stability Analysis of Wind Farm Integration into Transmission Network. *2006 International Conference on Power System Technology*, 2006, pp. 1–7. doi: <https://doi.org/10.1109/ICPST.2006.321661>.
50. Sauer P.W., Pai M.A., Chow J.H. Power System Toolbox. *Power System Dynamics and Stability: With Synchrophasor Measurement and Power System Toolbox 2nd edition*, 2017, pp. 305–325. doi: <https://doi.org/10.1002/9781119355755.ch11>.
51. Kumar S., Kumar A., Sharma N.K. A novel method to investigate voltage stability of IEEE-14 bus wind integrated system using PSAT. *Frontiers in Energy*, 2020, vol. 14, no. 2, pp. 410–418. doi: <https://doi.org/10.1007/s11708-016-0440-8>.

Received 28.02.2025

Accepted 25.04.2025

Published 02.09.2025

How to cite this article:

Hafaiedh H., Saoudi Y., Benamor A., Chrifi-Alaoui L. Wind farms integration into power system with improved location and stability problem solving. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 5, pp. 10–16. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.5.02>

Maximum power point tracking improving of photovoltaic systems based on hybrid triangulation topology aggregation optimizer and incremental conductance algorithm

Introduction. Maximum power point tracking (MPPT) in photovoltaic (PV) systems has been a key research focus in recent years. While numerous techniques have been proposed to optimize power extraction, each suffers from inherent limitations that hinder their effectiveness.

Problem. Environmental factors such as shading, partial shading, and low irradiance levels significantly impact PV system performance, with partial shading being the most critical and complex challenge due to its creation of multiple local power maxima. **Goal.** This study aims to improve MPPT in PV systems under partial shading conditions by developing a hybrid approach that integrates a Triangulation Topology Aggregation Optimizer (TTAO) with the Incremental Conductance (IC) algorithm. **Methodology.** Simulations were conducted in MATLAB/Simulink under four static partial shading scenarios, comparing the hybrid TTAO-IC algorithm against traditional methods like Perturb and Observe (P&O), IC and metaheuristic algorithms. **Scientific novelty** of this work lies in the hybrid TTAO-IC algorithm, which combines the global optimization strength of TTAO with the precision of IC, addressing the shortcomings of conventional methods. **Practical value.** The results show that the hybrid TTAO-IC algorithm achieves tracking efficiencies exceeding 99 %, outperforming existing methods and demonstrating robust adaptability to varying environmental conditions. References 31, tables 5, figures 15.

Key words: solar photovoltaic system, triangulation topology aggregation optimizer, maximum power point tracking, global maximum power point, partial shading conditions.

Вступ. Відстеження точки максимальної потужності (MPPT) у фотоелектричних (PV) системах є ключовим напрямком досліджень в останні роки. Хоча було запропоновано численні методи оптимізації отримання енергії, кожен з них має певні обмеження, що зменшують їх ефективність. **Проблема.** Фактори навколишнього середовища, такі як затінення, часткове затінення та низький рівень опромінення, суттєво впливають на продуктивність PV системи, причому часткове затінення є найбільш критичною та складною проблемою через створення кількох локальних максимумів потужності. **Мета.** Це дослідження спрямоване на покращення MPPT у PV системах в умовах часткового затінення шляхом розробки гібридного підходу, який інтегрує оптимізатор агрегації топології триангуляції (TTAO) з алгоритмом інкрементальної провідності (IC). **Методологія.** Моделювання проводилося в MATLAB/Simulink за чотирма статичними сценаріями часткового затінення, порівнюючи гібридний алгоритм TTAO-IC з традиційними методами, такими як метод збурень та спостережень (P&O), IC та метаевристичними алгоритмами. **Наукова новизна** роботи полягає в гібридному алгоритмі TTAO-IC, який поєднує глобальну оптимізаційну силу TTAO з точністю IC, усуваючи недоліки традиційних методів. **Практична цінність.** Результати показують, що гібридний алгоритм TTAO-IC досягає ефективності відстеження, що перевищує 99 %, перевершуючи існуючі методи та демонструючи надійну адаптивність до різних умов навколишнього середовища. Бібл. 31, табл. 5, рис. 15.

Ключові слова: сонячна фотоелектрична система, оптимізатор агрегації топології триангуляції, відстеження точки максимальної потужності, глобальна точка максимальної потужності, умови часткового затінення.

Introduction. Photovoltaic (PV) systems play a key role in the global energy transition by harnessing solar energy to generate electricity. Using semiconductor devices, these systems directly convert solar energy into electricity. However, the conversion efficiency typically ranges from 10 % to 25 % of the total incident solar power, highlighting the importance of optimizing power extraction to maximize energy efficiency. In this context, Maximum Power Point Tracking (MPPT) algorithms have become essential tools for achieving this goal. Since their inception in the 1950s, MPPT strategies have continuously evolved to address growing challenges, such as irradiance fluctuations, temperature variations, and partial shading effects [1]. Traditional approaches, particularly the Perturb and Observe (P&O) and Incremental Conductance (IC) methods, dominated early generations of MPPT systems due to their simplicity and effectiveness under stable conditions. However, these methods have significant limitations when applied to dynamic or complex environments. These limitations include slow convergence, inadequate tracking accuracy, and an inability to effectively manage partial shading scenarios [2–4]. To overcome these challenges, innovative approaches based on metaheuristic and hybrid algorithms have been developed. Methods such as Particle Swarm Optimization (PSO), Cuckoo Search (CS) [5] and Grey Wolf Optimization (GWO) [6] have proven to be particularly promising. These algorithms allow for a more accurate localization of the Global Maximum Power Point (GMPP), while improving convergence speed and reducing steady-state oscillations [7, 8]. Additionally, advanced variants, such as modified PSO, Plant

Propagation Algorithm (PPA), and hybrid solutions like Radial Basis Function Neural Network based on PSO (PSO-RBFNN), have demonstrated their ability to achieve energy yields above 99 %, even in variable and complex weather conditions [9–12]. The emergence of artificial intelligence in MPPT strategies has marked the beginning of a new era of innovation. Algorithms based on artificial neural networks, combined with hybrid techniques like PSO-RBFNN, help address complex challenges while enhancing the reliability and speed of systems [13, 14]. Previous work, such as the study by [15], introduced improvements to traditional methods. For instance, an optimized version of the P&O algorithm achieved an energy efficiency of 96 % under uniform atmospheric conditions, but it did not account for the effects of non-uniform conditions. Simultaneously, advancements in DC-DC converter design, such as high-voltage gain converters with soft switching, have significantly contributed to improving the energy efficiency of grid-connected PV systems [16].

Moreover, advanced control strategies, such as Terminal Sliding Mode Controllers (TSMC), hybrid PSO-TSMC algorithms, and approaches utilizing fuzzy logic and fractional-order controllers, offer enhanced robustness. These solutions stand out for their ability to reduce oscillations, improve system stability, and provide a quick response to environmental changes [17–20]. Given the variety of available methods and the rapid advancements in the field, it is crucial to evaluate and compare these approaches to determine the most suitable solutions for current challenges. A detailed analysis of

existing MPPT techniques is provided, highlighting innovative strategies that integrate metaheuristic algorithms, artificial intelligence, and innovations in converter design, as evidenced by [21–23]. Other efforts, such as those by [24], have proposed variants of the IC algorithm adapted to changing irradiance profiles. Although these approaches have demonstrated promising performance, they remain limited by the lack of experimental validation or their inability to effectively address partial shading scenarios and rapid irradiance variations. A hybrid algorithm combining a wavelet neural network and a cuckoo search algorithm has demonstrated superior performance in predicting PV production, better capturing the chaotic variations of solar radiation [25]. Furthermore, optimizations of the flower pollination algorithm for MPPT under partial shading have led to reduced tracking time and increased efficiency [26]. Another hybrid control approach abbreviated as ACO-ANN, based on a neural network and ant colony optimization, has enhanced MPPT and energy quality in industrial applications [27]. Strategies such as the improved grey wolf optimizer and the super-twisting sliding mode controller have also contributed to significant improvements in robustness and response time under shading conditions [28, 29]. Additionally, a strategy for quickly locating the global peak in PV systems under partial shading conditions, without particle reset, has been introduced, reducing convergence time by 650 % compared to traditional PSO reset methods and avoiding premature convergence [30]. However, despite the progress made, a major limitation remains for many MPPT techniques: their inefficiency in the face of slow or sudden changes in ambient temperature and solar irradiance. This highlights the need for even more robust and adaptive algorithms.

Goal. This study aims to improve MPPT in PV systems under partial shading conditions by developing a hybrid approach that integrates a Triangulation Topology Aggregation Optimizer (TTAO) with the IC algorithm. By integrating the global optimization capabilities of TTAO with the precision of the IC method, the proposed TTAO-IC algorithm addresses the limitations of traditional MPPT techniques, such as P&O and standalone IC, which often struggle with local optima, oscillations, and slow convergence under non-uniform irradiance. The goal is to provide a robust, efficient, and reliable solution for improving energy extraction in PV systems, particularly in large-scale deployments where partial shading is a common challenge. Simulation results demonstrate the superior performance of TTAO-IC, particularly in cases where conventional methods fail to converge to GMPP. The algorithm achieves tracking efficiencies exceeding 99 % across diverse partial shading conditions, highlighting its robustness and reliability. Key advantages of the TTAO-IC algorithm include:

- Rapid convergence to the GMPP, ensuring minimal energy loss during the tracking process.
- Significant reduction in oscillations around the MPP, even under dynamic and non-uniform irradiance conditions.
- Consistently high tracking efficiency, leading to enhanced energy yield and improved overall system performance.

The results from simulations demonstrate the effectiveness of this hybrid algorithm, which combines precision, speed, and robustness. This advancement opens

new perspectives for optimizing solar systems, ensuring optimal and reliable energy exploitation.

1. Modelling and analysis.

1.1. PV conversion chain. The MPP is achieved by controlling a DC-DC converter with an MPPT controller (Fig. 1). The MPPT controller optimizes power transfer from the PV system to the load, adapting to varying weather conditions to ensure maximum efficiency.

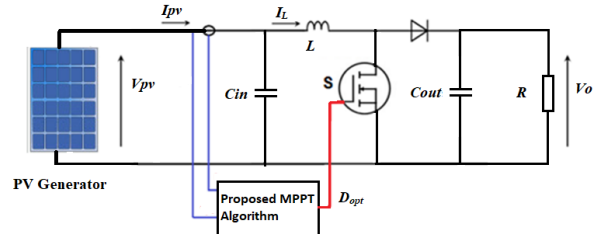


Fig. 1. DC-DC boost converter

PV system is made up of two identical solar panels connected in series, with their electrical specifications (Table 1). Connecting panels in series combines their voltages while maintaining the same current, enabling the system to achieve a higher output voltage. This configuration is particularly useful for applications requiring higher voltage levels, as it reduces the need for voltage amplification by the DC-DC converter.

Table 1

PV panel specifications

Parameter	PV module	PV installation
Maximum power output $P_{\max}$ under standard test conditions (STC), W	213.15	426.3
Open-circuit voltage V_{oc} under STC, V	36.3	72.6
Short-circuit current I_{sc} under STC, A	7.84	7.84
Voltage at the MPP V_{mp} under STC, V	29	58
Current at the MPP I_{mp} under STC, A	7.35	7.35

The electrical parameters of the DC-DC boost converter used in the simulation are provided in Table 2.

Table 2

Boost converter component specifications

Parameter	Value
Inductance L , mH	1.1478
Input capacitor C_{in} , μ F	6800
Output capacitor C_{out} , μ F	3300
PWM frequency f , kHz	10
Resistive load R , Ω	100

The components of the boost converter are essential to the system's operation and have a direct impact on the performance of the TTAO-IC algorithm. The inductor (L) reduces current ripple, providing a stable power supply, while the input (C_{in}) and output (C_{out}) capacitors ensure smooth voltage levels on both sides of the converter, minimizing disturbances during MPPT. The load resistance (R) simulates power consumption and is crucial for evaluating the converter's energy efficiency. Additionally, the switching frequency (f) influences system responsiveness: a higher frequency allows for faster MPPT adjustments but can increase switching losses. Optimizing these parameters is essential for stable converter operation, which in turn improves the accuracy and convergence speed of the TTAO-IC algorithm. This is particularly valuable under challenging conditions, such as partial shading and rapid changes in irradiance.

1.2. PV panel model. A PV cell is represented by the single-diode model. This model can be extended to a PV module by treating it as a group of identical cells connected in series and/or parallel. The model of an individual cell is developed using the widely adopted equivalent electrical circuit (Fig. 2).

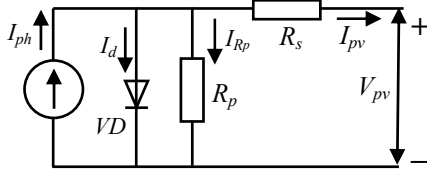


Fig. 2. Equivalent circuit diagram of a single-diode solar cell model

A PV system consists of multiple PV modules that are connected in series and parallel configurations to increase overall power output. The series connection of modules helps increase the system's voltage, while the parallel connection raises the current output [23]. The mathematical model of a PV system is described by a set of equations that represent the electrical behavior and characteristics of the modules under different conditions. These equations consider factors such as the irradiance, temperature, internal resistances, and electrical parameters of the PV cells:

$$I_{pv} = I_{ph}N_p - I_dN_p \times \left[\exp\left(\frac{q(V_{pv} + \frac{I_{pv}R_sN_s}{N_p})}{nN_s k_b T}\right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + \frac{I_{pv}R_sN_s}{N_p}}{R_p \frac{N_s}{N_p}} \quad (1)$$

with $V_t = k_b T / q$; (2)

$$I_{ph} = (I_{sc} + k_i(T - 270)) \frac{G}{1000}; \quad (3)$$

$$I_d = (I_{dr} \left(\frac{T}{298}\right)^3 \exp\left[\frac{qE_q}{N_s k_b V_t} \left(\frac{1}{298} - \frac{1}{T}\right)\right]), \quad (4)$$

where I_{ph} is the photocurrent; I_{sc} is the short-circuit current; I_{dr} is the dark saturation current; N_s is the number of series cells; N_p is the number of parallel cells; R_s is the series resistance; R_p is the shunt resistance; V_t is the thermal voltage; q is the electron charge; E_q is the photon energy; k_i is the short-circuit coefficient; k_b is the Boltzmann constant; T is the temperature; G is the irradiance.

1.3. Boost converter. In PV systems, the DC-DC converter is essential for implementing MPPT, ensuring maximum energy capture and enhancing system efficiency, especially in fluctuating environmental conditions. MPPT algorithms work in conjunction with DC-DC converters to fine-tune the system's electrical parameters for optimal power conversion. A widely used DC-DC converter for this purpose is the boost converter, which steps up the output voltage in comparison to the input voltage. The power produced by the PV panel is fed to this boost converter, which is regulated using a PWM signal generated by the MPPT controller. To ensure maximum power extraction from the PV system, the duty cycle (D) of the boost converter is continuously adjusted based on changes in solar irradiation, temperature, and other environmental factors [17]. This dynamic adjustment enables the PV system to maintain operation

at or near its MPP. An input capacitor is typically placed on the PV panel side to filter out high-frequency variations and stabilize the current. The optimal duty cycle for the boost converter, which allows maximum power extraction from the PV generator, is determined using specific mathematical relationships and control strategies, based on system parameters and environmental inputs:

$$D_{opt} = 1 - V_{mpp} / \sqrt{P_{mpp} R}, \quad (5)$$

where P_{mpp} is the peak power a PV system can generate while functioning at its MPP; V_{mpp} is the voltage level at which the PV panel operates to achieve maximum power output at the MPP; R is the load's equivalent resistance at the output of the DC-DC boost converter plays a crucial role in determining the efficiency of power transfer; D_{opt} is the ideal duty cycle configuration for the boost converter is essential for efficient MPPT, enabling the PV system to achieve maximum power output.

The MPPT block produces a duty cycle signal to regulate the switching element of the boost converter, which typically functions at an operating frequency of 10 kHz. A boost converter is employed in PV systems to increase the output voltage to a higher level, meeting system requirements. Its straightforward design and ease of control further contribute to its widespread use, as highlighted in [22]. In continuous conduction mode the inductor current and capacitor voltage are typically chosen as state variables. These variables are utilized to derive the averaged model of the boost converter, which can be represented by a set of equations, as illustrated in Fig. 1:

$$\frac{dI_L(t)}{dt} = -(1-D)\frac{1}{L}V_0(t) + \frac{1}{L}V_{pv}(t); \quad (6)$$

$$\frac{dV_0(t)}{dt} = (1-D)\frac{1}{C_{out}}I_L(t) + \frac{1}{RC_{out}}V_0(t), \quad (7)$$

where I_L is the current through the inductor; V_0 is the output voltage across the capacitor C_{out} ; V_{pv} is the supply voltage; D is the duty cycle ($\in [0, 1]$). In the boost converter circuit, the parameters R , L , C_{out} are the load resistance, the input circuit inductance, and the output filter capacitance, respectively.

1.4. Configuration of PV modules under static partial shading conditions. In non-uniform irradiance scenarios, such as shading caused by obstacles like trees, buildings, or passing clouds, PV generator systems may experience partial shading. As illustrated in Fig. 3, this phenomenon leads to a power-voltage (P - V) curve with multiple peaks, representing different maximum power points (MPPs). Among these, one is the GMPP, while the others are classified as local maximum power points (LMPPs). To replicate partial shading conditions, PV panels are exposed to varying irradiance levels, resulting in P - V curves with multiple peaks. To validate our method, a case study under static partial shading conditions is provided, including 4 practical test scenarios for simulation:

1. Scenario 1: a test under STC (1000 W/m² at 25 °C).
2. Scenario 2: $G_1 = 1000$ W/m², $G_2 = 400$ W/m² at 25 °C.
3. Scenario 3: $G_1 = 800$ W/m², $G_2 = 400$ W/m² at 25 °C.
4. Scenario 4: $G_1 = 600$ W/m², $G_2 = 400$ W/m² at 25 °C.

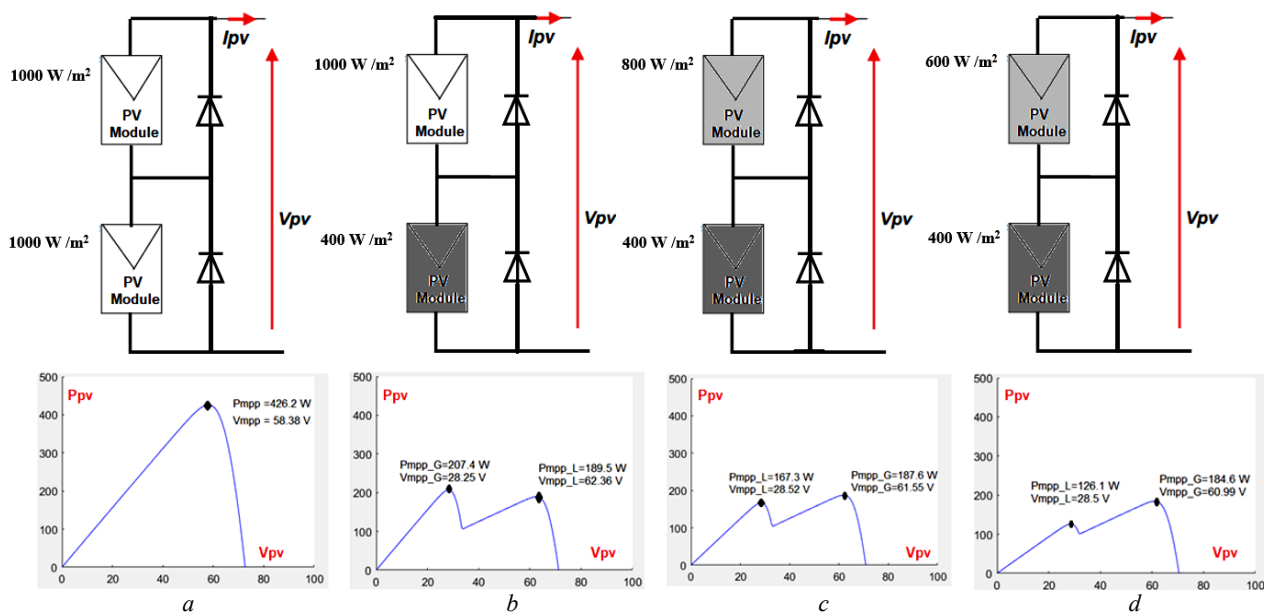


Fig. 3. Arrangement of PV modules across various static partial shading scenarios:
a) scenario 1 (STC); b) scenario 2; c) scenario 3; d) scenario 4

The optimal duty cycles for each scenario, as determined by (5), are provided in Table 3.

Table 3

Optimal duty cycle calculated for each scenario

Scenario	P_{mpp} , W	D_{opt}
Scenario 1	$P_{mpp} = 426.3$	$D_{opt_G} = 0.71721425$
Scenario 2	$P_{mpp_G} = 207.4$ $P_{mpp_L} = 189.5$	$D_{opt_G} = 0.80383836$ $D_{opt_L} = 0.54699656$
Scenario 3	$P_{mpp_G} = 187.6$ $P_{mpp_L} = 167.3$	$D_{opt_G} = 0.55062217$ $D_{opt_L} = 0.77950357$
Scenario 4	$P_{mpp_G} = 184.6$ $P_{mpp_L} = 126.1$	$D_{opt_G} = 0.55110705$ $D_{opt_L} = 0.74620251$

Note. P_{mpp_G} is the output power at the GMPP; P_{mpp_L} is the output power at LMPP; D_{opt_G} is the optimal duty cycle corresponding to the GMPP; D_{opt_L} is the optimal duty cycle corresponding to the LMPP.

MATLAB/Simulink simulations were carried out to evaluate the performance of the hybrid TTAO-IC algorithm under defined static partial shading conditions. The outcomes were benchmarked against those of two conventional MPPT techniques: P&O and IC.

2. Enhanced MPPT based on hybrid TTAO-IC algorithm. In PV systems, optimizing efficiency requires identifying the ideal operating point where power output is maximized, a process achieved through advanced strategies. Given the non-linear characteristics of PV systems and the variability of environmental conditions, sophisticated algorithms are essential to consistently locate and maintain this optimal point. Hybrid metaheuristic algorithms, which combine the strengths of multiple optimization techniques, have proven particularly effective in enhancing this process. These approaches are especially adept at addressing complex challenges, such as partial shading conditions, and adapting to dynamic environmental changes, making them a robust solution for improving the performance and reliability of PV systems.

2.1. TTAO algorithm.

The TTAO is a global optimization algorithm based on mathematical principles, designed to solve continuous and engineering problems [31]. This algorithm leverages triangular topological similarity to develop 2 main strategies: generic aggregation and local aggregation. These strategies enable the TTAO to effectively explore the search space, avoid local optima, and converge toward the global optimum. The detailed functioning of this algorithm is described by the flowchart (Fig. 4) and the corresponding pseudocode (Fig. 5).

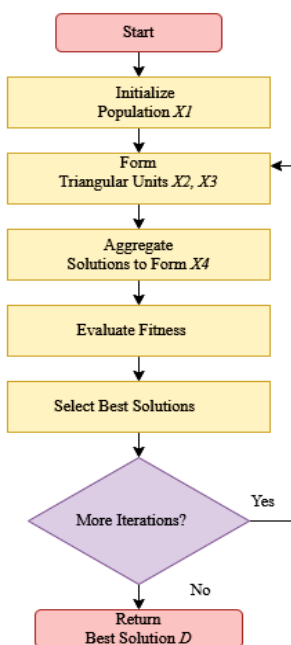


Fig. 4. Flowchart of TTAO algorithm

Algorithm 1: TTAO algorithm

```

1: Input:  $V_{pv}$ ,  $I_{pv}$  (voltage and current from PV panel)
2: Parameters:
   Population size  $Pop\ Size = 30$ , Iterations  $T = 100$ 
   Dimension  $Dim = 1$ , Bounds ( $Low = 0$ ,  $Up = 1$ )
    $X1$ ,  $X2$ ,  $X3$  and  $X4$ : populations
3: Initialize population  $X1$  randomly within the bounds.
4: For  $t = 1$  to  $T$  do
5:   Form triangular units  $X2$ ,  $X3$  based on  $X1$ .
6:   Aggregate solutions to form  $X4$ .
7:   Evaluate fitness of  $X1$ ,  $X2$ ,  $X3$ ,  $X4$ .
8:   Select the best solutions and update  $X1$ .
9: End for
10: Return the best solution  $D$ 

```

Fig. 5. TTAO algorithm

2.2. IC algorithm. The IC algorithm is a popular MPPT method for PV systems, aimed at maximizing energy extraction by dynamically comparing the

instantaneous conductance (I/V) with the incremental conductance (dI/dV) in relation to the voltage. The IC algorithm enhances efficiency by continuously fine-tuning the operating voltage to keep the system close to the MPP while minimizing oscillations. It adjusts the duty cycle (D) of the power converter in response to real-time variations in voltage (V) and current (I), ensuring optimal operation. The MPP condition is mathematically described as follows:

$$dP/dV = 0 \text{ where } P = V \cdot I. \quad (8)$$

Expanding this gives:

$$\frac{d(V \cdot I)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV}. \quad (9)$$

The detailed functioning of this algorithm is described by the pseudocode (Fig. 6).

Algorithm 2: IC algorithm
1: Initialize $D_{prev} = 0.5$, $V_{pv\ prev} = V_{pv}$, $I_{pv\ prev} = I_{pv}$
2: Set step size $\Delta D = 0.0001$
3: while system is running do
4: Measure current voltage V_{pv} and current I_{pv}
5: Calculate the change in voltage: $\Delta V = V_{pv} - V_{pv\ prev}$
6: Calculate the change in current: $\Delta I = I_{pv} - I_{pv\ prev}$
7: if ($\Delta V \neq 0$) then
if ($\Delta I/\Delta V > -I_{pv}/V_{pv}$) then
8: Decrease duty cycle : $D = D_{prev} - \Delta D$
9: else if ($\Delta I/\Delta V < -I_{pv}/V_{pv}$) then
10: Increase duty cycle: $D = D_{prev} + \Delta D$
11: else
12: No change in duty cycle : $D = D_{prev}$
13: end if
14: else if ($\Delta V = 0$) then
15: if ($\Delta I \neq 0$) then
16: Decrease duty cycle : $D = D_{prev} - \Delta D$
17: end if
18: end if
19: Update previous values: $V_{pv\ prev} = V_{pv}$, $I_{pv\ prev} = I_{pv}$
20: Set $D_{prev} = D$
21: end while

Fig. 6. IC algorithm

2.3. Hybrid TTAO-IC algorithm. The hybrid TTAO-IC algorithm is a method combining the global search capabilities of the TTAO with the local refinement provided by the IC algorithm. This hybrid approach is designed to optimize MPPT in PV systems. TTAO is used to explore the search space globally and identify regions close to the MPP, while IC refines the duty cycle to achieve precise MPPT. The power generated by the PV system is given as:

$$P_{pv} = V_{pv} I_{pv}, \quad (10)$$

where V_{pv} , I_{pv} are the PV panel voltage and current.

To maximize the power P_{pv} the derivative of power with respect to voltage must be zero:

$$dP_{pv}/dV_{pv} = 0; \quad (11)$$

$$dP_{pv}/dV_{pv} = I_{pv} + V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}. \quad (12)$$

The hybrid TTAO-IC algorithm can be broken down into the following steps:

- **Initialization:** the algorithm starts by generating a random initial population for the TTAO phase. The initial duty cycle is set to $D_{prev} = 0.5$.

- **Global exploration (TTAO):** during each iteration of TTAO, triangular units are formed from the population, and solutions are aggregated and evaluated. The best

solution from this phase, denoted D_{TTAO} , represents a candidate duty cycle near the MPP.

- **Local refinement (IC):** the best solution from TTAO is refined using the IC method. IC adjusts the duty cycle based on the change in power relative to voltage, following the conditions:

$$dI_{pv}/dV_{pv} = -I_{pv}/V_{pv}; \quad (13)$$

$$D_{prev} = \alpha D_{IC} + (1 - \alpha) D_{prev}, \quad (14)$$

where α is the smoothing factor.

- **Termination:** after a predefined number of iterations, or once the duty cycle converges, the final value of D is returned, optimizing the PV system's operation.

The algorithm's detailed operation is visually represented through the flowchart in Fig. 7 and clearly outlined in the pseudocode shown in Fig. 8.

The hybrid TTAO-IC algorithm improves MPPT efficiency in PV systems by combining the global exploration of TTAO with the precision of IC, thus optimizing maximum power tracking. This hybrid approach ensures the system does not get stuck in local optima, while accurately tracking the MPP under varying environmental conditions (e.g., static partial shading conditions).

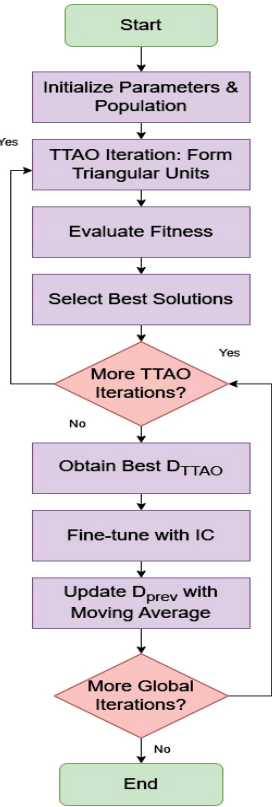


Fig. 7. Flowchart of hybrid TTAO-IC algorithm

Algorithm 3: Hybrid TTAO-IC Algorithm
1: Input: V_{pv} , I_{pv}
2: Parameters: Population size $PopSize = 10$, TTAO iterations $T = 10$, maximum iterations $MaxIter = 100$, dimension $Dim = 1$, $\Delta D = 0.0001$
3: Initialize population for TTAO
4: Initialize persistent variables: $V_{pv\ prev} = 0$, $I_{pv\ prev} = 0$, $D_{prev} = 0.5$
5: for iteration = 1 to $MaxIter$ do
6: for $t = 1$ to T do
7: Form triangular units and aggregate solutions in TTAO
8: Evaluate the fitness and update the population
9: end for
10: Obtain the best solution D_{TTAO}
11: Fine-tune using the IC algorithm to get D_{IC}
12: Update $D_{prev} = \alpha D_{IC} + (1 - \alpha) D_{prev}$ (apply moving average filter)
13: end for
14: Output: Final duty cycle $D = D_{prev}$

Fig. 8. Hybrid TTAO-IC algorithm

3. Simulation results and discussion.

3.1. Simulation results. To assess the performance of the proposed MPPT control algorithm, a series of simulations were conducted in the MATLAB/Simulink environment. The control architecture used in these simulations is shown in Fig. 9. In this setup, a DC-DC boost converter acts as the interface between the simulated PV system and a DC load. This boost converter is crucial

as it regulates the voltage and current, ensuring that the PV system operates at its MPP. Four distinct MPPT algorithm blocks were incorporated into the simulation environment, each tested individually to evaluate their respective performances. The main goal of this study is to evaluate the efficiency and accuracy of 4 different algorithms for tracking the GMPP in a PV system under static partial shading conditions. The algorithms analyzed include IC, P&O, TTAO and a hybrid TTAO-IC approach. The aim of the hybrid algorithm is to optimize the precision and speed of the search process, ensuring reliable and efficient tracking of the GMPP. The selection of these algorithms is based on their complementary characteristics:

- P&O is known for its simplicity and widespread use, though it may struggle to maintain accuracy under variable irradiance.

- IC offers improved precision, particularly in dynamic conditions, as it adjusts to changes in irradiance more effectively.

- TTAO, a metaheuristic optimization technique, excels in locating global maxima in complex search spaces, such as those introduced by partial shading effects.

- The hybrid TTAO-IC algorithm combines the global search capability of TTAO with the local precision of IC, aiming to reduce convergence time and improve tracking accuracy. Efficient MPPT control also directly affects the efficiency of the DC-DC boost converter. Algorithms that minimize oscillations around the MPP reduce switching losses, thereby optimizing the overall system performance. Conversely, slower or less accurate algorithms can lead to higher power losses due to increased switching activity.

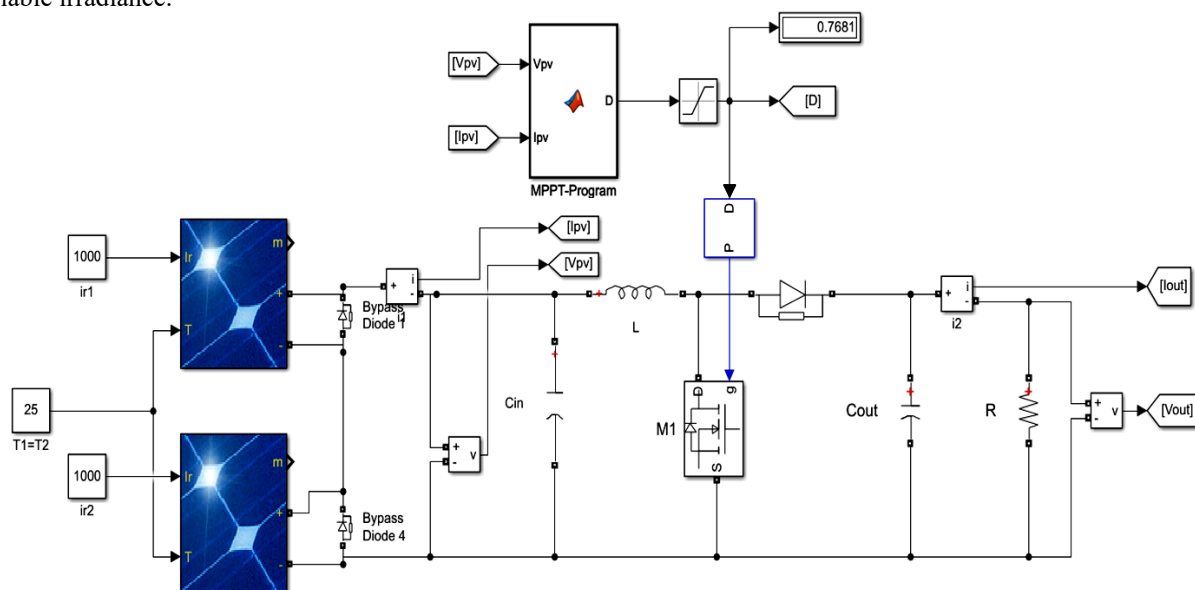


Fig. 9. Schematic representation of the PV system simulated in MATLAB/Simulink

The comparative performance of the algorithms is assessed based on 3 key parameters:

- *Time*. These measures the time required for each algorithm to converge to the MPP (P_{pv}). A shorter tracking time indicates faster adaptation to the MPP.

- *Tracking error*. This parameter evaluates how accurately the algorithm identifies the MPP. It is computed as the percentage difference between the duty cycle determined by the algorithm and the actual global duty cycle, which is obtained from the reference values (Table 3).

- *System efficiency*. This evaluates the overall efficiency of the PV system by computing the ratio of the extracted power to the maximum available power under the given conditions.

3.2. Simulation observations. The simulation results are illustrated in Fig. 10–13, which correspond to 4 scenarios, each highlighting the power (P_{pv}) and duty cycle achieved by the algorithms (IC, P&O, TTAO, and TTAO-IC). According to the simulation results presented in Table 4, the performance of the algorithms is evaluated under various scenarios:

- *Scenario 1*. Both TTAO and TTAO-IC exhibit minimal tracking errors, significantly outperforming the IC and P&O methods, which display much higher error rates.

- *Scenarios 2 and 3*. The IC and P&O techniques show considerable limitations, with tracking errors exceeding 30 %, emphasizing their reduced effectiveness

in these conditions. In contrast, TTAO and TTAO-IC maintain notably lower error levels, with TTAO-IC achieving superior performance.

- *Scenario 4*. The same trend is observed, where TTAO-IC consistently records the lowest tracking error, demonstrating its robustness and accuracy across varying conditions.

The results highlight the superior performance of the hybrid TTAO-IC algorithm compared to other methods. This algorithm demonstrates rapid convergence to the GMPP with minimal tracking error, ensuring high efficiency in power extraction. Moreover, it eliminates persistent steady-state oscillations, making it a robust and reliable solution for MPPT under partial shading conditions. The comparative analysis confirms the hybrid TTAO-IC algorithm as the most effective solution for tracking the GMPP in PV systems, particularly under partial shading. By combining global optimization capabilities with precise local adjustments, it ensures rapid convergence, minimal error, and enhanced system efficiency. These findings underscore the critical importance of adopting advanced MPPT methods like TTAO-IC to maximize energy yield and optimize the overall performance of PV systems. The TTAO-IC method excels in maintaining minimal tracking errors across all scenarios, showcasing its superior precision in accurately determining the GMPP.

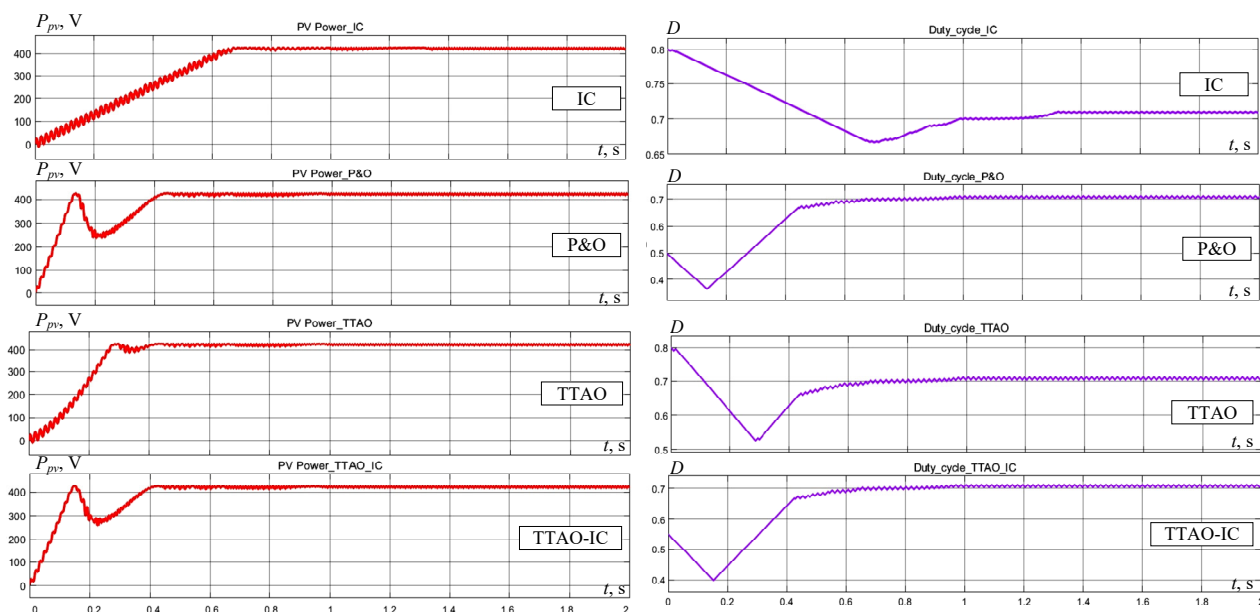


Fig. 10. Power P_{pv} and duty cycle D in scenario 1

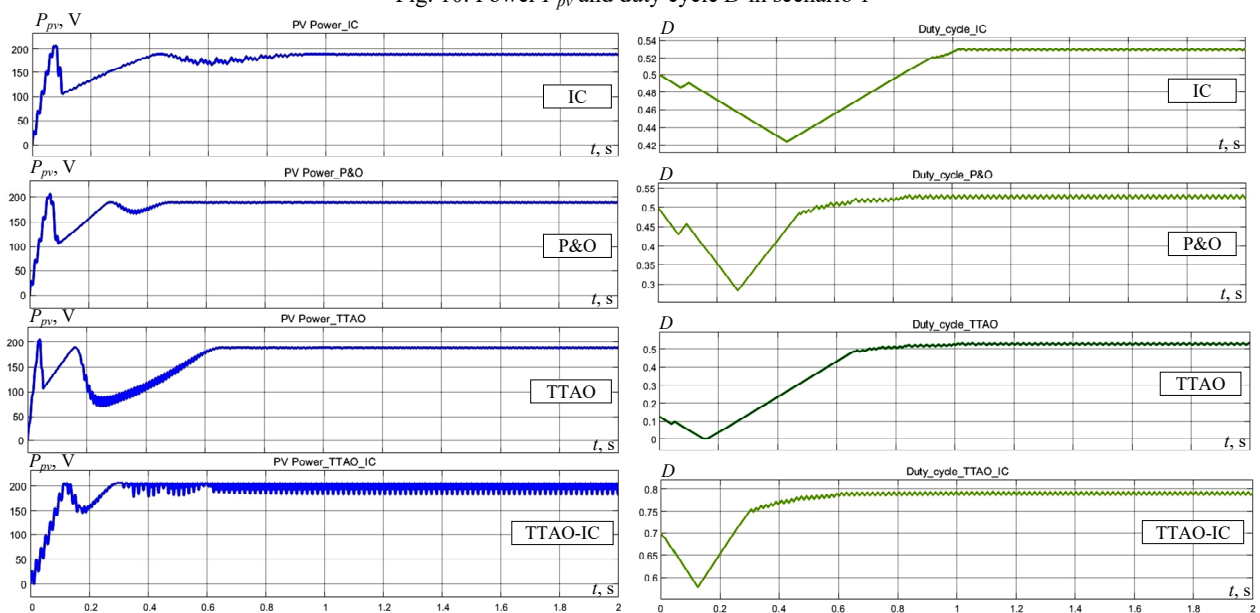


Fig. 11. Power P_{pv} and duty cycle D in scenario 2

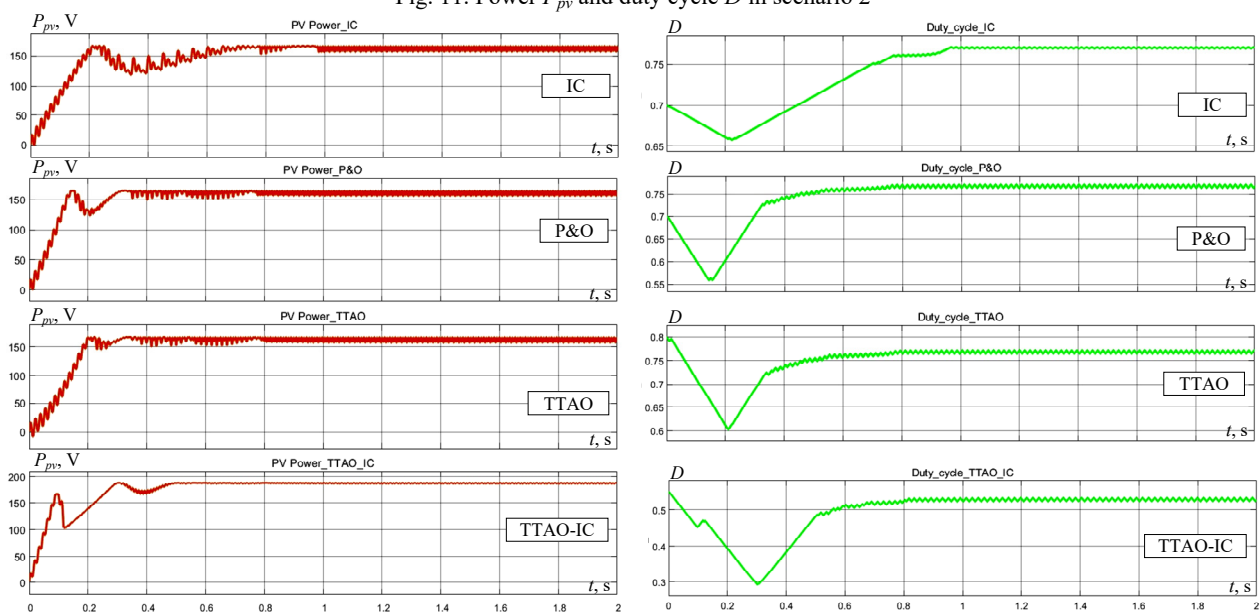


Fig. 12. Power P_{pv} and duty cycle D in scenario 3

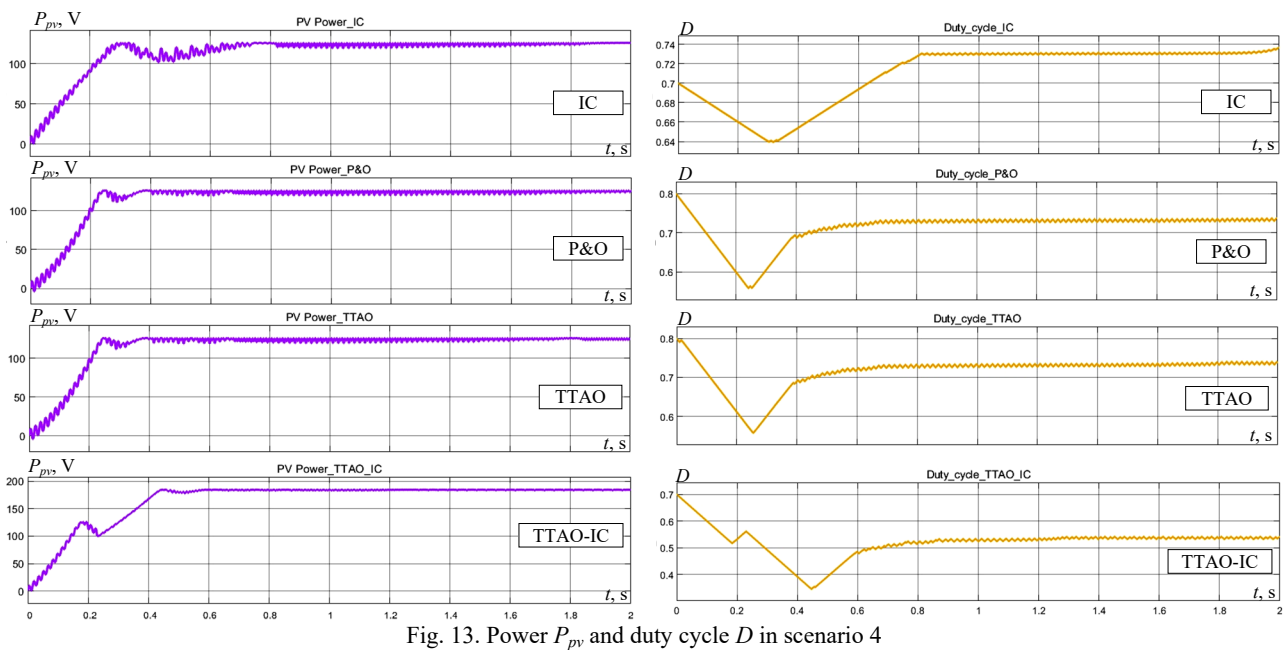


Fig. 13. Power P_{pv} and duty cycle D in scenario 4

Table 4

Performance comparison of algorithms in various scenarios

Algorithm	Convergence time	Duty cycle	Tracking error, %	P_{pv} , W	Efficiency, %
Scenario 1: $G_1 = G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$, $T_1 = T_2 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $P_{mpp} = 426.3 \text{ W}$, $D_{optG} = 0.71721435$					
IC	648.689	0.7103	0.9641	426.130	99.96
P&O	628.276	0.7108	0.8943	426.124	99.96
TTAO	352.368	0.7101	0.9919	426.106	99.95
TTAO-IC	397.775	0.7101	0.7808	426.130	99.96
Scenario 2: $G_1 = 1000 \text{ W/m}^2$, $G_2 = 400 \text{ W/m}^2$, $T_1 = T_2 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $P_{mppG} = 207.4 \text{ W}$, $D_{optG} = 0.80383836$					
IC	768.902	0.5305	34.0041	189.453	91.35
P&O	517.483	0.5308	33.9668	189.450	91.35
TTAO	254.545	0.7925	1.4105	204.705	98.70
TTAO-IC	265.734	0.7943	1.1866	206.400	99.75
Scenario 3: $G_1 = 800 \text{ W/m}^2$, $G_2 = 400 \text{ W/m}^2$, $T_1 = T_2 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $P_{mppG} = 187.6 \text{ W}$, $D_{optG} = 0.55062217$					
IC	567.832	0.7704	39.9145	167.000	89.02
P&O	405.594	0.7699	39.8236	167.200	89.13
TTAO	271.329	0.7714	40.0961	167.200	89.13
TTAO-IC	442.281	0.5378	2.3287	187.600	100.00
Scenario 4: $G_1 = 600 \text{ W/m}^2$, $G_2 = 400 \text{ W/m}^2$, $T_1 = T_2 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $P_{mppG} = 184.6 \text{ W}$, $D_{optG} = 0.55110705$					
IC	623.776	0.7401	34.2933	125.800	68.15
P&O	433.566	0.7400	34.2752	125.900	68.20
TTAO	338.462	0.7391	34.1119	125.700	68.09
TTAO-IC	443.477	0.5311	3.3631	184.500	99.95

3.3. Statistical analysis. The tracking error of the duty cycle measures how accurately each algorithm identifies the GMPP. Figure 14 presents a comparison of the 4 algorithms' performance across the 4 scenarios.

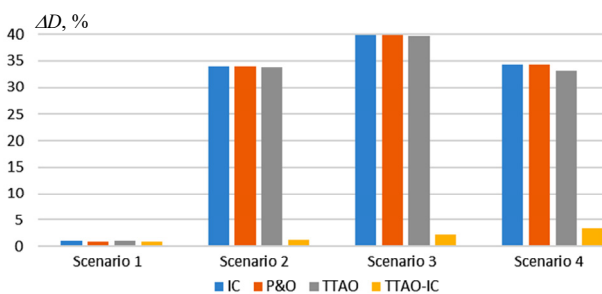


Fig. 14. Duty cycle tracking error

The power extraction efficiency evaluates the capability of each algorithm to maximize the output

power from the PV system. The results for the 4 algorithms under the 4 scenarios are shown in Fig. 15. Scenario 1 – all algorithms demonstrate high efficiency ($\approx 99\%$) under uniform shading conditions. However, TTAO-IC consistently achieves slightly higher efficiency compared to the other methods. Scenario 2–4: under partial shading conditions, the performance of IC and P&O deteriorates significantly, with efficiency dropping below 70%. Conversely, TTAO-IC sustains efficiencies close to 100% with showing a slight edge. The TTAO-IC algorithm achieves near-perfect power extraction efficiency under all conditions, outperforming other methods, especially under partial shading scenarios.

The findings presented in Table 5 highlight the exceptional performance of the TTAO-IC algorithm across several critical metrics. Simulation results were used to calculate the efficiency percentage for each

method, showing that the TTAO-IC algorithm delivers substantially higher efficiency compared to the techniques detailed in [11, 12, 29].

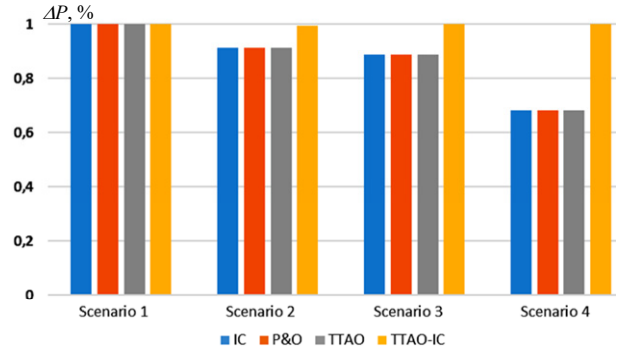


Fig. 15. Power extraction efficiency

Furthermore, the TTAO-IC controller demonstrates a significantly faster response time than PSO, PPA, PSO-OBL, ABC and SSA-GWO when subjected to static shading conditions, emphasizing its capability to quickly reach the GMPP. This enhanced efficiency reduces energy losses by ensuring precise and rapid tracking of the GMPP. These results highlight the exceptional effectiveness and superiority of the TTAO-IC algorithm in optimizing the MPPT process for PV systems. With its accelerated convergence rate and improved efficiency, the algorithm emerges as a highly effective solution for maximizing energy production while addressing shading challenges in PV applications.

Table 5

Comparative performance analysis of the proposed TTAO-IC algorithm and other MPPT techniques

MPPT algorithm	Efficiency, %	Tracking time, s
Particle Swarm Optimization (PSO) [29]	99.71	0.46
Plant Propagation Algorithm (PPA) [11]	99.91	0.68
PSO-Optimization Based Learning (OBL) [12]	99.72	0.69
Artificial Bee Colony (ABC) algorithm [29]	99.54	0.47
Salp Swarm Algorithm with Grey Wolf Optimizer (SSA-GWO) [29]	99.84	0.43
Proposed TTAO-IC	99.96	0.398

Conclusions. This research has conducted an in-depth exploration of various MPPT techniques, emphasizing their essential role in optimizing the efficiency of PV systems. By evaluating both individual and hybrid MPPT algorithms, we have provided valuable insights into their performance under different operational conditions. The study focused on key parameters such as response time, stability, performance under partial shading and accuracy, offering a holistic view of the effectiveness of these techniques.

The study successfully achieves the goal through the development of the TTAO-IC algorithm, which combines the global optimization capabilities of TTAO with the precision of the IC method. Simulation results demonstrate that the TTAO-IC algorithm significantly enhances MPPT performance under partial shading conditions, achieving tracking efficiencies exceeding 99 % and outperforming

traditional methods like P&O and IC, as well as other hybrid techniques such as PSO, GWO, PSO-OBL, PPA, and ABC.

The algorithm addresses the limitations of conventional methods by delivering faster convergence to GMPP, reducing oscillations around the MPP, and maintaining high tracking efficiency even under non-uniform shading conditions. In conclusion, the TTAO-IC algorithm stands out as a highly efficient and reliable solution for MPPT in PV systems, offering a balance between performance and high efficiency even under challenging conditions makes it a strong contender for large-scale solar energy applications.

Future research should focus on further refining this hybrid approach and validating its performance in real-world scenarios, aiming to enhance the global adoption of solar energy. For further studies, we suggest adjusting key parameters to optimize performance across various PV generator architectures, possibly using advanced optimization techniques. Specifically, we aim to implement the methodology in centralized, decentralized, and hybrid PV systems, as well as with different types of solar panels, including monocrystalline and polycrystalline varieties. Additionally, we plan to evaluate the algorithm under a range of conditions, such as varying irradiance levels and dynamic partial shading situations. By applying the methodology across these different system designs and environmental contexts, we seek to enhance our understanding of its performance and potential adaptations.

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

REFERENCES

1. Abdel-Salam M., EL-Mohandes M.-T., Goda M. History of Maximum Power Point Tracking. Book Chapter in *Green Energy and Technology*, Springer, 2020, pp. 1-29. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-05578-3_1.
2. Mohamed S.A., Abd El Sattar M. A comparative study of P&O and INC maximum power point tracking techniques for grid-connected PV systems. *SN Applied Sciences*, 2019, vol. 1, no. 2, art. no. 174. doi: <https://doi.org/10.1007/s42452-018-0134-4>.
3. Abd H.M., Abdo E.A., Jasim A.M., Sabaawi A.M.A. Incremental Conductance Algorithm Optimization for a Photovoltaic System with Fast Response Under Fast-Varying of Solar Power. *2019 10th International Renewable Energy Congress (IREC)*, 2019, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/IREC.2019.8754600>.
4. Hadjidi N., Benbrahim M., Ounnas D., Mouss L.H. Global maximum power point tracking method for photovoltaic systems using Takagi-Sugeno fuzzy models and ANFIS approach. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 31-38. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.05>.
5. Abo-Elyousr F.K., Abdelshafy A.M., Abdelaziz A.Y. MPPT-Based Particle Swarm and Cuckoo Search Algorithms for PV Systems. Book Chapter in *Green Energy and Technology*, Springer, 2020, pp. 379-400. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-05578-3_14.
6. Laouafi F. Improved grey wolf optimizer for optimal reactive power dispatch with integration of wind and solar energy. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 1, pp. 23-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.1.04>.
7. Mohamed M.A., Zaki Diab A.A., Rezk H. Partial shading mitigation of PV systems via different meta-heuristic techniques. *Renewable Energy*, 2019, vol. 130, pp. 1159-1175. doi: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2018.08.077>.
8. Bertahar F., Abdeddaim S., Betka A., Omar C. A Comparative Study of PSO, GWO, and HOA Algorithms for Maximum Power Point Tracking in Partially Shaded Photovoltaic Systems. *Power Electronics and Drives*, 2024, vol. 9, no. 1, pp. 86-105. doi: <https://doi.org/10.2478/pead-2024-0006>.

9. Hamdi H., Ben Regaya C., Zaafour A. Real-time study of a photovoltaic system with boost converter using the PSO-RBF neural network algorithms in a MyRio controller. *Solar Energy*, 2019, vol. 183, pp. 1-16. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2019.02.064>.
10. Singh Chawda G., Prakash Mahela O., Gupta N., Khosrav M., Senjyu T. Incremental Conductance Based Particle Swarm Optimization Algorithm for Global Maximum Power Tracking of Solar-PV under Nonuniform Operating Conditions. *Applied Sciences*, 2020, vol. 10, no. 13, art. no. 4575. doi: <https://doi.org/10.3390/app10134575>.
11. Khaterchi H., Moulahi M.H., Jeridi A., Ben Messaoud R., Zaafour A. Improvement teaching-learning-based optimization algorithm for solar cell parameter extraction in photovoltaic systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 3, pp. 37-44. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.3.06>.
12. Saeed H., Mehmood T., Khan F.A., Shah M.S., Ullah M.F., Ali H. An improved search ability of particle swarm optimization algorithm for tracking maximum power point under shading conditions. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 23-28. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.04>.
13. Jyothy L.P.N., Sindhu M.R. An Artificial Neural Network based MPPT Algorithm For Solar PV System. *2018 4th International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, 2018, pp. 375-380. doi: <https://doi.org/10.1109/ICEES.2018.8443277>.
14. Khatib T., Muhsen D.H. Optimal Sizing of Standalone Photovoltaic System Using Improved Performance Model and Optimization Algorithm. *Sustainability*, 2020, vol. 12, no. 6, art. no. 2233. doi: <https://doi.org/10.3390/su12062233>.
15. Mosaad M.I., Abed el-Raouf M.O., Al-Ahmar M.A., Banakher F.A. Maximum Power Point Tracking of PV system Based Cuckoo Search Algorithm; review and comparison. *Energy Procedia*, 2019, vol. 162, pp. 117-126. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2019.04.013>.
16. Louarem S., Kebbab F.Z., Salhi H., Nouri H. A comparative study of maximum power point tracking techniques for a photovoltaic grid-connected system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 4, pp. 27-33. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.04>.
17. Al-Dhaifallah M., Nassef A.M., Rezk H., Nisar K.S. Optimal parameter design of fractional order control based INC-MPPT for PV system. *Solar Energy*, 2018, vol. 159, pp. 650-664. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2017.11.040>.
18. Lamzouri F.-E., Boufounas E.-M., Brahmi A., Amrani A.E. Optimized TSMC Control Based MPPT for PV System under Variable Atmospheric Conditions Using PSO Algorithm. *Procedia Computer Science*, 2020, vol. 170, pp. 887-892. doi: <https://doi.org/10.1016/j.procs.2020.03.116>.
19. Saad W., Sellami A., Garcia G. Terminal sliding mode control-based MPPT for a photovoltaic system with uncertainties. *International Journal of Modelling, Identification and Control*, 2018, vol. 29, no. 2, pp. 118-126. doi: <https://doi.org/10.1504/IJMIC.2018.090478>.
20. Zerzouri N., Ben Si Ali N., Benalia N. A maximum power point tracking of a photovoltaic system connected to a three-phase grid using a variable step size perturb and observe algorithm. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 37-46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.06>.
21. Eltamaly A.M., Farh H.M.H., Al-Saud M.S. Grade point average assessment for metaheuristic GMPP techniques of partial shaded PV systems. *IET Renewable Power Generation*, 2019, vol. 13, no. 8, pp. 1215-1231. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2018.5336>.
22. Mao M., Zhou L., Yang Z., Zhang Q., Zheng C., Xie B., Wan Y. A hybrid intelligent GMPPT algorithm for partial shading PV system. *Control Engineering Practice*, 2019, vol. 83, pp. 108-115. doi: <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2018.10.013>.
23. Mosaad M.I., Abed el-Raouf M.O., Al-Ahmar M.A., Banakher F.A. Maximum Power Point Tracking of PV system Based Cuckoo Search Algorithm; review and comparison. *Energy Procedia*, 2019, vol. 162, pp. 117-126. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2019.04.013>.
24. Ali A.I.M., Mohamed H.R.A. Improved P&O MPPT algorithm with efficient open-circuit voltage estimation for two-stage grid-integrated PV system under realistic solar radiation. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2022, vol. 137, art. no. 107805. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.107805>.
25. Alsafasfeh Q. An Efficient Algorithm for Power Prediction in PV Generation System. *International Journal of Renewable Energy Development*, 2020, vol. 9, no. 2, pp. 207-216. doi: <https://doi.org/10.14710/ijred.9.2.207-216>.
26. Awan M.M.A., Mahmood T. Optimization of Maximum Power Point Tracking Flower Pollination Algorithm for a Standalone Solar Photovoltaic System. *Mehran University Research Journal of Engineering and Technology*, 2020, vol. 39, no. 2, pp. 267-278. doi: <https://doi.org/10.22581/muet1982.2002.05>.
27. Babes B., Boutaghane A., Hamouda N. A novel nature-inspired maximum power point tracking (MPPT) controller based on ACO-ANN algorithm for photovoltaic (PV) system fed arc welding machines. *Neural Computing and Applications*, 2022, vol. 34, no. 1, pp. 299-317. doi: <https://doi.org/10.1007/s00521-021-06393-w>.
28. Ahmed S., Muhammad Adil H.M., Ahmad I., Azeem M.K., E Huma Z., Abbas Khan S. Supertwisting Sliding Mode Algorithm Based Nonlinear MPPT Control for a Solar PV System with Artificial Neural Networks Based Reference Generation. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 14, art. no. 3695. doi: <https://doi.org/10.3390/en13143695>.
29. Guo K., Cui L., Mao M., Zhou L., Zhang Q. An Improved Gray Wolf Optimizer MPPT Algorithm for PV System With BFBIC Converter Under Partial Shading. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 103476-103490. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2999311>.
30. Eltamaly A.M., Al-Saud M.S., Abo-Khalil A.G. Performance Improvement of PV Systems' Maximum Power Point Tracker Based on a Scanning PSO Particle Strategy. *Sustainability*, 2020, vol. 12, no. 3, art. no. 1185. doi: <https://doi.org/10.3390/su12031185>.
31. Zhao S., Zhang T., Cai L., Yang R. Triangulation topology aggregation optimizer: A novel mathematics-based meta-heuristic algorithm for continuous optimization and engineering applications. *Expert Systems with Applications*, 2024, vol. 238, art. no. 121744. doi: <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2023.121744>.

Received 06.01.2025
Accepted 04.04.2025
Published 02.09.2025

A. Jeridi ¹, PhD,
M.H. Moulahi ¹, Associate Professor,
H. Khaterchi ¹, PhD,
A. Zaafour ¹, Professor of Electrical Engineering,
¹ University of Tunis, Higher National Engineering School of Tunis,
Industrial Systems Engineering and Renewable Energies Research
Laboratory, Tunisia,
e-mail: ahmed.jeridi@ensit.u-tunis.tn (Corresponding Author);
mohamedheddia.moulahi@isetn.mu.tn;
hechmi.khaterchi@uvt.tn;
abdou.zaafer@ensit.rnu.tn

How to cite this article:

Jeridi A., Moulahi M.H., Khaterchi H., Zaafour A. Maximum power point tracking improving of photovoltaic systems based on hybrid triangulation topology aggregation optimizer and incremental conductance algorithm. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 5, pp. 17-26. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.5.03>

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

Optimization of combined active-passive electromagnetic shielding system for overhead power lines magnetic field normalization in residential building space

Problem. Normalization of overhead power lines magnetic field level in residential building. **Goal.** Normalization of overhead power line magnetic field by optimization of combined electromagnetic shielding system, consisting of active and passive parts, in residential building space based on magnetic field three-dimensional model. **Methodology.** Optimization of combined electromagnetic shielding system for initial magnetic field three-dimensional model solved based on multi-criteria two-player antagonistic game solution. Game payoff vector calculated based on finite element calculations system COMSOL Multiphysics package. Game solution calculated based on particles multiswarm optimization algorithms. **Results.** The results of theoretical and experimental studies of combined electromagnetic passive and active shielding system for magnetic field three-dimensional model in residential building from two-circuit overhead power transmission line with wires «Barrel» type arrangement presented. **Scientific novelty.** For the first time the method for normalization of overhead power lines magnetic field in residential building space based on optimization of combined active-passive electromagnetic shielding system for magnetic field three-dimensional model developed. **Practical value.** Spatial location coordinates of shielding winding, currents and phases in shielding winding of robust active shielding system, geometric dimensions and thickness of electromagnetic passive shield calculated during optimization of combined electromagnetic shielding system for magnetic field three-dimensional model. References 49, figures 13.

Key words: overhead power line, magnetic field, combined electromagnetic active and passive shielding system, computer simulation, experimental research.

Проблема. Нормалізація рівня магнітного поля повітряних ліній електропередачі в житлових будинках. **Мета.** Нормалізація рівня магнітного поля повітряних ліній електропередачі шляхом оптимізації комбінованої електромагнітної екрануючої системи, що складається з активної та пасивної частин, у просторі житлових приміщень на основі тривимірної моделі магнітного поля. **Методологія.** Оптимізація комбінованої електромагнітної екрануючої системи тривимірної моделі вихідного магнітного поля розраховується на основі рішення багатокритеріальної антагоністичної гри двох гравців. Вектор виграшів гри розраховується на основі кінцево-елементної системи обчислень COMSOL Multiphysics. Рішення гри розраховується на основі алгоритмів оптимізації мультироїв частинок. **Результати.** Наведено результати теоретичних та експериментальних досліджень комбінованої електромагнітної системи пасивного та активного екранування тривимірної моделі магнітного поля в житловому будинку від доволанцюгової повітряної лінії електропередач із розташуванням проводів типу «бочка». **Наукова новизна.** Вперше розроблено метод нормалізації магнітного поля повітряних ліній електропередачі в житловому приміщенні на основі оптимізації комбінованої активно-пасивної системи електромагнітного екранування тривимірної моделі магнітного поля. **Практична значимість.** Координати розташування екрануючих обмоток, струм і фаза в екрануючих обмотках робастної системи активного екранування, та геометричні розміри і товщина електромагнітного пасивного екрану розраховуються при оптимізації комбінованих електромагнітних екрануючих систем тривимірної моделі магнітного поля. Бібл. 49, рис. 13.

Ключові слова: повітряна лінія електропередачі, магнітне поле, комбінована електромагнітна активна та пасивна система екранування, комп'ютерне моделювання, експериментальні дослідження.

Introduction. Many residential buildings in Ukraine are located in close proximity to overhead power lines. Induction level in such houses is many times higher than modern standards for industrial frequency magnetic induction level for safe living [1–3].

Most often, single-circuit power lines with a triangular arrangement of wires located near single-story old buildings. Double-circuit power lines with a «Barrel» type of wire arrangement also often located near single-story and multi-story residential buildings of old construction, as shown in Fig. 1.



Fig. 1. A multi-storeys residential building located near a double-circuit power line

One of most economically justified approaches to further operation of high-grade residential buildings without eviction of population or replacement of existing overhead power lines with underground cable power lines used of original magnetic field modeling and shielding to safe level for habitation [4–7].

To implement necessary shielding factor of initial magnetic field, it is necessary to use active shielding [8–18]. To increase the effectiveness of shielding, especially in long-distance residential buildings, it is advisable to use combined shielding of the initial magnetic field, including active and passive shielding [19].

The diagram of such combined electromagnetic active-passive shielding system shown in Fig. 2.

The active shielding system contains shielding windings, amplifier, control system and a magnetic field sensor installed inside the shielding space. An external power source used to power the active shielding system.

This magnetic field sensor, which installed inside the shielding space, measured resulting magnetic field generated by power line and combined electromagnetic active-passive shielding system inside shielding space.

The source of energy for passive shielding system is the external electromagnetic field acting on the passive electromagnetic shield. This external magnetic field for

the passive shield generated by power transmission line wires and compensation windings of electromagnetic active shielding system. Under the influence of this primary magnetic field, currents induced in the passive electromagnetic shield, which create a secondary magnetic field. This secondary magnetic field directed opposite to the original primary field.

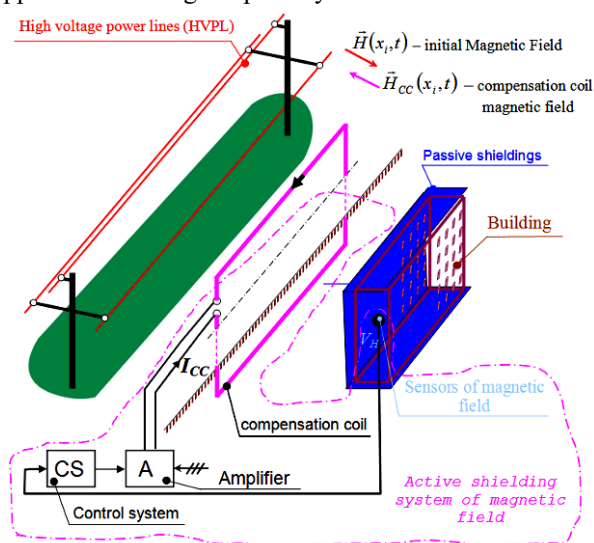


Fig. 2. Combined electromagnetic active-passive shielding system diagram

The resulting magnetic field, which is equal to the sum of the primary magnetic field generated by power transmission line wires and compensation windings, and the secondary magnetic field generated by the passive screen, will be less than the initial magnetic field. Due to this reduction in the resulting magnetic field, the shielding effect of the combined active-passive electromagnetic shielding system achieved.

Note that since the active and passive shielding systems influence each other, when optimizing the combined active-passive electromagnetic shielding system, it is necessary simultaneously optimize both the parameters of the active and the parameters of the passive electromagnetic system to achieve the minimum resulting magnetic field in the shielding space.

Often, to increase the efficiency of shielding the original magnetic field using such hybrid electromagnetic active-passive shielding system, the active shielding system designed as a system with two degrees of freedom. In this case, two closed and open control loops used simultaneously. To implement open-loop control, another magnetic field sensor used to measure the initial magnetic field, which installed outside the shielding space. This magnetic field sensor usually installed away from the shielding space but close to power transmission line wires in order to reduce the influence of compensation winding currents of active shielding system.

When designing electromagnetic shielding systems, two geometric problems of magnetostatic's solved [12, 13]. First, a geometric forward problem of magnetostatics solved when, for given values and geometric arrangement of sources of industrial frequency magnetic field, the magnetic field induction calculated at given points of the shielding space. This geometric forward problem calculated effect from magnetic field source of a given power and located in a given «geometric» position at points in the shielding space.

The geometric inverse problem of magnetostatics calculate the power and «geometric» position of industrial frequency magnetic field sources that generate a given magnetic field at given points in the shielding space. Thus, in the course of solving a geometric inverse problem, it is necessary to calculate not the result, but the cause that leads to a given result. Naturally, a geometric inverse problem is an uncorrected problem and can have many solutions. As a rule, solving a geometric inverse problem reduced to solving an optimization problem [20–23].

The work [19] considered issues of synthesis of systems for combined magnetic field shielding in a two-dimensional formulation. In this case, shielding is assumed in the central section of residential buildings.

However, when magnetic field shielding in residential buildings, it is necessary to reduce magnetic field induction level to a safe level in apartments located at edges of house.

Most studies carried out based on two-dimensional magnetic field model, which does not allow studying effectiveness decrease of original field shielding in residential building edges [8–18]. This determines the formulation and solution of problem of design of combined electromagnetic active-passive shielding system in three-dimensional formulation.

The goal of the work is normalization of overhead power line magnetic field by optimization of combined electromagnetic shielding system, consisting of active and passive parts, in residential building space based on magnetic field three-dimensional model.

Definition of geometric forward magnetostatic problem for overhead power lines and compensating winding magnetic field. Geometric forward magnetostatic problem calculates the consequence – the magnetic field at a given point in space, generated by a given source of magnetic field located at a given «geometric» point in space. This problem is solved on basis of Maxwell's law is a mathematically correct problem and calculated exactly.

Geometric forward magnetostatic problem for overhead power lines and compensating winding magnetic field is to calculate magnetic field at any point in space for given magnetic field sources. Mathematical modeling of magnetic field reduced to boundary value problem solution for electromagnetic field with a known distribution of its sources in the volume or on the surface of the given area [4–6]. To correctly solve this problem, it is necessary, first of all, to choose a physical model of this process, which covers its main aspects. Physical model should be one of Maxwell equations full system simplifications. Maxwell equations describing electromagnetic fields in media with continuous or piecewise-continuously changing properties are the basis for analytical and numerical modeling of any electromagnetic processes, both in vacuum and in material media [7].

To simplify high-voltage power transmission lines magnetic field mathematical mode, the phase's wires taken in infinite long form and thin straight conductors, which allows two-dimensional magnetic field model used which contains two spatial components along axes and does not depend on coordinate along which power line wires conductors located. However, in this task, controlled windings vertical sections of active shielding system create significant projections of magnetic field intensity vector, which constitute, along coordinate, which determines

three-dimensional magnetic field model used. Such model, in addition, also allows take into account magnetic field intensity vector component along coordinate, created by power lines due to their sagging between supports.

When calculating current magnetic field quasi-static approximation of Maxwell equations system [4–7] is equivalent to Biot-Savart's law, which can be written in form [4]:

$$\mathbf{B}(P) = \frac{\mu_0 I_m}{4\pi} \int_L \frac{[\mathbf{dl} \times \mathbf{R}]}{R^3}, \quad (1)$$

where $\mathbf{B}(P)$ – magnetic field induction at observation point P ; $\mathbf{dl}$ – circuit element with current I_m ; $\mathbf{R}$ – vector directed from contour element $\mathbf{dl}$ to observation point P .

Definition of forward quasi-static magnetic field active shielding system design problem. Let us consider definition of forward quasi-static magnetic field active shielding system design problem. Forward magnetic field active shielding system design problem calculated magnetic field induction generated by the compensation windings in shielding space given point for given compensation windings spatial location coordinates of active shielding system.

First, consider geometric direct problem solution for power lines – mathematical model design of initial magnetic field generated by power transmission line. Power lines wires position initially known. Power lines wires instantaneous values currents set in dependences sinusoidal form. We set amplitudes A_i and phases φ_i of industrial frequency currents of power line wires. Let's set power transmission lines wire currents in complex form

$$I_i(t) = A_i \exp j(\omega t + \varphi_i). \quad (2)$$

Then, based on relation (1), initial magnetic field induction $\mathbf{B}_0(P, I_0(t), t)$ at point P created by power transmission lines currents calculated in following form

$$\mathbf{B}_0(P, I_0(t), t) = \sum_{l=1}^L \mathbf{B}_{0l}(P, I_l(t)). \quad (3)$$

Power line currents vector $I_0(t)$ introduced components of which are power line wires currents

$$I_0(t) = \{I_l(t)\}.$$

Note that when transmission line resulting magnetic field calculating according to (1) for 3D modeling, it is necessary to take into account the real sagging of transmission line wires, and elementary sections number of transmission line conductors at ends of considered sections of transmission lines must be determined from required accuracy of resulting magnetic field induction calculation, which generated by all power lines at given point in shielding space.

Let us now consider forward problem solution for calculating magnetic field generated by compensation windings at shielding space points. Let us set compensating windings location coordinates of active shielding system in form of initial geometric values vector of compensating windings dimensions of active protection, as well as amplitude A_i and phase φ_i of compensating windings currents [12–14]. Let's set compensating windings currents in complex form

$$I_{ai}(t) = A_{ai} \exp j(\omega t + \varphi_{wi}). \quad (4)$$

Then, based on (1) similar to (3) magnetic field induction at point P_i created by windings currents at time moment t calculated in the following form

$$\mathbf{B}_y(P_i, I_y(t), t) = \sum_{m=1}^M \mathbf{B}_{ym}(P_i, I_{ym}(t), t), \quad (5)$$

here currents vector $I_y(t)$ in compensating windings introduced with windings currents components

$$I_y(t) = \{I_{ym}(t)\}.$$

Note that when calculating resulting magnetic field generated by all compensating windings wires, according to formula (5), for 3D modeling, it is necessary to take into account not only real dimensions of horizontal parts of compensating windings, but also real length of compensating windings, since it is near ends of horizontal sections of compensating windings that greatest change in magnetic field induction level generated by compensating windings is observed.

Naturally, that in 3D modeling in (5) it is necessary to take into account vertical parts of compensating windings, since it is these vertical parts that generate main part of the of the magnetic field induction level.

Then, based on superposition principle, the resulting magnetic field induction vector $\mathbf{B}(P_i, I_0(t), I_y(t), t)$ at the point P_i , created by power line wires currents (1) and controlling windings currents (5), is equal to vectors sum [4]

$$\mathbf{B}(P_i, I_0(t), I_y(t), t) = \mathbf{B}_0(P_i, I_0(t), t) + \dots + \mathbf{B}_y(P_i, I_y(t), t). \quad (6)$$

Definition of forward dynamic problem of magnetic field active shielding system design. The calculation of the magnetic field generated by the transmission line wires and compensation windings calculated based on the Biot-Savart's law [4–7]. In this case, the magnetic field induction is a static dependence (1) on the current of the transmission line wires or compensation windings. Thus, the magnetic field is practically «instantaneously» generated by currents and the speed of propagation of the electromagnetic field of industrial frequency is neglected.

However, the active shielding system is a dynamic system, the processes in which are commensurate with the industrial frequency. Moreover, the design of the active shielding system performed taking into account the dynamic characteristics of its elements - the presence of inductances of compensating windings, the presence of time delay of magnetic field sensors and other. In the active shielding system with two degrees of freedom, open-loop control by disturbance and closed-loop control by deviation with the help of feedback used simultaneously.

The forward problem of dynamic magnetic field active shielding system is the calculation of the dynamic characteristics of the active shielding system with two degrees of freedom for the given values of the parameters of the open-loop and closed-loop control regulators and for the given values of the parameters of the disturbing effects and interference measurements of the sensors of the initial and resulting magnetic field, with the help of which the open-loop and closed-loop control is implemented. This forward dynamics problem of an active shielding system is a correct mathematical problem and solved «exactly», for example, by direct modeling of processes in such a dynamic system with two degrees of freedom.

The inverse dynamics problem of an active shielding system consists in calculating the values of the parameters of the open-loop and closed-loop control regulators for the given values of the parameters of the disturbing effects and the interference of the measurements of

magnetic field sensors of initial and resulting magnetic field for implementation of specified dynamic characteristics in designed system. The solution of the inverse problem of the dynamics of an active shielding system reduced to an optimization problem.

In this case, the open and closed control channel regulators synthesized from the condition of minimizing the error of compensation of the initial magnetic field, caused by the disturbing effect in the form of induction of the initial magnetic field. In this case, with the help of these same open and closed control regulators, the noise of the magnetic field sensors measuring the initial magnetic field and the resulting magnetic field in the shielding space filtered.

The inverse dynamics problem of active shielding system is an uncorrected mathematical problem, and its solution is also found approximately by numerical methods. One of the possible approaches to solving the inverse problem of dynamics for active shielding system with two degrees of freedom control used of robust optimal control based on four Riccati equations solutions [24–26]. To implement such robust optimal control, robust optimal Kalman's filters used, which also synthesized based on four Riccati equations solutions [26–28].

Such a robust optimal solution to the inverse dynamics problem for active shielding system with two degrees of freedom control allows obtained the highest accuracy of the active shielding system; however, the implementation of such a system presents certain difficulties. Therefore, the overwhelming majority of industrial control systems built on the principle of subordinate regulation and implemented using standard PID controllers.

Let us accept the structure of the active shielding system as two-loop subordinate control system. The internal loop of such a system is the current control loop of the compensation winding. With the help of the PI controller of the current loop, the «large» time constant of the current loop, caused by the inductance of the compensation winding, compensated. The external loop of this two-loop subordinate control system is the loop for regulating the induction of the resulting magnetic field.

A delay link used to form open-loop control for active shielding system with two degrees of freedom control over the initial magnetic field. The magnitude of the gain and delay coefficients experimentally adjusted during the system setup from the condition of minimizing the space-time characteristic of the resulting magnetic field in the shielding space.

Let us consider definition of forward magnetic field active shielding dynamic system design problem. Forward dynamic magnetic field active shielding system design problem calculated magnetic field induction generated by the compensation windings in shielding space given point not for given compensation windings spatial location coordinates but and for given structure and parameters of active shielding system regulators as closed loop and open loop dynamic system [20–23]. This dynamic active shielding system is two degrees of freedom dynamic system. This dynamic system combines both open loop and closed-loop control. However, in contrast to classical synthesis of robust control system with two degrees of freedom, in the developed method, the synthesis of open-loop coarse control performed based on quasi-static model of magnetic field. Synthesis of closed-loop refinement control carried out based on closed system dynamics

equations, taking into account plant models and measuring equations devices, disturbances and measurement noise.

First, consider the possible structures of dynamic magnetic field active shielding system design problem. If it is possible to measure the of the power line wires current of three-phase power lines or directly measure magnetic field induction near power line wires, then can design open loop system of dynamic magnetic field active shielding system as follows.

Initial magnetic field model in considered space can be taken in form of magnetic field generated by three, six, and etc. conductors of three-phase current of industrial frequency, located in known position relative to considered space, in which it is necessary shielded magnetic field.

To design open loop control circuit of magnetic field active shielding system sufficient measured current wires current line one phase and used some reference voltage

$$u_u(t) = A_u \sin(\omega t + \varphi_u). \quad (7)$$

Based on measured wires current line as reference voltage, we will form open loop control by compensation windings current at following form

$$u_i(t) = A_i \sin(\omega t + \varphi_i) + f_{ui}, \quad (8)$$

where A_i – the sought amplitudes and φ_i – control phases in the i -th compensation windings current with respect to the measured current in the phase of the current line or reference voltage; f_{ui} – equivalent noise of current or reference voltage measurement.

It is advisable to supplement such open loop control circuit with feedback control circuit, so that the active shielding system becomes two degrees of freedom dynamic system one based on control principle.

To design closed loop control by active shielding system, it is necessary to have magnetic field induction measuring devices – magnetometers installed at certain points in space to measure resulting magnetic field induction created by both power line wires current and compensation windings current of active shielding system. Let's form a vector $y(t)$ of measured components of resulting magnetic field induction vector at some points P_j

$$y(t) = \{B_0(P_j, I_0(t), t) + B_y(P_j, I_y(t), t)\} \quad (9)$$

at time moment t at magnetometers installation points P_j in following form

$$y(t) = v(t) + w(t), \quad (10)$$

where $w(t)$ – magnetometer noise vector.

Note that when using combined shielding resulting magnetic field, simultaneously generated by power line wires, compensation windings wires of active shielding system and passive shield, measured by magnetometer installed in shielding space point [19].

Let's take structure of closed loop control by active shielding system of magnetic field in following form: we will apply corresponding magnetometer output voltage to each channel PID controller input.

Let's write down state differential equation of discrete PID regulators, the input of which is vector $y(t)$ of measured magnetic field induction components, and output is closed-loop control vector $u_3(t)$ of compensation windings wires in the following form

$$x_p(t+1) = A_p x_p(t) + B_p y(t); \quad (11)$$

$$u_3(t) = C_p x_p(t) + D_p y(t), \quad (12)$$

in which elements of matrices A_p, B_p, C_p, D_p calculated by PID regulators parameters.

Then design of two degrees of freedom dynamic system of active shielding of magnetic field, which includes open and closed control loops reduced to calculated regulators parameters vector, components of which are sought elements of matrices A_p , B_p , C_p , D_p , determined by closed control channels PID regulators gain coefficients, as well as vector of sought amplitudes $A = \{A_i\}$ and phases $\varphi = \{\varphi_i\}$ of compensation windings wires currents, components of which are amplitudes A_i and currents φ_i of components of compensation windings wires currents open loop control regulators [24–26].

Definition of geometric forward magnetostatic problem for passive electromagnetic shielding magnetic field. Let us now consider geometric forward problem of magnetostatics for a continuous electromagnetic passive shield. The geometric forward problem for a passive electromagnetic shield also calculates the consequence – the magnetic field at a given point in space, generated by a given source of magnetic field in form of passive shield, located at a given «geometric» point in space. This problem is also solved on basis of Maxwell's law and is mathematically correct problem and calculated exactly [4–7].

The principle of operation of a passive electromagnetic shield based on action of the initial primary magnetic field, as a result of which conduction currents induced in the passive screen. These currents create a secondary magnetic field, which, according to Faraday's law, directed opposite to the initial magnetic field. The resulting magnetic field, equal to the sum of the primary and secondary fields, is weaker than the primary field in the protected area, due to which the initial magnetic field shielded.

The general approach to solving magnetic field shielding problems using a passive electromagnetic shield also comes down to integrating Maxwell's equations in all areas: both inside the shield volume and in the external environment. When considering the problems of shielding industrial frequency magnetic field, Maxwell's equations solved in a quasi-stationary approximation. In the numerical solution, the space divided into simply connected dielectric regions, the boundaries of which are conducting shells. The finite element method has received the greatest distribution for numerical study of electromagnetic field.

The numerical procedure reduced to compiling and solving a system of linear equations. The computational domain divided into a set of polygons, which in the simplest case have triangular cells. The geometric inverse problem of magnetostatics for electromagnetic passive shield calculated not only «geometric» position of passive screen, but also the thickness and conductivity characteristics of the passive screen. Naturally, geometric inverse problem of magnetostatics for electromagnetic passive shield is an uncorrected problem and can have many solutions. As a rule, the solution of this geometric inverse problem also comes down to solving an optimization problem and solved approximately.

Definition of geometric inverse magnetostatic problem for magnetic field combined electromagnetic silence design. Geometric inverse magnetostatic problem calculates the cause – the magnitude of source of initial magnetic field and coordinates of «geometric» location of this source at a given «geometric» point in space in such a way as to realize the effect – a given magnetic field at a given point in space. Naturally, this problem is a mathematically uncorrected problem and can have many solutions. The same given magnetic field at a given point

in space can be realized using different sources of the initial magnetic field and these sources can be located at different «geometric» points in space. This problem is always solved approximately, as a rule, based on the solution of the optimization problem.

In fact, geometric inverse problem is the problem of approximating a given distribution of a magnetic field using a finite number of sought sources of a magnetic field, so that the approximation problem is parameterized in the form of power values and coordinates of the «geometric» location of the sought sources of a magnetic field.

Geometric inverse magnetostatics problem for combined electromagnetic shielding system design problem calculated spatial location and parameters of magnetic field sources to generate compensating magnetic field directed opposite to original magnetic field [20–22]. Initial magnetic field generated by power line wires and the compensating magnetic field simultaneously generated by compensating windings of active shielding system and continuous passive shield.

Consider geometrical inverse problem of magnetostatics for task of designing a combined electromagnetic screen, which consists in calculating the spatial location and parameters of magnetic field sources to generate a compensating magnetic field directed opposite to initial magnetic field [27–32]. At the same time, initial magnetic field generated by power line wires, and compensating magnetic field simultaneously generated by compensating windings of active shielding system and solid passive shield.

Consider desired parameters vector X for design of combined shielding system, components of which are geometric dimensions values vector X_a of compensating windings, as well as currents A_{oi} and phases φ_{oi} in compensating windings: as well as geometric dimensions vector X_p , thickness and material of passive shield [33–35]. In addition, we also include in desired parameters vector X sought elements of matrices A_p , B_p , C_p , D_p , determined by closed control channels PID regulators gain coefficients [36, 37].

Then, for given initial values of sought parameters vector X and uncertainty parameters vector δ of combined shielding system designing task resulting magnetic field induction effective value $B_R(X, \delta, P_i)$ at shielding space point Q_i calculated, based on finite element calculation system of COMSOL Multiphysics [38–41]. Then combined shielding system designing task reduced to vector game solution calculating

$$B_R(X, \delta) = \langle B_R(X, \delta, P_i) \rangle. \quad (13)$$

Game payoff vector components $B_R(X, \delta, P_i)$ are effective values of resulting magnetic field induction at all given points P_i of shielding space. In this vector game, it is necessary to calculate payoff vector game minimum along vector X , but same payoff vector game maximum along the vector δ [42–44].

At the same time, it is necessary to take into account restrictions on desired parameters vector X of combined shielding system in form of vector inequality and, possibly, vector equality.

$$G(X) \leq G_{\max}, \quad H(X) = 0. \quad (14)$$

Solving problem algorithm. Components of the vector game (13) and vector constraints (14) are nonlinear functions of required parameters vector X and calculated based on finite element system of COMSOL Multiphysics.

Consider *method of solving formulated problem*. Local minimum task calculation at one point of considered space is, as a rule, multi-extreme, containing local minima and maxima, therefore, it is advisable to use stochastic multi-agent optimization algorithms for its solution. Consider calculation algorithm for Pareto-optimal solutions set of multi-criteria nonlinear programming problems based on stochastic multi-agent optimization [45]. Particle swarm optimization algorithms – PSO algorithms have been developed based on collective intelligence idea of particle swarm, such as gbest PSO and lbest PSO algorithms.

Stochastic multi-agent optimization methods application for multi-criteria problems solving causes certain difficulties and this direction continues to develop intensively. To solve original multi-criteria problem of nonlinear programming with constraints stochastic multi-agent optimization algorithm design based on particle swarms set, which number is equal to vector optimization criterion components number [46].

To increase global solution calculation speed stochastic multi-agent optimization nonlinear algorithms used, in which particle i swarm j movement described by following expressions [47]

$$\begin{aligned} v_{ij}(t+1) &= w_j v_{ij}(t) + c_{1j} r_{1j}(t) H(p_{1j} - \varepsilon_{1j}(t)) \times \dots \\ &\dots \times [v_{ij}(t) - x_{ij}(t)] + c_{2j} r_{2j}(t) H(p_{2j} - \varepsilon_{2j}(t)) \times \dots \quad (15) \\ &\dots \times [v_j^*(t) - x_{ij}(t)] \end{aligned}$$

$$x_{ij}(t+1) = x_{ij}(t) + v_{ij}(t+1), \quad (16)$$

where position $x_{ij}(t)$ and speed $v_{ij}(t)$ of particle i swarm j .

To global solution calculation of initial multi-criteria problem, individual swarms exchanged information among themselves during local criteria optimal solutions calculation [48]. Information about global optimum calculated by another swarm particles used to particles movement speed calculated of one swarm, which allows all potential Pareto-optimal solutions identified.

At each step t particle i swarm j movement of local solutions advantages functions calculated by all swarms used. Solution $X_j^*(t)$ calculated during objective function $B(X(t), P_j)$ optimization by swarm j is better in relation to solution $X_k^*(t)$ calculated during objective function $B(X(t), P_k)$ optimization by swarm k , i.e. $X_j^*(t) > X_k^*(t)$, if condition fulfilled

$$\max_{i=1,m} B(P_i, X_j^*(t)) < \max_{i=1,m} B(P_i, X_k^*(t)). \quad (17)$$

Global solution $X_k^*(t)$ calculated by swarm k used as global optimal solution $X_j^*(t)$ for swarm k , which is better in relation to global solution $X_k^*(t)$ by swarm k based on preference relationship (17).

Simulation results. Let us consider the results of calculations of resulting magnetic field in the designed combined electromagnetic combined shielding system during 3D modeling. The initial magnetic field generated by «Barrel» type double-circuit power line with wires currents $I = 26.79$ A. As result of designing combined electromagnetic shield for this power line, coordinates of two compensation windings location of active shielding

system, as well as currents magnitudes and phases in these windings, were calculated. Figure 3 shows diagram of power line wires arrangement, residential building and two compensation windings.

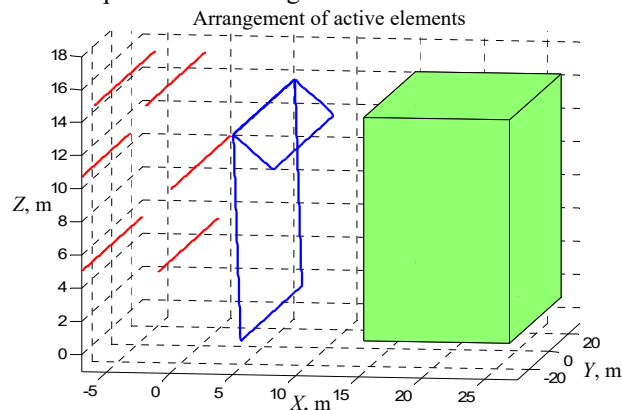


Fig. 3. Layout of power lines, residential buildings and two compensation windings

First, let's look results of 3D modeling of resulting magnetic field when combined shield operates without side plates. Figure 4 shows distribution of resulting magnetic field induction along passive screen length for various coordinates along passive shield height.

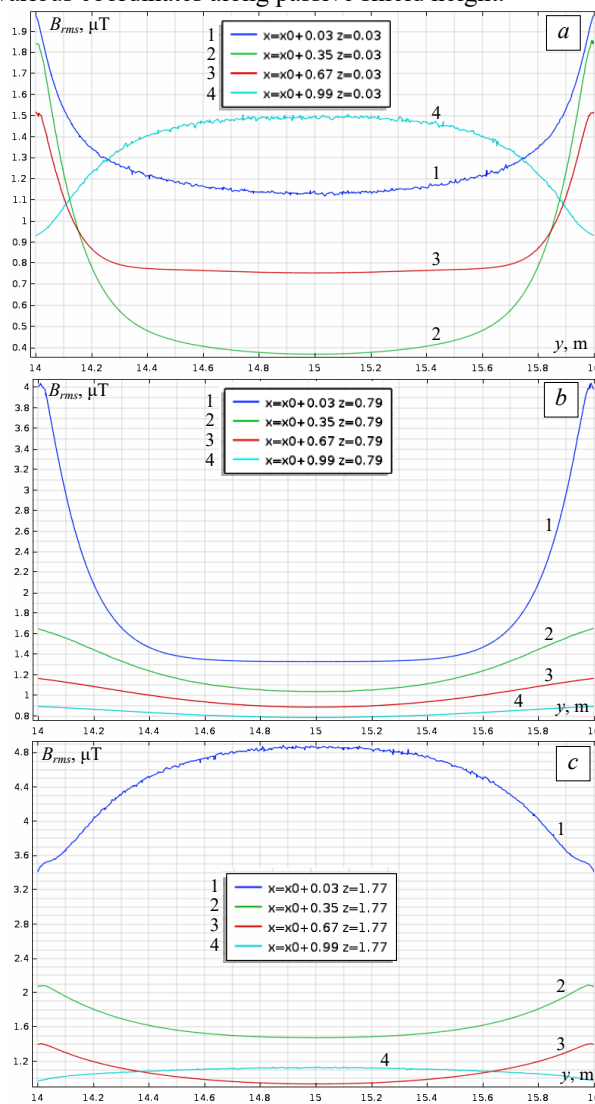


Fig. 4. Resulting magnetic field induction distribution along passive shield length

As follows from Fig. 4, *a* initial magnetic field is most effectively shield at 0.3 m height and a width of 0.35 m at center of passive shield length so that resulting magnetic field induction is 0.4 μT . At the same time, along edges of passive screen length, induction level of resulting magnetic field further increases by 4.6 times and amounts to 1.85 μT .

When approaching passive shield width to 0.03 m distance resulting magnetic induction level field increases by 2.8 times and amounts to 1.12 μT . This occurs due to an increase resulting magnetic field induction level near passive screen. At the same time, along edges of passive shield length resulting magnetic field induction level further increases by 1.7 times and amounts to 2 μT .

When moving away from passive shield by 0.99 m distance in width resulting magnetic field induction level also increases by 3.75 times and amounts to 1.5 μT . However, at passive shield length edges resulting magnetic field induction level decreases by 1.57 times and amounts to 0.92 μT .

As follows from Fig. 4, *c* highest value of resulting magnetic field induction level of 4.8 μT observed near passive shield at 0.03 m distance and at 1.17 m height. Firstly, at this height highest value of initial magnetic field induction is 2.55 μT , and, secondly, near passive screen there is an increase in initial magnetic field induction level by 1.88 times.

However, at passive screen length edges resulting magnetic field induction level decreases by 1.41 times and amounts to 3.4 μT .

Let us now consider calculations results of magnetic field generated by a double-circuit power line of the «Barrel» type with wires currents $I = 26.79$ A for combined screen in which of the passive screen side surfaces are covered with aluminum sheets.

Figure 5 shows resulting magnetic field induction distribution along the length of passive screen with side plates for various coordinates along height and width of passive screen.

Comparison resulting magnetic field induction distributions with side surfaces combined shield (Fig. 5) and without side surfaces (Fig. 4) shown that resulting magnetic field induction levels in central subsection of passive shield for these combined shield are almost the same.

However, at passive shield length edges when using side plates induction level is slightly lower. So, for example, for section at 0.3 m height and 0.35 m width at passive shield length center, where initial magnetic field is screened most effectively so that of the resulting magnetic field induction is 0.4 μT for both combination shield types.

Moreover, for combined shield without side surfaces along passive shield length edges resulting magnetic field induction level increases by 4.6 times and amounts to 1.85 μT , and when using side surfaces resulting magnetic field induction level increases only by 3.87 times and amounts to 1.55 μT .

Combined shield experimental setup. To conduct experimental studies experimental setup of combined shielding system under consideration developed. All experimental studies carried out on the magnetodynamic measuring stand at the Anatolii Pidhornyi Institute of Power Machines and Systems of the National Academy of Sciences of Ukraine [49].

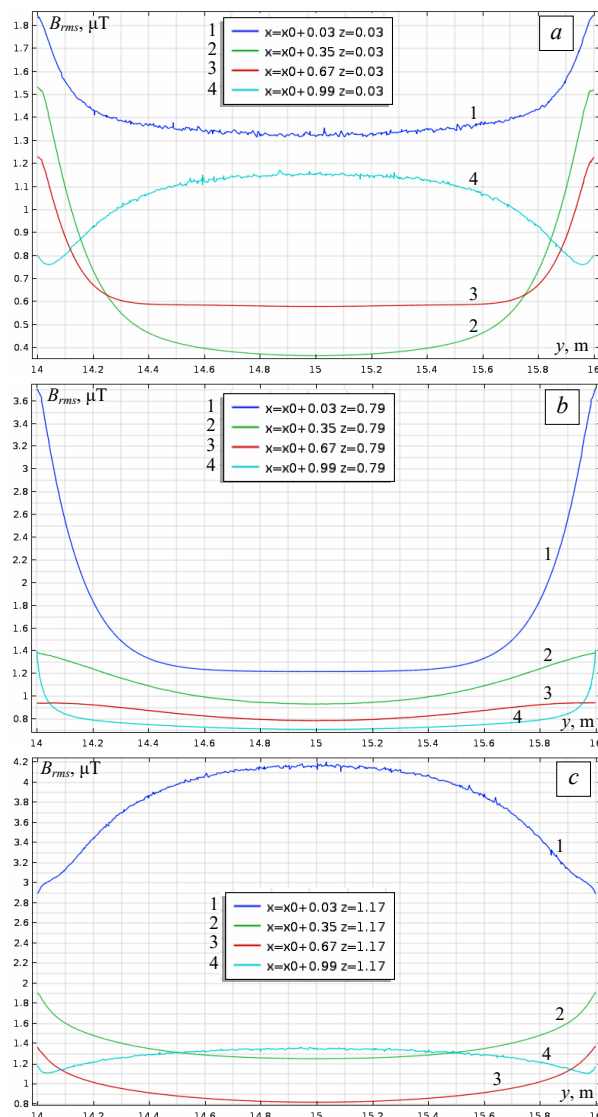


Fig. 5. Resulting magnetic field induction distribution along passive shield length with side plates

The experimental setup contains setup of double-circuit power line with six wires «Barrel» arrangement, two compensation windings of active shielding system and electromagnetic passive shield made of solid aluminum.

To conduct experimental studies of a combined shielding system, in which the side surfaces of the passive shield are open experimental setup was developed (Fig. 6).



Fig. 6. Passive shield without side plates

Two magnetic field sensors installed inside passive screen to implement two closed-loop control loops for two compensation windings of active shielding system with feedback on resulting magnetic field.

During process of adjusting control loops axes of these sensors set in such a way as to measure magnetic field induction maximum value generated by compensation winding of corresponding compensating channel. This installation of magnetic field sensors axes makes it possible to minimize the influence of channels on each other when they work together.

Two more magnetic field sensors are also installed inside passive shield, axes of which directed parallel to coordinate axes. These two sensors used in system for measuring space-time characteristics of resulting magnetic field. This measuring system used to adjust control loops of active shielding system of combined magnetic field shielding.

To power compensation windings power amplifiers used (Fig. 7).

In Fig. 8 shown combined shielding control system. To measure resulting magnetic field inside shielding space three-coordinate magnetometer type «TES 1394S triaxial ELF magnetic field meter» used with shown in Fig. 9.

This magnetometer measures three components of magnetic field induction vector using three orthogonal measuring coils (Fig. 10). Axes of these three measuring coils are orthogonal to each other and form an orthogonal coordinate system for measuring magnetic field.



Fig. 7. Power amplifiers for powering compensation windings



Fig. 8. Combination screen control system

To conduct experimental studies of combined shield, in which the side surfaces of the passive shield are covered with aluminum sheets experimental setup was developed (Fig. 11).



Fig. 9. Three-coordinate magnetometer for measuring resulting magnetic field



Fig. 10. Measuring coils of triaxial magnetometer



Fig. 11. Experimental installation of passive shield with side plates

Experimental studies results. Let us now consider experimental studies of resulting magnetic field distributions with combined electromagnetic shield consisting of two compensation windings of active shield and electromagnetic continuous passive shield.

First, let us consider experimental studies results of resulting magnetic field when operating combined shield without side plates. Figure 12 shows experimentally measured distributions of magnetic field induction along passive shield length for various coordinates along height and width of passive shield.

By analogy with calculations results of resulting magnetic field induction shown in Fig. 4, *a*, as follows from Fig. 10, *a* initial magnetic field is most effectively shield at 0.3 m height and 0.35 m width at passive shield length center so that resulting magnetic field induction is 0.27 μT .

At the same time, along passive shield length edges resulting magnetic field induction level increases by 2.59 times and amounts to 0.7 μT .

When passive shield width approaching to 0.03 m distance resulting magnetic field induction level increases by 1.22 times and amounts to 0.33 μT . This occurs due to an increase in resulting magnetic field induction level near passive shield.

At the same time, along passive shield length edges resulting magnetic field induction level further increases by 2.12 times and amounts to 0.7 μT . When moving away from passive shield by 0.99 m distance in width resulting magnetic field induction level also increases by 2.59 times and amounts to 0.7 μT . However, at passive shield length resulting magnetic field induction level decreases edges by 1.57 times and amounts to 0.455 μT .

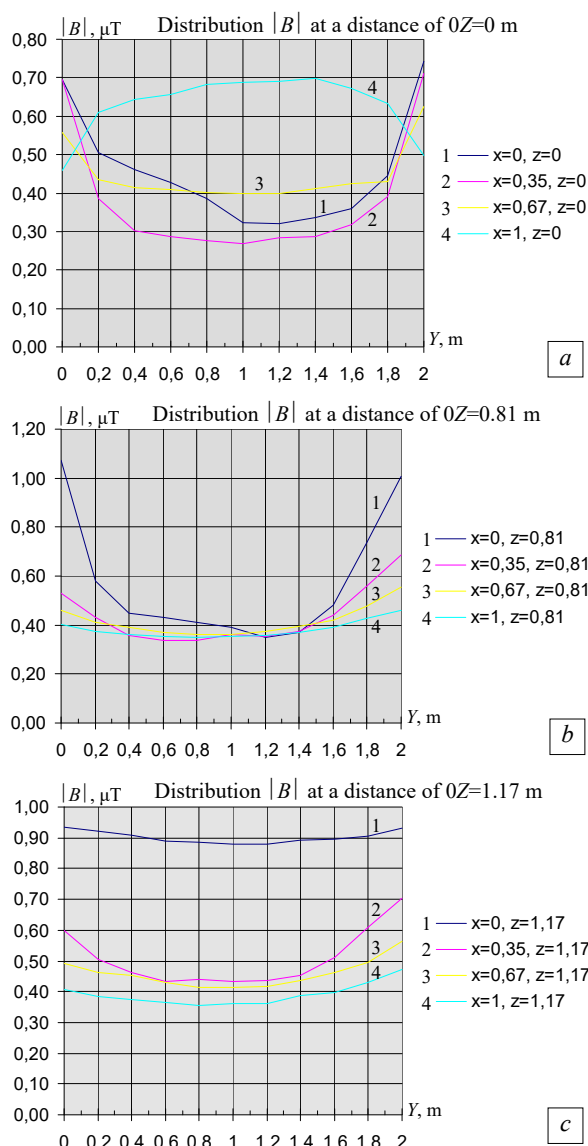


Fig. 12. Experimentally measured distributions of magnetic field induction of passive shield without side plates

As follows from Fig. 12,c resulting magnetic field induction level highest value of $0.88 \mu\text{T}$ observed near passive shield at 0.03 m distance and at 1.17 m height. Firstly, at this height initial magnetic field induction level is highest and, secondly, near passive shield initial magnetic field induction level increase observed.

However, at passive screen length edges resulting magnetic field induction level increases by 1.05 times and amounts to $0.93 \mu\text{T}$.

Thus, magnetic field induction distribution change nature experimentally measured on combined shielding system installation corresponds to calculated values of resulting magnetic field induction distribution during operation of combined shield.

Let us now consider experimental measurements results of magnetic field induction on experimental installation of combined shield, in which passive shield side surfaces covered by aluminum sheets. Figure 13 shows experimentally measured distribution of resulting magnetic field induction level on experimental installation of combined shield, in which passive shield side surfaces covered by aluminum sheets.

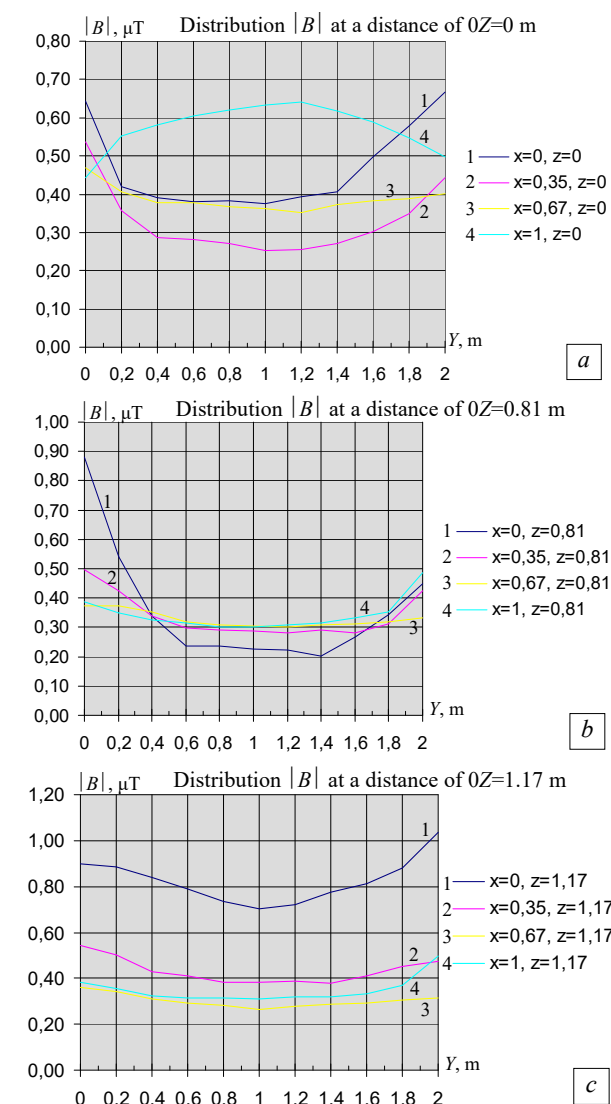


Fig. 13. Experimentally measured distributions of magnetic field induction along passive shield length with side plates

Comparison of experimentally measured distributions of resulting magnetic field induction with combined shield without side surfaces (Fig. 12) and with the side surfaces (Fig. 13) shows that resulting magnetic field induction levels in passive shield central section for these combined shield are almost the same.

However, at passive shield length edges when using side plates induction level is slightly lower. So, for example, for 0.3 m height section and for 0.35 m width at passive shield length center, where initial magnetic field is screened most effectively so that the experimentally measured resulting magnetic field induction is $0.27 \mu\text{T}$ for combination shield both types.

Moreover, for a combined shield without side surfaces along of passive shield length edges, resulting magnetic field induction level increases by 2.59 times and amounts to $0.7 \mu\text{T}$, and when using side surfaces resulting magnetic field induction level increases only by 2.4 times and amounts to $0.65 \mu\text{T}$.

Conclusions.

1. For the first time the method for normalization of overhead power lines magnetic field in residential building space based on optimization of combined active-passive electromagnetic shielding system for magnetic field three-dimensional model developed.

2. Optimization of combined electromagnetic shielding system for initial magnetic field three-dimensional model solved based on multi-criteria two-player antagonistic game solution. Game payoff vector calculated based on finite element calculations system COMSOL Multiphysics package. Game solution calculated based on particles multiswarm optimization algorithms.

3. During optimization of combined electromagnetic shielding system for magnetic field three-dimensional model Spatial location coordinates of shielding winding, currents and phases in shielding winding of robust active shielding system, geometric dimensions and thickness of electromagnetic passive shield calculated.

4. The results of theoretical and experimental studies of normalization for overhead power lines magnetic field by combined electromagnetic passive and active shielding system for magnetic field three-dimensional model in residential building from two-circuit overhead power transmission line with wires «Barrel» type arrangement presented. In the future, it is necessary to implement such combined electromagnetic passive and active shielding systems to normalize the field in real residential building.

Acknowledgments. The authors express their gratitude to PhD, Senior Research Scientist Tkachenko O.O., Engineers Sokol A.V. and Shevchenko A.P. of the Department of Magnetism of Technical Objects of Anatolii Pidhornyi Institute of Power Machines and Systems of the National Academy of Sciences of Ukraine for your help in designing and experimental testing of combined electromagnetic shielding system.

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 20 February 2025).
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 20 February 2025).
4. Rozov V., Grinchenko V., Tkachenko O., Yerisov A. Analytical Calculation of Magnetic Field Shielding Factor for Cable Line with Two-Point Bonded Shields. *2018 IEEE 17th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET)*, 2018, pp. 358-361. doi: <https://doi.org/10.1109/MMET.2018.8460425>.
5. Rozov V.Y., Pelevin D.Y., Kundius K.D. Simulation of the magnetic field in residential buildings with built-in substations based on a two-phase multi-dipole model of a three-phase current conductor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 87-93. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.13>.
6. Rozov V.Y., Zavalnyi A.V., Zolotov S.M., Gretsikh S.V. The normalization methods of the static geomagnetic field inside houses. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 2, pp. 35-40. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.2.07>.
7. 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>.
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/siemen.2019.8905880>.
9. Del Pino Lopez J.C., Romero P.C. Influence of different types of magnetic shields on the thermal behavior and ampacity of underground power cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Oct. 2011, vol. 26, no. 4, pp. 2659-2667. doi: <https://doi.org/10.1109/tpwrd.2011.2158593>.
10. Hasan G.T., Mutlaq A.H., Ali K.J. The Influence of the Mixed Electric Line Poles on the Distribution of Magnetic Field. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics (IJEI)*, 2022, vol. 10, no. 2, pp. 292-301. doi: <https://doi.org/10.52549/ijeie.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.epsr.2014.01.005>.
14. Bavastro D., Canova A., Freschi F., Giaccone L., Manca M. Magnetic field mitigation at power frequency: design principles and case studies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, May 2015, vol. 51, no. 3, pp. 2009-2016. doi: <https://doi.org/10.1109/tia.2014.2369813>.
15. Beltran H., Fuster V., García M. Magnetic field reduction screening system for a magnetic field source used in industrial applications. *9 Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica (9 CHLIE)*, Marbella (Málaga, Spain), 2005, pp. 84-99.
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, art. no. 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.
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. Popov A., Tserne E., Volosyuk V., Zhyla S., Pavlikov V., Ruzhentsev N., Dergachov K., Havrylenko O., Shmatko O., Averyanova Y., Ostroumov I., Kuzmenko N., Sushchenko O., Zaliskyi M., Solomentsev O., Kuznetsov B., Nikitina T. Invariant Polarization Signatures for Recognition of Hydrometeors by Airborne Weather Radars. *Computational Science and Its Applications - ICCSA 2023. Lecture Notes in Computer Science*, 2023, vol. 13956, pp. 201-217. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-36805-9_14.

26. Sushchenko O., Averyanova Y., Ostroumov I., Kuzmenko N., Zaliskiy M., Solomentsev O., Kuznetsov B., Nikitina T., Havrylenko O., Popov A., Volosyuk V., Shmatko O., Ruzhentsev N., Zhyla S., Pavlikov V., Dergachov K., Tserne E. Algorithms for Design of Robust Stabilization Systems. *Computational Science and Its Applications – ICCSA 2022. ICCSA 2022. Lecture Notes in Computer Science*, 2022, vol. 13375, pp. 198-213. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-10522-7_15.
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 $PI^{\alpha}D^{\alpha}$ -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. Chorny O., Serhiienko S. A virtual complex with the parametric adjustment to electromechanical system parameters. *Technical Electrodynamics*, 2019, no. 1, pp. 38-41. doi: <https://doi.org/10.15407/teched.2019.01.038>.
31. 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>.
32. 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>.
33. 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., Zaliskiy 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>.
34. Halchenko V., Trembovetska R., Bazilo C., Tyckova N. Computer Simulation of the Process of Profiles Measuring of Objects Electrophysical Parameters by Surface Eddy Current Probes. *Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies*, 2023, vol. 178, pp. 411-424. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-35467-0_25.
35. Halchenko V., Bacherikov D., Filimonov S., Filimonova N. Improvement of a Linear Screw Piezo Motor Design for Use in Accurate Liquid Dosing Assembly. *Smart Technologies in Urban Engineering. STUE 2022. Lecture Notes in Networks and Systems*, 2023, vol. 536, pp. 237-247. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-20141-7_22.
36. Chystiakov P., Chorny O., Zhautikov B. Remote control of electromechanical systems based on computer simulators. *Proceedings of the International Conference on Modern Electrical and Energy Systems, MEES 2017* (2017), 2018. – January, pp. 364-367. doi: <https://doi.org/10.1109/MEES.2017.8248934>.
37. Zagimyak 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>.
38. 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>.
39. 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>.
40. 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>.
41. 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>.
42. Kurenov S., Smetankina N., Pavlikov V., Dvoretzskaya D., Radchenko V. Mathematical Model of the Stress State of the Antenna Radome Joint with the Load-Bearing Edging of the Skin Cutout. *Lecture Notes in Networks and Systems*, 2022, vol. 305, pp. 287-295. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-83368-8_28.
43. Kurenov S., Smetankina N. Stress-Strain State of a Double Lap Joint of Circular Form. Axisymmetric Model. *Lecture Notes in Networks and Systems*, 2022, vol. 367 LNNS, pp. 36-46. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-94259-5_4.
44. Smetankina N., Merkulova A., Merkulov D., Misiura S., Misiura I. Modelling Thermal Stresses in Laminated Aircraft Elements of a Complex Form with Account of Heat Sources. *Lecture Notes in Networks and Systems*, 2023, vol. 534 LNNS, pp. 233-246. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-15944-2_22.
45. Ummels M. *Stochastic Multiplayer Games Theory and Algorithms*. Amsterdam University Press, 2010. 174 p.
46. Ray T., Liew K.M. A Swarm Metaphor for Multiobjective Design Optimization. *Engineering Optimization*, 2002, vol. 34, no. 2, pp. 141-153. doi: <https://doi.org/10.1080/03052150210915>.
47. Xiaohui Hu, Eberhart R.C., Yuhui Shi. Particle swarm with extended memory for multiobjective optimization. *Proceedings of the 2003 IEEE Swarm Intelligence Symposium. SIS'03* (Cat. No.03EX706), Indianapolis, IN, USA, 2003, pp. 193-197. doi: <https://doi.org/10.1109/sis.2003.1202267>.
48. 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>.
49. Baranov M.I., Rozov V.Y., Sokol Y.I. To the 100th anniversary of the National Academy of Sciences of Ukraine – the cradle of domestic science and technology. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 5, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.5.01>.

Received 20.02.2025

Accepted 09.04.2025

Published 02.09.2025

B.I. Kuznetsov¹, Doctor of Technical Science, Professor,
T.B. Nikitina², Doctor of Technical Science, Professor,
I.V. Bovdii¹, PhD, Senior Research Scientist,
K.V. Chunikhin¹, PhD, Senior Research Scientist,
V.V. Kolomiets², PhD, Assistant Professor,
B.B. Kobylanskyi², PhD, Assistant Professor

¹ Anatolii Pidhornyi Institute of Power Machines and Systems of the National Academy of Sciences of Ukraine,
2/10, Komunalnykiv Str., Kharkiv, 61046, Ukraine,
e-mail: kuznetsov.boris.i@gmail.com (Corresponding Author)

² Bakhmut Education Research and Professional Pedagogical Institute V.N. Karazin Kharkiv National University,
9a, Nosakov Str., Bakhmut, Donetsk Region, 84511, Ukraine.

How to cite this article:

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdii I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylanskyi B.B. Optimization of combined active-passive electromagnetic shielding system for overhead power lines magnetic field normalization in residential building space. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 5, pp. 27-37. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.5.04>

Improve of the direct torque control strategy applied to a multi-phase interior permanent magnet synchronous motor using a super twisting sliding mode algorithm

Introduction. Conventional direct torque control (DTC) is a superior control strategy for managing the torque of a five-phase interior permanent magnet synchronous motor (FP-IPMSM). Nevertheless, the DTC's switching frequency results in large flux and torque ripples, which produce acoustic noise and impair control performance. On the other hand, the DTC scheme's performance when using conventional PI controllers results in high flux and torque ripples, which decreases the system's robustness. **Goal.** This work aims to use a modern variable structure control of the DTC scheme based on a super twisting algorithm in order to ensure efficient control of multiphase machine, reduce flux and torque ripples, minimize tracking error, and increase robustness against possible disturbances. **Scientific novelty.** We propose to use super-twisting sliding mode control (STSMC) methods of the DTC based on the space vector modulation (SVM) algorithm of the multiphase motor. **Methodology.** In order to achieve a decoupled control with higher performance and to ensure stability while handling parameter changes and external disturbances, a STSMC algorithm on the DTC technique incorporating the SVM algorithm was implemented in place of the switch table and PI controller. **Results.** The suggested STSMC-DTC based SVM approach outperforms the conventional DTC methods in achieving the finest performance in controlling the FP-IPMSM drive. **Practical value.** The merits of the proposed DTC technique of FP-IPMSM are demonstrated through various tests. The suggested STSMC-DTC approach reduces flux and torque ripples by roughly 50 % and 60 %, respectively, in comparison to the conventional DTC strategy. Furthermore, the proposed technique of FP-IPMSM control method is made to provide robust performance even when machine parameters change. References 24, table 2, figures 8.

Key words: direct torque control, flux and torque ripples, robustness, multi-phase interior permanent magnet synchronous motor, super twisting sliding mode algorithm.

Вступ. Традиційне пряме управління моментом (DTC) є чудовою стратегією управління крутним моментом п'ятифазного синхронного двигуна з внутрішніми постійними магнітами (FP-IPMSM). Однак, частота перемикання при DTC призводить до великих пульсацій потоку та моменту, які створюють акустичний шум та погіршують характеристики керування. З іншого боку, ефективність схеми DTC при використанні традиційних ПІ-регуляторів призводить до великих пульсацій потоку та моменту, що знижує надійність системи. **Мета.** Робота спрямована на використання сучасного управління змінною структурою схеми DTC, заснованої на алгоритмі суперскручування, для забезпечення ефективного управління багатофазною машиною, зменшення пульсацій потоку та моменту, мінімізації помилки стеження та підвищення стійкості до можливих перешкод. **Наукова новизна.** Запропоновано використовувати методи керування ковзним режимом суперскручування (STSMC) з DTC, засновані на алгоритмі просторово-векторної модуляції (SVM) багатофазного двигуна. **Методологія.** Для досягнення розв'язаного управління з більш високою продуктивністю та забезпечення стабільності при обробці змін параметрів та зовнішніх збурень, було реалізовано алгоритм STSMC на основі DTC, що включає алгоритм SVM, замість таблиці перемикання та ПІ-регулятора. **Результати.** Запропонований STSMC-DTC підхід на основі SVM перевершує традиційні DTC методи у досягненні найкращої продуктивності при керуванні приводом FP-IPMSM. **Практична цінність.** Переваги запропонованого DTC методу для FP-IPMSM продемонстровані в ході різних випробувань. Запропонований підхід STSMC-DTC знижує пульсації потоку і крутного моменту приблизно на 50 % і 60 % відповідно в порівнянні з традиційною DTC стратегією. Крім того, запропонований метод керування FP-IPMSM розроблений для забезпечення надійної роботи навіть за зміни параметрів машини. Бібл. 24, табл. 2, рис. 8.

Ключові слова: пряме управління крутним моментом, пульсації потоку та крутного моменту, надійність, багатофазний синхронний двигун з внутрішніми постійними магнітами, алгоритм ковзного режиму суперскручування.

Introduction. Many electrical energy sources are being transformed into mechanical energy through the use of electric motors. The numerous benefits of interior permanent magnet synchronous motors (IPMSM), such as their exceptional efficiency, low operating noise, and high power density, have led to their widespread use in a variety of applications [1–4]. A prolonged flux weakening region is another benefit of IPMSM, along with their strong rotor and reluctance torque, which are essential in high-speed applications [5, 6].

Compared to three-phase systems, multiphase systems offer a number of benefits, such as improved performance, robustness, reduced torque pulsations, high output power rating, and steady speed response [7, 8]. Multiphase machines have attracted interest in a number of application areas where high dependability is required, such as robotics, energy conversion, ship propulsion, pump drives, and multi-machine systems [9, 10].

Several works that make use of the latest technological advancements have addressed the drawbacks of conventional technical approaches. Among them, the following innovative technologies are listed: artificial neural networks (ANNs), adaptive backstepping controller, sliding mode controller (SMC), fuzzy logic, super-twisting sliding mode control (STSMC), high-order sliding mode control, ANFIS algorithm, genetic algorithms and synergetic control.

When compared to the traditional direct torque control (DTC) switching method, the DTC with PI regulator has become more and more popular in polyphase motors due to its higher efficiency.

In the conventional DTC approach uses 2 hysteresis controllers and lookup tables to control rotor flux and torque. Compared to the V/f technique and field oriented control, DTC features a more robust algorithm and a simpler structure [11]. In [12], the ANN with DTC has been introduced to reduce the torque and flux ripples of the five-phase interior permanent magnet synchronous motor (FP-IPMSM). In [13], the authors designed a master-slave virtual vector duty cycle assignment with an enhanced DTC technique of the dual 3-phase PMSM. It has been experimentally confirmed that the suggested technique improves both dynamic and steady-state performance by reducing the phase current total harmonic distortion (THD), significantly reducing the content of the 5th and 7th current harmonics and effectively suppressing torque and flux ripples. In [14], to choose the optimal voltage vector that may greatly reduce the torque ripple, a unique sequential approach combined with a duty ratio optimization technique. The suggested approach can successfully lower the THD and the ripple in both dynamic and steady-state torque, according to experimental data. Due to the parametric sensitivity that a

classical regulator PI has, minimal research has been done to avoid this problem as in papers [15–17].

The **goal** of the paper is to use a modern variable structure control of the DTC scheme based on a super twisting algorithm in order to ensure efficient control of multiphase machine, reduce flux and torque ripples, minimize tracking error, and increase robustness against possible disturbances

DTC principal of FP-IPMSM. Conventional DTC provides motors with a very sensitive and efficient control approach, but it requires accurate switching frequency management and real-time processing, which may make implementation more challenging [14]. Because of the additional phase, using it to an FP-IPMSM offers several advantages, such as improved fault tolerance and reduced torque ripple.

The equation for the stator voltage of a FP-IPMSM in a d - q , x - y rotating frame [12] is:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} (L_d i_{ds} + \phi_f) - \omega_r L_q i_{qs}; \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} L_q i_{qs} + \omega_r (L_d i_{ds} + \phi_f); \\ v_{xs} = R_s i_{xs} + \frac{d}{dt} L_{ls} i_{xs}; \\ v_{ys} = R_s i_{ys} + \frac{d}{dt} L_{ls} i_{ys}, \end{cases} \quad (1)$$

where v_{ds} , v_{qs} , v_{xs} , v_{ys} are the stator voltages in the d - q , x - y axis; i_{ds} , i_{qs} , i_{xs} , i_{ys} are the stator currents in d - q , x - y axis; R_s is the stator resistance; L_d , L_q are the stator inductances in the d - q axis; ϕ_f is magnetic flux; ω_r is the rotation speed; L_{ls} is the leakage inductances.

The electromagnetic torque T_{em} of the FP-IPMSM is:

$$T_{em} = \frac{5}{2} p ((L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} + \phi_f i_{qs}). \quad (2)$$

The equation for dynamics ω_r is:

$$J_m \frac{d\omega_r}{dt} = p T_{em} - p T_r - f_m \omega_r, \quad (3)$$

where J_m is the moment of inertia; T_r is the load torque; f_m is the viscous damping; p is number of pairs poles.

DTC controls the opening and closing of the voltage source inverter switches by directly determining the control sequence that is applied to these switches [12].

In terms of flux stator Φ and current i , the electromagnetic torque of the FP-IPMSM is expressed as:

$$T_{em} = \frac{5}{2} p (\Phi_\alpha i_\beta - \Phi_\beta i_\alpha). \quad (4)$$

The torque and flux errors determine the inverter's switching states:

$$\begin{cases} \Delta\Phi_s = \Phi_s^* - \Phi_s; \\ \Delta T_{em} = T_{em}^* - T_{em}, \end{cases} \quad (5)$$

where Φ_s^* is the reference flux; T_{em}^* is the reference torque.

The amplitude of the stator flux is expressed as follows using the Concordia quantities:

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_\alpha^2 + \Phi_\beta^2}. \quad (6)$$

The position (angle) of the stator flux θ_s is:

$$\theta_s = \tan^{-1}(\Phi_\beta / \Phi_\alpha). \quad (7)$$

The authors [18] provided a switching table for conventional DTC of FP-IPMSM (Table 1).

Table 1

Flux sector		S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	S10
dΦ=0	dT=-1	V7	V3	V19	V17	V25	V24	V28	V12	V14	V6
	dT=1	V14	V6	V7	V3	V19	V17	V25	V24	V28	V12
	dT=0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0
dΦ=1	dT=-1	V17	V25	V24	V28	V12	V14	V6	V7	V3	V19
	dT=1	V24	V28	V12	V14	V6	V7	V3	V19	V17	V25
	dT=0	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31

The block diagram of conventional DTC technique for the FP-IPMSM is shown in Fig. 1.

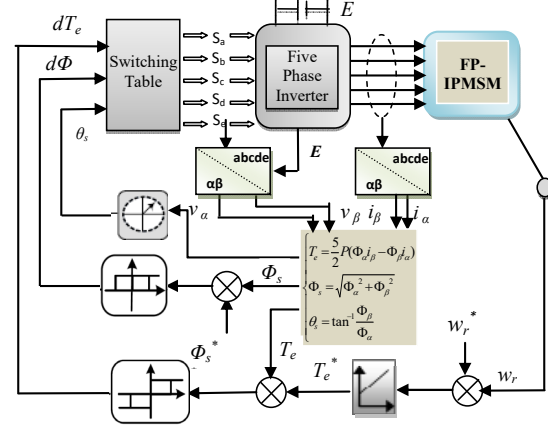


Fig. 1. The block diagram of conventional DTC technique for the FP-IPMSM

DTC-SVM technique. Conventional DTC provides motors with a very sensitive and efficient control approach, but it requires accurate switching frequency management and real-time processing, which may make implementation more challenging [12, 17]. Applying it to a FP-IPMSM provides a number of benefits because of the additional phase, including decreased torque ripple and enhanced fault tolerance.

The 5-phase SVM can be applied via 2 or 4 vector approaches. There are 3 groups that comprise the active switching vectors; medium (V_m), large (V_l), and small (V_s) switching vectors. The formula for switching time while applying the 4-vector approach is:

$$V_s^* T_s = V_{al} T_{al} + V_{bl} T_{bl} + V_{am} T_{am} + V_{bm} T_{bm}; \quad (8)$$

$$\begin{cases} |V_{al}| = |V_{bl}| = |V_l| = \frac{2}{5} V_{dc} 2 \cos\left(\frac{\pi}{5}\right); \\ |V_{am}| = |V_{bm}| = |V_m| = \frac{2}{5} V_{dc}; \end{cases} \quad (9)$$

$$T_{al} / T_{am} = T_{bl} / T_{bm} = |V_l| / |V_m| = \tau = 1.618. \quad (10)$$

Equations (8–10) when be solved, yield the equation for the switching time:

$$\begin{cases} T_{am} = \frac{0.2764 V_{ref} |\sin(k\pi/5 - \theta)|}{|V_m| \sin(\pi/5)} T_s; \\ T_{al} = \frac{0.7236 V_{ref} |\sin(k\pi/5 - \theta)|}{|V_l| \sin(\pi/5)} T_s; \\ T_{bm} = \frac{0.2764 V_{ref} |\sin(\theta - (k-1)\pi/5)|}{|V_m| \sin(\pi/5)} T_s; \\ T_{bl} = \frac{0.2764 V_{ref} |\sin(\theta - (k-1)\pi/5)|}{|V_l| \sin(\pi/5)} T_s; \\ T_0 = T_s - (T_{am} + T_{al} + T_{bm} + T_{bl}) \end{cases} \quad (11)$$

where V_{ref} is the reference voltage vector; T_s is the switching period; T_{am} , T_{bm} , T_{al} , T_{bl} are the switching times of medium and large voltage vectors; k is the number of sector; T_0 the switching time of zero voltage vectors; θ the angle of position for the reference voltage vector.

STSMC-DTC strategy of FP-IPMSM. The conventional method of controlling multi-phase PMSM is to use PI controllers. This method reduces the robustness of the system by increasing torque ripples [19, 20]. There are several different types of SMC procedures in the literature and all these proposed methods aim to reduce chattering phenomena [21–23].

In order to provide robust control, a unique method for FP-PMSM is proposed in this section. The developed method, known as super-twisting sliding mode control (STSMC), effectively addresses the primary shortcomings of the standard SMC technique as documented in the literature for uncertain systems. The following is the selection of the sliding surfaces based on (1) and (4):

$$\begin{cases} S(\Phi_s) = \Phi_s^* - \Phi_s; \\ S(T_{em}) = T_{em}^* - T_{em}; \\ S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r. \end{cases} \quad (12)$$

The suggested second-order SMC is composed of 2 parts and is predicated on the super twisting technique that Levant originally introduced in [15]:

$$v_{ds} = v_1 + v_2 \quad (13)$$

with
$$\begin{cases} \dot{v}_1 = -K_1 \text{sign}(S(\Phi_s)); \\ v_2 = -l_1 |S(\Phi_s)|^\gamma \text{sign}(S(\Phi_s)); \end{cases} \quad (14)$$

$$v_{qs} = w_1 + w_2 \quad (15)$$

with
$$\begin{cases} \dot{w}_1 = -K_2 \text{sign}(S(T_{em})); \\ w_2 = -l_2 |S(T_{em})|^\gamma \text{sign}(S(T_{em})); \end{cases} \quad (16)$$

$$i_{qs} = z_1 + z_2 \quad (17)$$

with
$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -K_3 \text{sign}(S(\omega_r)); \\ z_2 = -l_3 |S(\omega_r)|^\gamma \text{sign}(S(\omega_r)). \end{cases} \quad (18)$$

The gains can be selected as follows to guarantee that the sliding manifolds will converge to zero within a finite time [15]:

$$\begin{cases} k_j > \frac{\lambda_j}{k_{mj}}, \quad l_j^2 \geq \frac{4\lambda_j}{K^2_{mj}} \frac{K_{mj}(k_j + \lambda_j)}{K_{mj}(k_j - \lambda_j)}, \\ 0 < \gamma \leq 0.5; \quad j = 1, 2, 3. \end{cases} \quad (19)$$

Figure 2 provides the block diagram for the STSMC-DTC of the FP-IPMSM.

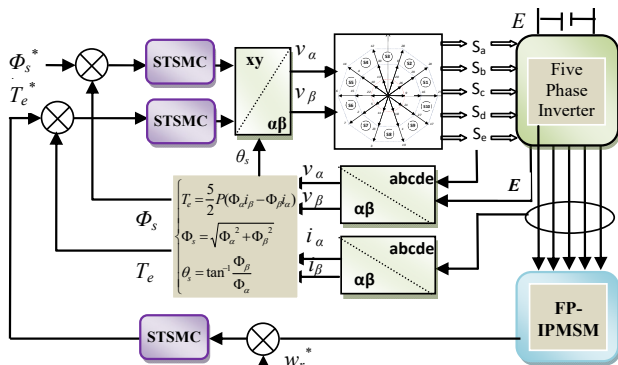


Fig. 2. The block diagram for the STSMC-DTC of the FP-IPMSM

Results and discussion. In MATLAB/Simulink numerical simulations have been carried out to validate strategies created for a DTC scheme employing the STSMC-based SVM algorithm of the FP-IPMSM. The machine's parameters are as follows: $f = 50$ Hz, $p = 2$, $J_m = 0.004$ kg/m², $\phi_f = 0.2$ Wb, $L_d = 8.5$ mH, $L_q = 8.5$ mH, $R_s = 0.67$ Ω [24]. The conventional DTC and STSMC-DTC with SVM approaches will be examined and contrasted in 2 different tests – tracking performance and robustness.

Test 1. The reference tracking test is the initial test. The objective is to determine which approach yields superior reference tracking outcomes under the influence of load torque T_r variation. Additionally, in terms of torque ripple value and flux. At initialization, the FP-IPMSM's reference speed is set to 125 rad/s. The rotor speed rises to 50 rad/s at $t = 0.2$ s. A nominal $T_r = 10$ N·m was applied at $t = [0.4, 0.6]$ s, and at $t = 0.8$ s, a consign inversion -50 rad/s was performed.

The results of the rotation speed simulation are shown in Fig. 3. In contrast to the second-order SMC-DTC strategy, which maintains its reference speed within an excellent range, the conventional DTC showed a speed decline from 50 rad/s to 36 rad/s at the instant $t = 0.4$ s while applying T_r . Figure 4 displays the torque T_{em} simulation results. The second-order SMC-DTC strategy minimizes torque oscillations in comparison to the conventional DTC method, where the T_{em} ripple values reached 3 N·m using the proposed technique and 7.5 N·m using the conventional technique (Table 2).

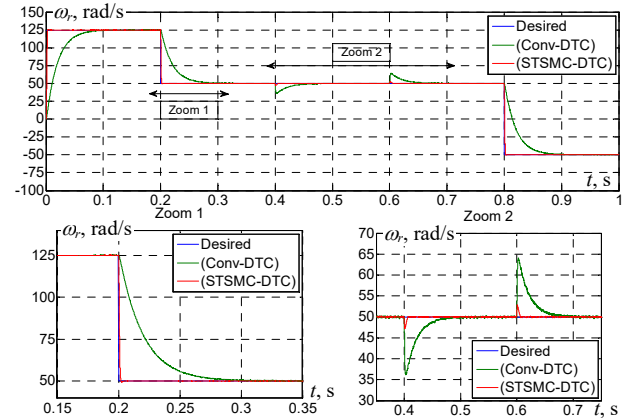


Fig. 3. Rotation speed (Test 1)

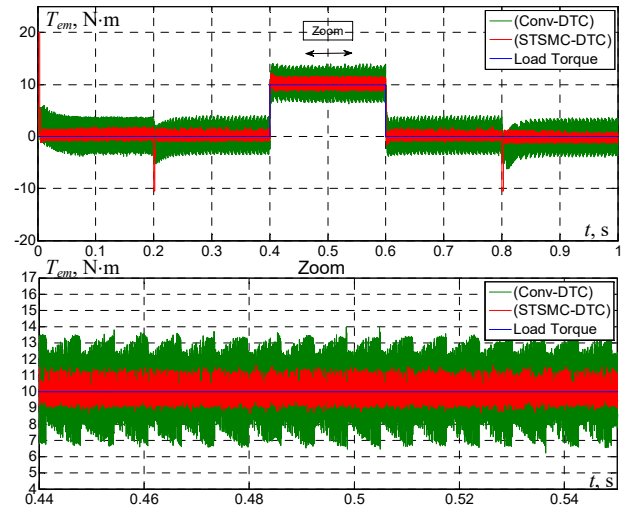


Fig. 4. Electromagnetic torque (Test 1)

The stator flux was improved using the proposed technique (Fig. 5) with very low ripple (7 mWb) when compared with the conventional DTC method (14 mWb).

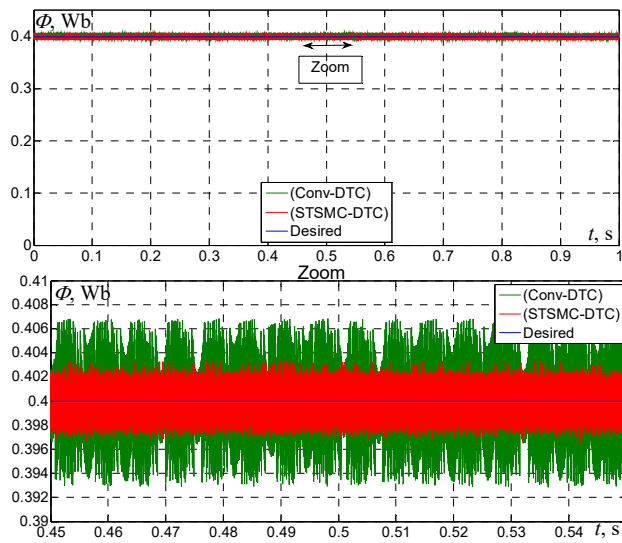


Fig. 5. Stator flux (Test 1)

Table 2

The comparative analysis of the various techniques

Parameter	Conventional DTC	STSMC-DTC
ω_r response time	0.1 s	0.02 s
Torque ripple	6.3–13.8 (7.5 N·m)	8.6–11.6 (3 N·m)
ω_r dropping due to T_r application	36 rad/s	43 rad/s
Flux ripple	0.393–0.407 Wb (0.014 Wb)	0.3965–0.4035 Wb (0.007 Wb)

As can be observed, the second-order SMC-DTC strategy has a better dynamic response for speed, torque and flux when compared to the conventional DTC technique, suggesting that the second-order SMC controller was less sensitive to load disturbance.

Test 2. The robustness test is the second test. The stator resistance R_s and machine's moment of inertia J_m values from the 1st test are multiplied by 2 in this test. The values for the L_q and L_d are reduced by 20 %. Simulation results are presented in Fig. 6–8.

Figure 6 indicates that the conventional DTC speed responses are more impacted by changes in machine's parameters than the STSMC-DTC for the FP-IPMSM. It is also observed that the speed is overshoot at the start as well as when the speed is reduced to 50 rad/s ($t = 0.2$ s), unlike the STSMC-DTC strategy for the FP-IPMSM results where the speed continues to follow the reference without overshoot.

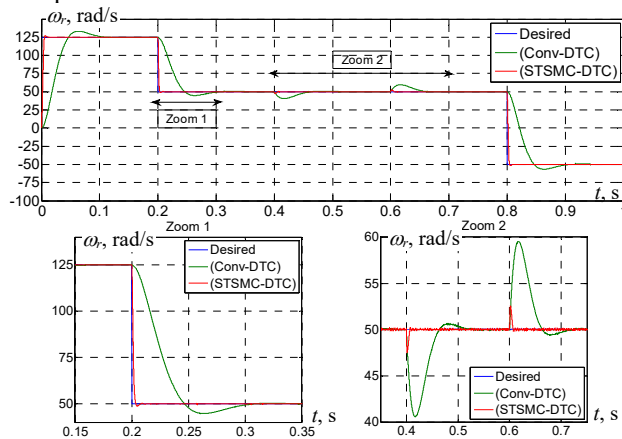


Fig. 6. Rotation speed (Test 2)

The torque T_{em} and stator flux utilizing the conventional DTC, where the torque ripple values reached 11.4 N·m, are clearly impacted by these changes in machine parameters (Fig. 7). Figure 8 shows that the flux ripple values reached 22 mWb for conventional DTC.

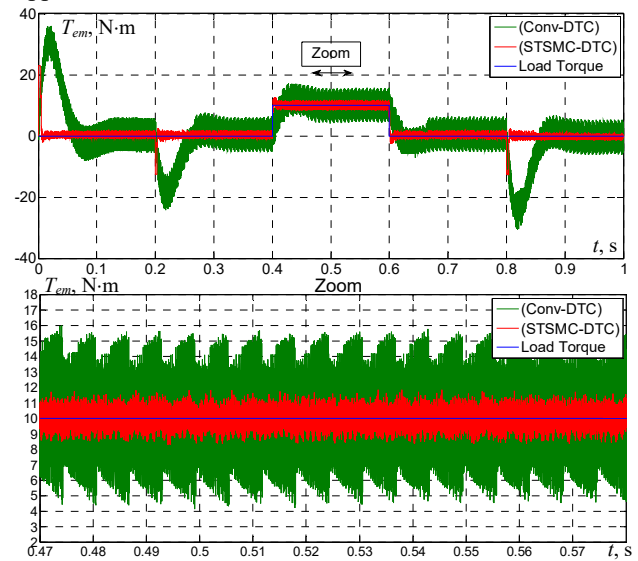


Fig. 7. Electromagnetic torque (Test 2)

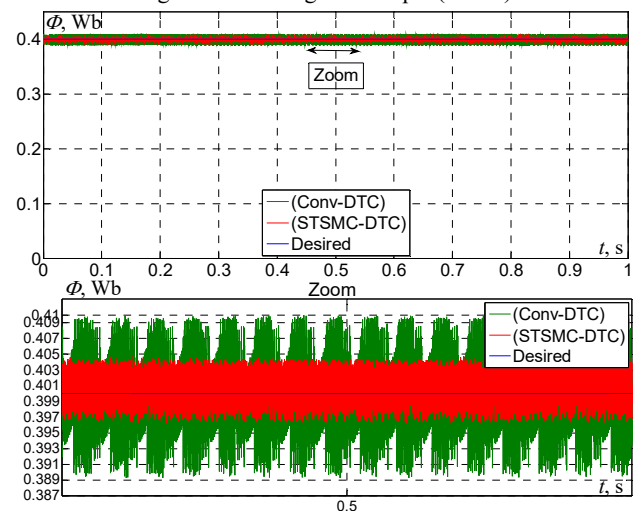


Fig. 8. Stator flux (Test 2)

Conclusions. In this research we proposed a novel method for the DTC scheme applied to the FP-IPMSM drive. We improved the control and the behavior of the FP-IPMSM by controlling the speed, torque, and stator flux using the STSMC technique with SVM approach. A comparison between the conventional DTC and the suggested STSMC-DTC based on SVM is presented where the modification goal was reduce some of the drawbacks of conventional DTC such as flux and torque ripples overshoot, rise time, and decrease in both robustness against changes in machine parameters, stability, and dynamic response.

The following are the main findings:

- A new STSMC-DTC based on SVM technique of the FP-IPMSM was proposed and designed.
- The proposed STSMC-DTC technique is much more robust compared to the conventional DTC technique.
- Minimization of ripples for flux and torque has been shown in two different tests – tracking performance and robustness. The proposed STSMC-DTC-SVM method

lowers torque ripple $\approx 60\%$ and flux ripple $\approx 50\%$ when compared to the conventional DTC method.

The STSMC-DTC-SVM technique will be experimentally implemented and validated in the future work.

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

REFERENCES

- Guo S., Su X., Zhao H. Optimal Design of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicle Applications Using a Machine Learning-Based Surrogate Model. *Energies*, 2024, no. 17. pp. 3864. doi: <https://doi.org/10.3390/en17163864>.
- Patel A.N., Doshi P.J., Mahagoakar S.C., Panchal T.H. Optimization of cogging torque in interior permanent magnet synchronous motor using optimum magnet v-angle. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 16-20. <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.03>.
- Xu Y., Chen Y., Fu Z., Xu M., Liu H., Cheng L. Design and Analysis of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for a Traction Drive Using Multiobjective Optimization. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2024, no. 1. pp. 1-15. doi: <https://doi.org/10.1155/2024/3631384>.
- Duc H.B., Minh D.B., Thanh B.D., Minh T.B., Quoc V.D. Improving Performances of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors by Using Different Rotor Angles. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, 2023, vol. 56, no. 1. pp. 115-120. doi: <https://doi.org/10.18280/jesa.560115>.
- Cao L., Zuo Y., Xie S., Hoang C.C., Han B.S., Lee C.H. Comparative study of permanent-magnet Vernier motor and interior permanent-magnet motor for hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2023, vol. 59, no. 6, pp. 6601-6614. doi: <https://doi.org/10.1109/tia.2023.3292813>.
- Zhao X., Kou B., Huang C., Zhang L. A reverse-salient permanent magnet synchronous motor for electric vehicles considering operating conditions. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2023, vol. 38, no. 1, pp. 262-272. doi: <https://doi.org/10.1109/tec.2022.3213571>.
- Chaabane H., Khodja D.E., Chakroune S., Hadji D. Model reference adaptive backstepping control of double star induction machine with extended Kalman sensorless control. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 4, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.01>.
- Mehedi F., Bouyakoub I., Yousfi A., Reguieg Z. Enhanced Control Technique Based on Fuzzy Logic Algorithms for a Five-phase Induction Motor Fed by a Multilevel Inverter. *International Journal of Engineering, Transactions B: Applications*, 2025, vol. 38, no. 2. pp. 351-361. doi: <https://doi.org/10.5829/ije.2025.38.02b.09>.
- Fan S., Meng D., Ai M. Efficiency analytical of five-phase induction motors with different stator connections for fracturing pump drives. *Energy Reports*, 2022, vol. 8, pp. 405-413. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2021.11.240>.
- Liu Z., Houari A., Machmoum M., Benkhoris M.F., Djeriou A., Tang T. Experimental investigation of a real-time singularity-based fault diagnosis method for five-phase PMSG-based tidal current applications. *ISA Transactions*, 2023, vol. 142, pp. 501-514. doi: <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2023.07.038>.
- Saifi R. Implementation of a new flux rotor based on model reference adaptive system for sensorless direct torque control modified for induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 2, pp. 37-42. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.2.06>.
- Mehedi F., Benbouhenni H., Nezli L., Boudana D. Feedforward Neural Network-DTC of Multi-phase Permanent Magnet Synchronous Motor Using Five-Phase Neural Space Vector Pulse Width Modulation Strategy. *Journal Européen Des Systèmes Automatisés*, 2021, vol. 54, no. 2, pp. 345-354. doi: <https://doi.org/10.18280/jesa.540217>.
- Geng Q., Qin Z., Jin X., Zhang G., Zhou Z. Direct Torque Control of Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Master-Slave Virtual Vectors. *World Electric Vehicle Journal*, 2024, vol. 15, no. 5, art. no. 199. doi: <https://doi.org/10.3390/wevj15050199>.
- Yang G., Yang J., Li S., Wang Y., Hussain H., Deng R., Yan L. A Sequential Direct Torque Control Scheme for Seven-Phase Induction Machines Based on Virtual Voltage Vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2021, vol. 57, no. 4, pp. 3722-3734. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2021.3068932>.
- Mossa M.A., Echeikh H., Ouanjli N.E., Alhelou H.H., Enhanced second-order sliding mode control technique for a five-phase induction motor. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2022, vol. 2022, pp. 1-19. doi: <https://doi.org/10.1155/2022/8215525>.
- Song J., Zheng W.X., Niu Y. Self-Triggered Sliding Mode Control for Networked PMSM Speed Regulation System: A PSO-Optimized Super-Twisting Algorithm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, vol. 69, no. 1, pp. 763-773. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3050348>.
- Shao B., Zhu Z.Q., Yan L., Feng J., Guo S., Li Y., Feng L. Torque Ripple Reduction for Direct Torque Control of Dual Three-Phase PMSM Based on Multiple Virtual Voltage Vectors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2023, vol. 38, no. 1, pp. 296-309. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2022.3208784>.
- Parsa L., Toliyat H. Sensorless Direct Torque Control of Five-Phase Interior Permanent-Magnet Motor Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2007, vol. 43, no. 4, pp. 952-959. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2007.900444>.
- Sakouchi A., Djahbar A., Bounadja E., Benbouhenni H., Iqbal A., Moualdia A., Kechida A. Enhanced control of grid-connected multi-machine wind power generation systems using fuzzy backstepping approaches. *Energy Reports*, 2024, vol. 12, pp. 4208-4231. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2024.09.077>.
- Wang X., Cao B., Mao Z.-H., Grainger B., Yaz E.E. Polyphase Permanent Magnet Synchronous Motors Direct Current Model Predictive Control with Long Prediction Horizons. *IFAC-PapersOnLine*, 2023, vol. 56, no. 2, pp. 2719-2726. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2023.10.1368>.
- 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>.
- Liu X., Deng Y., Liu J., Cao H., Xu C., Liu Y. Fixed-time integral terminal sliding mode control with an adaptive RBF neural network for PMSM speed regulation. *Control Engineering Practice*, 2025, vol. 156, art. no. 106236. doi: <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2024.106236>.
- Alyazidi N.M., Bawazir A.F., Al-Dogail A.S. Robust integral sliding mode control for pressure management in multi-phase flow systems. *Results in Engineering*, 2025, vol. 25, art. no. 104024. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rineng.2025.104024>.
- Mossa M.A., Echeikh H., Ma'arif A. Dynamic Performance Analysis of a Five-Phase PMSM Drive Using Model Reference Adaptive System and Enhanced Sliding Mode Observer. *Journal of Robotics and Control (JRC)*, 2022, vol. 3, no. 3, pp. 289-308. doi: <https://doi.org/10.18196/jrc.v3i3.14632>.

Received 31.01.2025

Accepted 27.04.2025

Published 02.09.2025

F. Mehedi¹, Associate Professor,
I. Bouyakoub¹, Associate Professor,
A. Yousfi², Associate Professor,
R. Taleb^{1,3}, Professor,
Z. Reguieg¹, PhD Student,

¹ Laboratoire Génie Electrique et Energies Renouvelables (LGEER), Hassiba Benbouali University of Chlef, Algeria, e-mail: f.mehedi@univ-chlef.dz (Corresponding Author); i.bouyakoub@univ-chlef.dz; z.reguieg@univ-chlef.dz

² Laboratory LAGC, Faculty of Science and Technology, Djilali Bounaama University, Khemis Miliana, Algeria, e-mail: a.yousfi@univ-bkm.dz

³ Embedded Systems Research Unit of Chlef, Research Centre for Scientific and Technical Information (CERIST), Ben Aknoun, Algeria, e-mail: r.taleb@univ-chlef.dz

How to cite this article:

Mehedi F., Bouyakoub I., Yousfi A., Taleb R., Reguieg Z. Improve of the direct torque control strategy applied to a multi-phase interior permanent magnet synchronous motor using a super twisting sliding mode algorithm. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 5, pp. 38-42. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.5.05>

Performance evaluation and analysis by simulation for sliding mode control with speed regulation of permanent magnet synchronous motor drives in electric vehicles

Introduction. This study introduces a sliding mode control (SMC) that utilizes multivariable system command estimation (MSCE-SMC) to create an innovative speed control system for the permanent magnet synchronous motor (PMSM). The motor operates through a 3-phase voltage source inverter when used in an electric vehicle (EV) model, with the goal of achieving fast speed regulation and high performance. **Problem.** The primary challenge is to achieve fast and accurate speed regulation for PMSMs while maintaining high performance, despite varying system parameters and external disturbances. The **goal** is to design a robust and adaptive speed control system for PMSMs using the SMC approach, which ensures precise speed tracking and high-performance regulation. **Scientific novelty.** The integration of MSCE-SMC approach, offering an innovative solution for speed control in PMSMs used in EVs. **Methodology.** SMC approach for the PMSM divides the system into 2 subsystems: electrical and speed. A d-q coordinate frame is used to model the PMSM, and its control strategy is outlined. A detailed model of the PMSM with SMC is presented after an in-depth review of the theoretical concepts and principles of sliding mode control. **Results.** To validate the proposed approach, MATLAB/Simulink is conducted, demonstrating the effectiveness and robustness of the method in PMSM speed regulation. The results confirm that the proposed method provides straightforward and precise control, accurate speed tracking, and high-performance regulation. It also shows adaptability to parameter variations and external disturbances. **Practical value.** The practical value of the proposed method is significant, as it provides a reliable and efficient control system for PMSMs. It offers precise speed control, robust performance under variable conditions, and high adaptability to external disturbances, making it suitable for real-world EV applications. References 22, table 1, figures 18.

Key words: permanent magnet synchronous motor, sliding mode control, electric vehicle, speed regulation.

Вступ. У дослідженні розглядається керування ковзним режимом (SMC), що використовує багатопараметричну оцінку системних команд (MSCE-SMC) для створення інноваційної системи керування швидкістю синхронного двигуна з постійними магнітами (PMSM). Двигун працює через трифазний інвертор напруги при використанні в моделі електромобіля (EV) з метою досягнення швидкого регулювання швидкості та високої продуктивності. **Проблема.** Основне завдання полягає в досягненні швидкого і точного регулювання швидкості для PMSM при збереженні високої продуктивності, незважаючи на параметри системи, що змінюються, і зовнішні збурення. **Метою** є розробка надійної та адаптивної системи керування швидкістю для PMSM з використанням SMC підходу, що забезпечує точне відстеження швидкості та високопродуктивне регулювання. **Наукова новизна.** Інтеграція підходу MSCE-SMC пропонує інноваційне рішення для управління швидкістю PMSM, що використовуються в EV. **Методологія.** SMC підхід для PMSM поділяє систему на 2 підсистеми: електричну та швидкісну. Для моделювання PMSM використовується d-q система координат і описується стратегія його управління. Наведено докладну модель PMSM з SMC після поглибленого аналізу теоретичних концепцій та принципів управління в ковзному режимі. **Результати.** Для перевірки запропонованого підходу проведено аналіз у середовищі MATLAB/Simulink, що показав ефективність та надійність методу регулювання швидкості PMSM. Результати підтверджують, що запропонований метод забезпечує просте і точне керування, коректне відстеження швидкості та високопродуктивне регулювання. Він також демонструє адаптивність до змін параметрів та зовнішніх збурень. **Практична цінність** запропонованого методу значна, оскільки він забезпечує надійну та ефективну систему управління PMSM. Він забезпечує точне управління швидкістю, надійну роботу в змінних умовах, і високу адаптивність до зовнішніх збурень, що робить його придатним для застосування в реальних EV. Бібл. 22, табл. 1, рис. 18.

Ключові слова: синхронний двигун з постійними магнітами, керування ковзним режимом, електромобіль, регулювання швидкості.

Introduction. Electric vehicles (EVs) that use electric motors are used to replace traditional gasoline vehicles that use internal combustion engines in order to reach the level of emissions of fossil fuels [1–4]. permanent magnet synchronous motor (PMSM) in recent years have played an increasingly important role in many industrial applications due to the advances in magnetic materials, recent technological developments in power electronics and control theories [5]. Due to their high torque-power density, high efficiency and low maintenance, PMSM-based drive is also becoming widely used in EVs [6, 7]. There are various nonlinear command methods have been proposed to improve the command performance of PMSM, such as sliding mode control (SMC), adaptive control, predictive control [8, 9], intelligent control, etc. Field-oriented control based conventional PI method is difficult to deal with loud disturbances, variations parameters and cannot adapt to the applications of high-precision control [10]. SMC has attracted many researchers in recent years. High-frequency switching devices and high-performance microprocessors have contributed to the recent increase in interest in this command method [11]. The effectiveness of this solution is attributed to its distinct advantages,

including insensitivity to parameter variations, rapid dynamic response and the ability to reject external disturbances [12].

SMC is a particular mode of operation of systems with variable structure [13]. The theory of these systems was studied and developed in the USSR first by S.V. Emelyanov, then by other collaborators such as V.I. Utkin based on the work of the mathematician A.F. Filippov on differential equations with discontinuous second member. Then the work was taken up elsewhere: in the US by Prof. Slotine, and in Japan by Prof. Young, Prof. Harishama and Prof. Hashimoto. In SMC, the command switches between two different values according to the sign of a switching function (called switching or sliding surface) defined in the state space of the system [14]. This is introduced in order to obtain better stability, and high precision than those generally obtained by classical regulators [15, 16]. Several approaches exist for the choice of the sliding surface. In this work, we are interested in the study of an approach that considers a nonlinear surface [17, 18], the synthesis of which is based on Lyapunov stability theory. The strong robustness,

simplicity and ease of implementation make it an ideal choice for high performance by regularly adjusting the system structure to combat parameter variations and external disturbances [19, 20].

The **goal** of the article is to design a robust and adaptive speed control system for PMSMs using the SMC approach, which ensures precise speed tracking and high-performance regulation. The proposed controller is investigated and analyzed in different control speeds, load conditions, and rotational speed direction.

Model of PMSM. The model of PMSM in d - q frame is represented by equations: electrical, magnetic, and electromagnetic. The stator voltages equations expressed as [21]:

$$V_d = RI_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega\varphi_q; \quad (1)$$

$$V_q = RI_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega\varphi_d, \quad (2)$$

where $V_d, V_q, \varphi_d, \varphi_q, I_d, I_q$ are the direct and quadrature axis of voltages, fluxes and currents respectively; R is the stator resistance; ω is the mechanical angular speed.

The stator flux equations expressed [21]:

$$\varphi_d = L_d I_d + \varphi_m; \quad (3)$$

$$\varphi_q = L_q I_q, \quad (4)$$

where L_d, L_q are the direct and quadrature stator inductances; φ_m is the constant permanent magnet flux.

The PMSM model equations in d - q axis expressed as:

$$V_d = RI_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q; \quad (5)$$

$$V_q = RI_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega(L_d I_d + \varphi_m). \quad (6)$$

The expression for electromagnetic torque T_e [21] is:

$$T_e = p((L_d - L_q)I_d I_q + I_q \varphi_m). \quad (7)$$

PMSM is assumed to surface mounted PMSM ($L_d = L_q = L$) the electromagnetic torque becomes:

$$T_e = p I_q \varphi_m, \quad (8)$$

where T_e is the electromagnetic torque; p is the number of pole pairs.

The expression of the mechanical equation [21] is:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + f_v \omega_m = T_e - T_L, \quad (9)$$

where J is the moment of inertia; T_L is the load torque; f_v is the viscous friction coefficient; ω_m is the rotor mechanical speed of the PMSM.

SMC theory. Variable structure systems can be controlled using SMC. Three different parts make up the trajectory (Fig. 1): the convergence mode (CM), the sliding mode (SM) and the permanent mode (PM) [22].

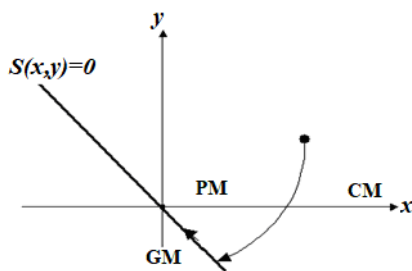


Fig. 1 Different modes trajectory of the SMC

The choice of the surface. The design of SMC was executed in 3 key phases [22]: selection of the surface, conditions necessary for convergence, meaning of the control law. The sliding surfaces choice is shaped by the number and shape of required functions. The control vector u and surface vector have the same dimension defined by:

$$\dot{x} = A(x,t)x + B(x,t)u. \quad (10)$$

The nonlinear form depends on the error in the variable to be regulated, known as x :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x), \quad (11)$$

where $e(x)$ is the difference between the variable to be adjusted and its reference: $e(x) = x^* - x$; λ_x is the positive constant; r is the relative degree and indicates the number of times the surface needs to be differentiated to show control.

The SMC objective is to maintain the surface at zero. The only possible solution for this surface is $e(x) = 0$, which a linear differential equation.

Convergence and existence conditions. Two considerations to ensure convergence mode [22], the discrete switching function (it is proposed and studied by S.V. Emelyanov and V.I. Utkin):

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 & \text{if } S(x) < 0; \\ \dot{S}(x) < 0 & \text{if } S(x) > 0. \end{cases} \quad (12)$$

This condition can be formulated in another way:

$$\dot{S}(x)S(x) < 0. \quad (13)$$

The Lyapunov function defines as follows:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x). \quad (14)$$

The derivative of this function is:

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x). \quad (15)$$

Calculation of the control. The SMC structure consists of the exact linearization (u_{eq}) and the other stabilizing (u_n) [22]:

$$u = u_{eq} + u_n. \quad (16)$$

In order to illustrate the previous development, we will consider a system that is described in the state space by (10). The aim is to establish the equivalent expression for the control input u .

The derivative of the surface is:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t}. \quad (17)$$

Replacing (10) and (16) in (17), we find:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (A(x,t) + B(x,t)u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)u_n. \quad (18)$$

Equivalent command's expression:

$$u_{eq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} A(x,t). \quad (19)$$

For the equivalent control to take a finite value, it is necessary that $\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \neq 0$.

Substituting the equivalent control with its expression from (18) in convergence mode we obtain:

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)u_n. \quad (20)$$

We have $S(I_d) = 0$ and consequently $\dot{S}(I_d) = 0$ and $V_{dn} = 0$, from which we derive the equivalent order V_{deq} :

$$V_{deq} = RI_d + \omega L_q I_q. \quad (42)$$

The condition $\dot{S}(I_d)S(I_d) < 0$ must be checked. Substituting (42) in (41), we find:

$$\dot{S}(I_d) = \frac{1}{L_d} V_{dn}. \quad (43)$$

We therefore pose:

$$V_{dn} = K_d \text{sign}(S(I_d)). \quad (44)$$

Simulation results of speed regulation of PMSM-SMC. SMC for PMSM powered voltage source inverter for a model EV has been implemented in MATLAB/Simulink. A constant reference flux ($\varphi_{mref} = 0.12$ Wb) is used to conduct the simulations. In this set of simulation, a load variation is added when the PMSM is under the speed regulation, and the operating speed is 157 rad/s. PMSM is considered in the simulation and parameters as given in Table 1.

Table 1

PMSM parameters	
Parameters	Values
Rated power	1.5 kW
Frequency	50 Hz
Rotor speed	1500 rpm / 157 rad/s
Stator resistance	0.18 Ω
Inductance d axis	2.1 mH
Inductance q axis	4.2 mH
Moment of inertia	0.0066 kg·m ²
Viscous friction coefficient	0.0014 N·s/rad
Constant rotor flux linkage	0.12 Wb
Number of pole pairs	2

Simulation for successive step changes in reference speed under full load conditions (Fig. 4–8). We involve sequential step change in control speed under full load conditions. The PMSM is initially started at 83.5 rad/s step control speed. At $t = 1$ s, a step-up change occurs, increasing the control speed from 83.5 rad/s to 104.5 rad/s. Finally, at $t = 2$ s, another change the command speed from 104.5 rad/s to 157 rad/s.

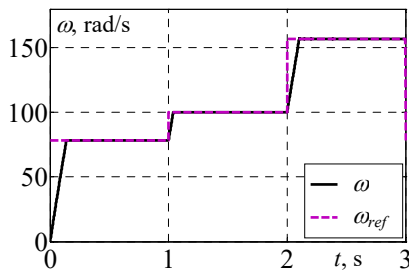


Fig. 4. Reference speed and PMSM speed

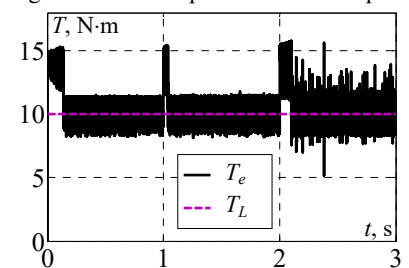


Fig. 5. Electromagnetic torque and load torque

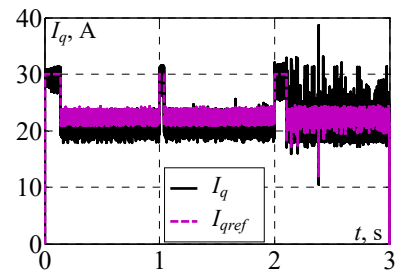


Fig. 6. Quadrature axis component stator current

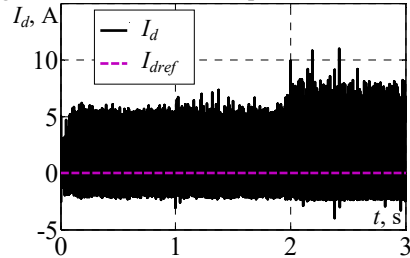


Fig. 7. Direct axis component stator current

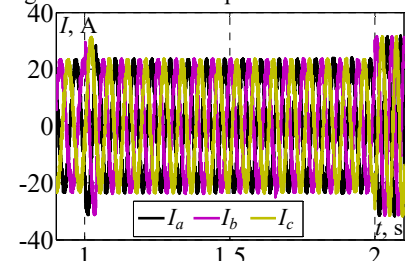


Fig. 8. 3-phase stator currents

Simulation for reference speed fix and step change of load (Fig. 9–13). In this part, the PMSM is under speed control 157 rad/s with a load variation at $t = 1$ s, the load torque changes from 10 N·m to 5 N·m and at $t = 2$ s another change the load torque changes from 5 N·m to 10 N·m.

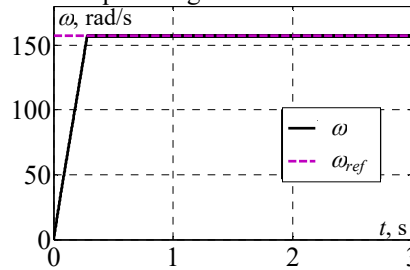


Fig. 9. Reference speed and PMSM speed

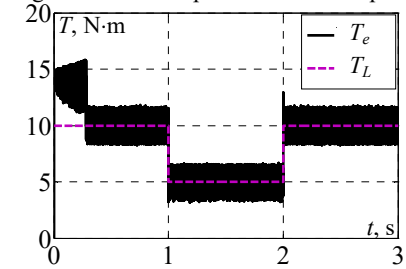


Fig. 10. Electromagnetic torque and load torque

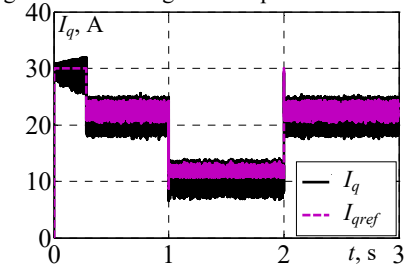


Fig. 11. Quadrature axis component stator current

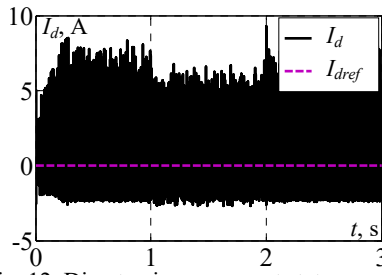


Fig. 12. Direct axis component stator current

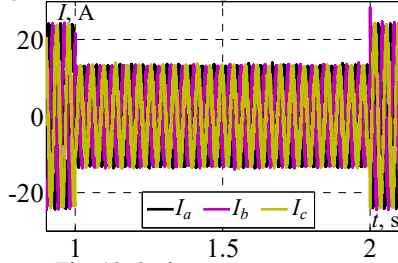


Fig. 13. 3-phase stator currents

Simulation for reference speed and inverse speed and under full load (Fig. 14–18). We apply a full load start of PMSM ($T_L = 10$ N·m) until at $t = 1$ s. The speed reference is equal to the synchronism speed 157 rad/s until $t = 1.5$ s, then the direction of rotation is reversed at a speed -157 rad/s.

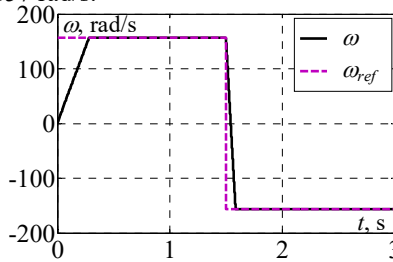


Fig. 14. Reference speed and PMSM speed

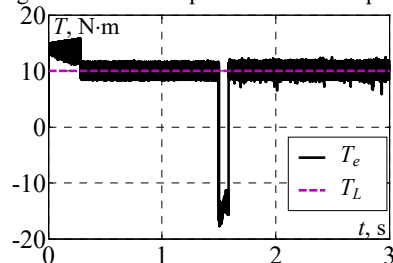


Fig. 15. Electromagnetic torque and load torque

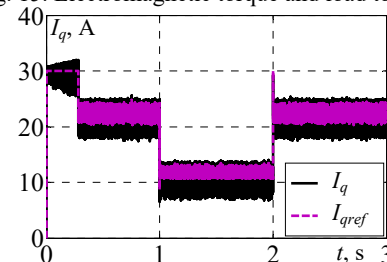


Fig. 16. Quadrature axis component stator current

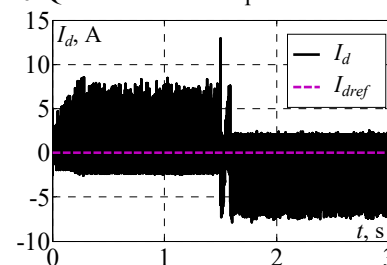


Fig. 17. Direct axis component stator current

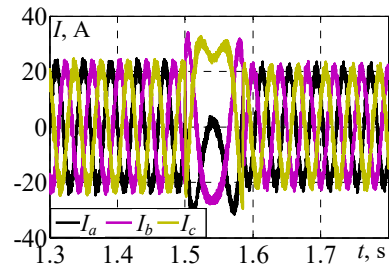


Fig. 18. 3-phase stator currents

Discussions of results. In Fig. 4, 9, 14, the speed of PMSM obtained with SMC the speed appears to be consistent, with the real speed closely mirroring the command speed. The system responds efficiently to changes in command speed and exhibits a smooth rise time from 104.5 rad/s to 157 rad/s. Analyzing the difference between command and real speeds at each stage is crucial to gain insight into the system's performance and potential limitations. In these cases, the rise time indicates how responsive the system is, and shorter rise times generally mean better control dynamics and faster adaptation to command input changes and settling time is satisfying in tree case seamlessly traced the speed reference without exceeding; in Fig. 9 rotation speed equal to rotation speed 157 rad/s seamlessly traced the speed reference without exceeding; in Fig. 14 with a positive speed command of 157 rad/s, speed response with the SMC neatly settled at the reference. Sudden reference speed reversal from 157 rad/s to -157 rad/s leading to change in speed orientation for the 2 models at -157 rad/s, the SMC seamlessly traced the speed reference without exceeding.

The load torque and electromagnetic torque are matched in Fig. 5, 10, 15 by SMC. The electromagnetic torque is kept constant during the speed build-up phase to ensure acceleration. The electromagnetic torque will decrease to 5 N·m once the rotor speed matches the reference speed. This equilibrium is achieved faster in the SMC model due to the absence of speed overshoot. The electromagnetic torque closely tracks the load torque, except during brief intervals when the speed increases (Fig. 5) or reverses (Fig. 15). These deviations are minimal and occur over very short periods.

In Fig. 6, 11, 16, the quadrature component of the stator current are compared with the quadrature component current reference; is in direct proportion to electromagnetic torque T_e .

In Fig. 7, 12, 17, the direct component of the stator current is compared with the direct component current reference is met at zero.

In Fig. 8, 13, 18 the stator 3-phase currents (abc) are shown. When as the PMSM speed rises, the frequency of the current waveform also increases (Fig. 8) and when the load torque decreases from its nominal value (5 N·m) to 3 N·m of the current waveform also decreases (Fig. 15).

Conclusions. This paper describes the creation and execution of speed controllers that use SMC-based technology in a SMC drive structure for a PMSM in an EV drive. The SMC algorithm's speed control loop uses a sliding mode controller based on surface dynamics instead of the traditional PI controller in the outer control

loop. Applied MATLAB/Simulink software was utilized to conduct simulation analyses and evaluations to assess the performance and effectiveness of the SMC for PMSM. The proposed system's dynamic response was tested under different reference speeds, load conditions, and reverse speed scenarios.

The simulation results show that the SMC can perform dynamically quickly and accurately, without any overshoot, minimal steady-state error, and a short rise time, which is superior for PMSM speed control applications. SMC is characterized by its significant torque ripple, which remains a major concern.

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

REFERENCES

1. Liu F., Wang X., Xing Z. Design of a 35 kW Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicle Equipped With Non-Uniform Air Gap Rotor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2023, vol. 59, no. 1, pp. 1184-1198. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2022.3206258>.
2. Ibrar A., Ahmad S., Safdar A., Haroon N. Efficiency enhancement strategy implementation in hybrid electric vehicles using sliding mode control. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 1, pp. 10-19. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.02>.
3. Boumegouas M.K.B., Kouzi K. A New Synergetic Scheme Control of Electric Vehicle Propelled by Six-phase Permanent Magnet Synchronous Motor. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 2022, vol. 20, no. 1, pp. 1-14. doi: <https://doi.org/10.15598/aece.v20i1.4221>.
4. Wang Z., Ching T.W., Huang S., Wang H., Xu T. Challenges Faced by Electric Vehicle Motors and Their Solutions. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 5228-5249. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3045716>.
5. Patel A.N., Doshi P.J., Mahagoakar S.C., Panchal T.H. Optimization of cogging torque in interior permanent magnet synchronous motor using optimum magnet v-angle. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 16-20. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.03>.
6. Mazzi Y., Ben Sassi H., Errahimi F., Es-Sbai N. Speed Control of a PMSM drive system using a nonsingular terminal sliding mode controller. *Statistics, Optimization & Information Computing*, 2024, vol. 13, no. 1, pp. 450-458. doi: <https://doi.org/10.19139/soic-2310-5070-1913>.
7. Djafer L., Taleb R., Mehedi F., Aissa Bokhtache A., Bessaad T., Chabni F., Saidi H. Electric drive vehicle based on sliding mode control technique using a 21-level asymmetrical inverter under different operating conditions. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 3, pp. 31-36. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.3.05>.
8. Loro J.A.R. Robust Position Control of SM-PMSM Based on a Sliding Mode Current Observer. *International Journal of Electrical and Electronic Engineering & Telecommunications*, 2020, vol. 9, no. 5, pp. 337-341. doi: <https://doi.org/10.18178/ijeetc.9.5.337-341>.
9. Chen Y., Li M., Gao Y., Chen Z. A sliding mode speed and position observer for a surface-mounted PMSM. *ISA Transactions*, 2019, vol. 87, pp. 17-27. doi: <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2018.11.011>.
10. Varatharajan A., Pellegrino G., Armando E. Direct Flux Vector Control of Synchronous Motor Drives: A Small-Signal Model for Optimal Reference Generation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, vol. 36, no. 9, pp. 10526-10535. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3067694>.
11. Awan H.A.A., Hinkkanen M., Bojoi R., Pellegrino G. Stator-Flux-Oriented Control of Synchronous Motors: A Systematic Design Procedure. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, vol. 55, no. 5, pp. 4811-4820. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2019.2927316>.
12. Lin H., Lee K., Kim S., Ahn H., You K. Speed Regulation for PMSM using a Novel Sliding Mode Controller. *Journal of Multidisciplinary Engineering Science and Technology (JMEST)*, 2021, vol. 8, no. 12, pp. 11842-11845.
13. Wang Q., Wang S., Chen C. Review of sensorless control techniques for PMSM drives. *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2019, vol. 14, no. 10, pp. 1543-1552. doi: <https://doi.org/10.1002/tee.22974>.
14. Zhang X., Sun L., Zhao K., Sun L. Nonlinear Speed Control for PMSM System Using Sliding-Mode Control and Disturbance Compensation Techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 3, pp. 1358-1365. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2206610>.
15. Zhang W., Kong J. A novel fast and chattering-free speed control method for PMSM motor drive based on sliding mode control. *International Journal of Dynamics and Control*, 2024, vol. 12, no. 9, pp. 3332-3338. doi: <https://doi.org/10.1007/s40435-024-01419-2>.
16. Kim H., Son J., Lee J. A High-Speed Sliding-Mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no. 9, pp. 4069-4077. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2098357>.
17. Chi S., Zhang Z., Xu L. Sliding-Mode Sensorless Control of Direct-Drive PM Synchronous Motors for Washing Machine Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2009, vol. 45, no. 2, pp. 582-590. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2009.2013545>.
18. Junejo A.K., Xu W., Mu C., Ismail M.M., Liu Y. Adaptive Speed Control of PMSM Drive System Based a New Sliding-Mode Reaching Law. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 35, no. 11, pp. 12110-12121. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2986893>.
19. Dandan S., Yugang D., Chengning Z. Sliding Mode Controller for Permanent Magnetic Synchronous Motors. *Energy Procedia*, 2017, vol. 105, pp. 2641-2646. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2017.03.765>.
20. Fallaha C.J., Saad M., Kanaan H.Y., Al-Haddad K. Sliding-Mode Robot Control With Exponential Reaching Law. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no. 2, pp. 600-610. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2045995>.
21. Guezzi 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>.
22. Senani F., Rahab A., Benalla H. Squirrel Cage Induction Motor (SCIM) Rotor Flux Estimation and Observer Using Multivariable Sliding Mode Control (MSMC). *Algerian Journal of Signals and Systems*, 2024, vol. 9, no. 2, pp. 121-127. doi: <https://doi.org/10.51485/ajss.v9i2.219>.

Received 16.02.2025

Accepted 29.04.2025

Published 02.09.2025

F. Senani^{1,2}, PhD in Electrical Engineering, Associate Professor, A. Rahab^{1,2}, PhD in Electrical Engineering, Associate Professor, H. Benalla², PhD in Electrical Engineering, Professor,
¹Higher Normal School of Technological Education of Skikda (ENSET Skikda), Technology Department, Algeria, e-mail: senani.fouzi@gmail.com (Corresponding Author); rahababderezzak@gmail.com
²Electrotechnical Laboratory of Constantine (LEC), Department of Electrical Engineering, Faculty of Science and Technology, University of Constantine 1, Algeria, e-mail: benalladz@yahoo.fr

How to cite this article:

Senani F., Rahab A., Benalla H. Performance evaluation and analysis by simulation for sliding mode control with speed regulation of permanent magnet synchronous motor drives in electric vehicles. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 5, pp. 43-48. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.5.06>

Takagi-Sugeno fuzzy model identification using improved multiswarm particle swarm optimization in solar photovoltaics

Introduction. The particle swarm optimization (PSO) algorithm has proven effective across various domains due to its efficient search space exploration, ease of implementation, and capability to handle high-dimensional problems. However, it is often prone to premature convergence, which limits its performance. **Problem.** This issue becomes critical in identifying Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy models, especially in complex systems like solar photovoltaic (PV) applications, where model accuracy is vital for tasks such as maximum power point tracking (MPPT) and shading compensation. **Goal.** This manuscript introduces an improved multiswarm PSO (I-MsPSO), designed to enhance search performance and robustness in identifying T-S fuzzy systems. The method is particularly suited to nonlinear modeling challenges in renewable energy systems. **Methodology.** I-MsPSO divides the swarm into 4 independent subswarms, each operating in a local region with specific inertia weights and acceleration coefficients. Periodic information sharing between subswarms allows the algorithm to converge collectively toward optimal solutions. A new modeling approach, specific Takagi-Sugeno modeling (STaSuM), is introduced, using I-MsPSO to determine both the structure and parameters of T-S fuzzy systems. **Results.** The I-MsPSO's performance was tested on benchmark optimization problems and real-world engineering cases. Results show that STaSuM produces highly accurate and generalizable fuzzy models, outperforming existing techniques. **Scientific novelty** lies in the development of I-MsPSO, which enhances the traditional PSO by using 4 interactive subswarms with customized parameters, and the creation of STaSuM for advanced T-S fuzzy system identification. **Practical value.** I-MsPSO and STaSuM provide a powerful optimization and modeling framework, offering robust and accurate solutions for nonlinear and dynamic environments. Their structure makes them especially valuable for future applications in MPPT control, fault-tolerant modeling, and real-time optimization in PV energy systems. References 39, table 5, figures 8.

Key words: improved multiswarm particle swarm optimization, particle swarm optimization, specific Takagi-Sugeno modeling.

Вступ. Алгоритм оптимізації рою часток (PSO) довів свою ефективність у різних галузях завдяки ефективному дослідженню простору пошуку, простоті реалізації та здатності вирішувати завдання високої розмірності. Однак він часто схильний до передчасної збіжності, що обмежує його продуктивність. Ця **проблема** стає критично важливою при ідентифікації нечітких моделей Такагі-Сугено (T-S), особливо у складних системах, таких як сонячні фотоелектричні системи (PV), де точність моделі є критично важливою для таких завдань, як відстеження точки максимальної потужності (MPPT) та компенсація затінення. **Мета.** У роботі представлений удосконалений багатороевий PSO (I-MsPSO), розроблений для підвищення продуктивності пошуку та надійності при ідентифікації нечітких систем T-S. Цей метод особливо підходить для задач нелінійного моделювання у системах відновлюваної енергії. **Методологія.** I-MsPSO ділить рій на 4 незалежні подрії, кожен з яких працює в локальній області з певними вагами інерції та коефіцієнтами прискорення. Періодичний обмін інформацією між подріями дозволяє алгоритму колективно сходиться до оптимальних рішень. Наведено новий підхід до моделювання, специфічне моделювання Такагі-Сугено (STaSuM), з використанням I-MsPSO для визначення структури та параметрів нечітких систем T-S. **Результати.** Продуктивність I-MsPSO протестована на еталонних задачах оптимізації та реальних інженерних прикладах. Результати показують, що STaSuM створює високоточні та узагальнені нечіткі моделі, що перевершують існуючі методи. **Наукова новизна** полягає в розробці I-MsPSO, який розширює традиційний PSO за рахунок використання 4 інтерактивних подріїв з параметрами, що настраюються, а також у створенні STaSuM для розширеної ідентифікації нечітких систем T-S. **Практична цінність.** I-MsPSO та STaSuM надають потужну платформу оптимізації та моделювання, пропонуючи надійні та точні рішення для нелінійних та динамічних середовищ. Їхня структура робить їх особливо цінними для майбутніх додатків у галузі управління MPPT, відмовостійкого моделювання та оптимізації в реальному часі у PV енергетичних системах. Бібл. 39, табл. 5, рис. 8.

Ключові слова: покращена оптимізація рою часток з кількома роями, оптимізація рою часток, специфічне моделювання Такагі-Сугено.

Introduction. The Takagi-Sugeno (T-S) type fuzzy model, used to model complex systems particularly in the area of fuzzy logic and control systems, was first introduced by Mamdani and Assilian [1]. It was later enhanced by Takagi and Sugeno who developed the T-S type model. In the new approach, fuzzy linguistic rules were replaced by more precise mathematical rules. Historically, a fuzzy model is described by a formalism based on fuzzy rules, providing a prolific framework to study nonlinear dynamic systems and, particularly, to analyze their stability and synthesize laws control (stabilization). From a conceptual point of view, a fuzzy system is identified by determining the structure of the model (the premise parameters) and estimating the consequent parameters [2]. The first step is performed employing identification methods based on coalescence or even fuzzy classification (fuzzy clustering algorithms). Fuzzy coalescence algorithms are also applied to identify nonlinear systems using to the T-S model. In the literature, numerous algorithms derived from the fuzzy c-mean algorithm, such as the Gustafson-Kessel algorithm [3], the fuzzy C-means algorithm [4], the Gath-Geva

algorithm [5], were proposed. After determining the premise parameters of the model, the consequent parameters of the fuzzy rules are estimated. Among the identification techniques proposed in the literature we cite: the graph kernel recursive least-squares algorithms [6], weighted least squares method [7], the orthogonal least squares algorithm [8]. Several works showed that fuzzy coalescence algorithms derived from fuzzy c-means are sensitive to initialization. In fact, random initialization can generally lead to convergence towards a local minimum of the objective function. The problem of synthesizing fuzzy systems was treated by many researchers, as an optimization problem, whose resolution is reduced to the search for the optimal solutions (fuzzy models), in order to satisfy the performance criteria and the predefined constraints. In recent years, researchers have used several algorithms to optimize the structures and parameters of the T-S model. For instance, particle swarm optimization (PSO) has been utilized in many applications [9, 10] given the small number of parameters to adjust, its easy implementation, rapid convergence and

its ability to produce high-quality solutions within a shorter calculation time. The combination of T-S fuzzy systems and PSO algorithms offers a powerful and flexible approach to solve a wide range of optimization problems. By exploiting the strengths of each technique, this approach allows developing more accurate, robust and interpretable models. However, the PSO is easily trapped in a local minimum and it is difficult to guarantee that the fuzzy models obtained will have good performance and the optimized fuzzy model largely depends on the performance of this algorithm.

To deal with these weaknesses, numerous improved versions of PSO and several hybrid methods were suggested [11–13]. In [14], the PSO algorithm was implemented to optimize the 5 parameters of PID controller applying El-Khazali's approach in order to minimize several error functions, satisfying some step response specifications such as the set of time domain and frequency domain constraints. In [15], the population was divided into many small swarms, different grouping strategies were used and the exchange between various small swarms improved the population diversity. Work [16] proposed a dynamic multiple swarms to solve multiobjective problems applying 2 main strategies: the swarm growth strategy and the swarm decay strategy. Besides, in [17] a methodology to automatically extract fuzzy T-S models from data using PSO was developed. In their approach, the parameters and the structures of fuzzy models were encoded in a particle and evolved together to obtain simultaneously the optimal structure and parameters. A new method, where the population was divided into 4 subswarms and heterogeneous search strategies were used to accomplish the optimization task, was applied in [18]. In this method a new strategy was applied under the so-called OptiFel to extract the structure and parameters of the T-S model. In the multiswarm PSO (MsPSO) algorithm used a homogeneous search strategy for all particles and in each subswarm, which reduced the convergence rate. In [19] authors suggested a novel cooperation strategy C-MsPSO based on the distribution of populations into 4 subswarms; each of which used inertia weight parameters and specific acceleration coefficients. This strategy allowed minimizing the risk of trapping the algorithm by the local optima.

In this article, an optimization algorithm, called improved multiswarm particle swarm optimization (I-MsPSO), is introduced to identify fuzzy T-S type models. In I-MsPSO, the population is divided into 4 subswarms; each of which ensures the internal search strategy relying on inertia weight parameters and specific acceleration coefficients. A new parameter search strategy applied by the fuzzy system T-S, called specific Takagi-Sugeno modeling (STaSuM), is also presented with the I-MsPSO algorithm to improve the search performance and ensure that the resulting fuzzy models will be highly efficient. The main contributions of this paper are:

- dividing the population into 4 subcooperative swarms in I-MsPSO algorithm.
- In this algorithm, each subswarm utilizes specific parameters (the subswarm S1 employs sigmoid inertia weights and constant acceleration coefficients, while subswarm S2 uses linear varying inertia weights and constant acceleration coefficients and subswarm S3 employs adaptive inertia weights and the coefficient of the constant accelerations).

- Determining the structure and parameters of the fuzzy models, coded in a particle, in STaSuM.

Preliminaries. Optimization problem. An optimization problem is defined by an objective function, a set of variables, a set of equality (or inequality) constraints and a search space formed by the set of the possible problem solutions where each dimension corresponds to a variable. Depending on the type of the problem to be solved, the best solution consists in finding an extreme value, also called extremum (i.e. the minimum or maximum of this objective function). In fact, an optimization problem corresponds to solving the following problem: min/max (function) under the constraint [20, 21]. It can be mono-objective or multiobjective (several objective functions must be optimized), static or dynamic (the objective function changes over time) and with or without constraints. In the literature many methods, such as Newton's method [22], linear programming methods [23], the simplex method and the gradient method [24] were introduced to obtain the optimal solution of the optimization problem in a reasonable time. They require that the objective function should have a minimum of characteristics such as convexity, continuity or differentiability.

PSO algorithm. PSO is a non-specific heuristic optimization algorithm like evolutionary algorithms, tabu search or ant colonies [25–27]. Its convergence speed also makes it efficiently used in dynamic optimization. Due to its multiple advantages, such as a rapid convergence, ease of implementation and wide search range, PSO has been employed in a variety of research fields and applications. The swarm's particles are initially dispersed randomly over the search space, where each particle has a random displacement position and speed. Thereafter, the algorithm can, at each instance, access its current position; memorize the best solution; communicate with neighboring particles; obtain, from each of them, its best performance; and modify its speed according to better solutions. The displacement of a particle between iteration t and iteration $t+1$ is formulated analytically by the following velocity (1) and position relations (2):

$$v_i(t+1) = wv_i(t) + c_1r_1[x_{pbest} - x_i(t)] + c_2r_2[x_{gbest} - x_i(t)]; \quad (1)$$

$$x_i(t+1) = x_i(t) + v_i(t+1), \quad (2)$$

where x_{pbest} is the best position determined by the i^{th} particle; w is a constant called the inertia weight; c_1 , c_2 are the acceleration coefficients while r_1 and r_2 are randomly generated by a uniform distribution in $[0, 1]$; x_{gbest} is the best overall position found by the population.

Thus, to make its next move, each particle applies the following steps:

- follow its speed;
- return to its best performance;
- move towards the best performance of its neighbor.

T-S fuzzy model. Although several fuzzy models were introduced in the literature and the most commonly used ones are: Mamdani type model, Takagi-Sugeno-Kong type model and T-S type model. The main difference between these models lies in their consequent part. In fact, a fuzzy model is based on the linguistic partitioning of the values of its variables. The input (premises variables) and output (consequent variables) values are described by fuzzy sets having membership functions. In the fuzzy model of the T-S, the premises of the rules are formulated symbolically and the conclusions

are expressed by linear functions [28, 29]. They are generally written in the following form:

$$R^i : \text{if } x_1 \text{ is } A_1^i, x_2 \text{ is } A_2^i, \dots, x_n \text{ is } A_n^i \text{ then } y_i = w_i^T x + b_i, i = 1, 2, \dots, m, \quad (3)$$

where $x = x_1, x_2, \dots, x_n$ is the input variable; n is the dimension of the input variable x ; $i = 1, 2, \dots, m$ is the number of fuzzy rules; $w = w_1, w_2, \dots, w_n$ are the consequent parameters; A_i is the fuzzy set; y_i is the output of fuzzy rule.

The output of the fuzzy model can be calculated by a weighted mean defuzzification, as shown below:

$$y = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_i y_i}{\sum_{i=1}^m \mu_i}, \quad (4)$$

where the weight strength μ_i of the i^{th} rule is computed as:

$$\mu_i(x) = \prod_{j=1}^n h_j(x), \quad (5)$$

where the $\mu_i(x)$ is the grade of membership function. Subsequently, the c_{ij} and σ_{ij} parameters of the Gaussian function specified by (6) and the parameters of the fuzzy rule of T-S model are calculated applying the fuzzy rule (3):

$$h_i(x) = \exp\left(-\frac{(x_i - c_{ij})^2}{\sigma_{ij}}\right). \quad (6)$$

Improved multiswarm particle swarm optimization (I-MsPSO). General concept of the improved multiswarm particle swarm optimization. I-MsPSO algorithm divides the population into 4 subswarms to address the issue of premature convergence and to ensure proper exploration and exploitation of the research processes, which improves its capacity for search, communication and cooperation between subswarms. Every subswarm executes a single PSO, including updating speed and position of the particles, in accordance with the exact equations. In this study, a unique algorithm that relies on 4 subswarms and several techniques of inertia weights and acceleration coefficients is implemented to enhance the exploration and exploitation performance of the standard MsPSO. I-MsPSO algorithm is based on constant accelerations coefficients values, time-varying inertia weight, sigmoid inertia weight and adaptive inertia weight value (Fig. 1). Additionally, the i^{th} particle in subswarm S3 is adjusted based on the fitness values and velocities of the particles in the base subswarms. Meanwhile, the i^{th} particle in subswarm S4 updates its velocity in accordance with the velocities of the particles in subswarms S1, S2 and S3. Figure 2 describes the mechanism of exploring the new region. I-MsPSO algorithm enhances PSO by dividing the population into 4 subswarms, each with specific inertia weights and acceleration coefficients, and by implementing periodic information exchange among the subswarms.

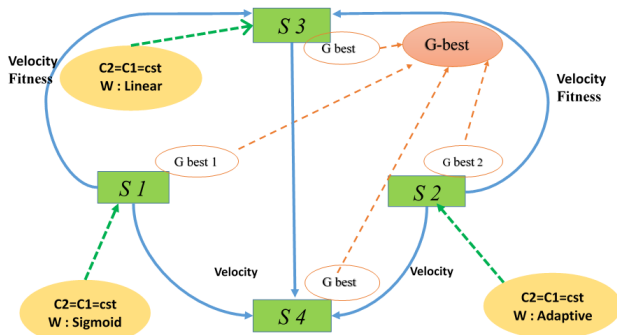


Fig. 1. Communication model in I-MsPSO

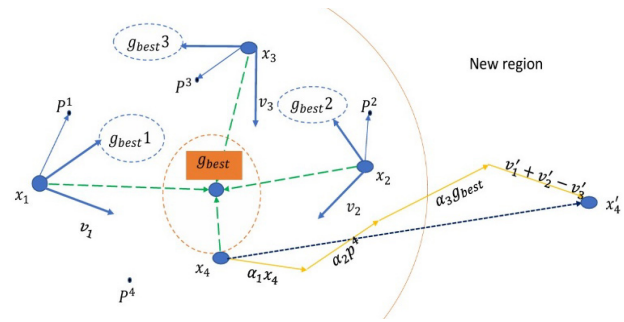


Fig. 2. The cooperative evolutionary process in I-MsPSO

I-MsPSO algorithm can be summarized as follows:

Algorithm 1. Pseudo-code for I-MsPSO algorithm

Begin.
Initialize the particle size of each subswarm.
Initialize the positions and velocities of all particles in the search space.
Initialize the global best position of each swarm.
Find the best local position (P_{best}) in each subswarm and the best global position (G_{best}).
Do in parallel until the maximum number iteration reached.
Calculate the velocity of each particle in subswarm S1, S2, S3 and S4.
Update the position of each particle in subswarm S1, S2, S3 and S4.
Evaluate the fitness of the i^{th} particle.
Update the global best of the swarms.
If the guide condition is satisfied.
Apply diversity guided convergence strategy to the current particle in each subswarm.
End Do.
Return the best solution of the algorithm.
End.

Convergence of the I-MsPSO. The particle paths, the convergence of I-MsPSO algorithm and the particle velocity of each subswarm are theoretically investigated. According to the following limit, convergence is defined as:

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} x_i(t) = p_i, \quad (7)$$

where p_i is the local or global optimum; x_i is the location of the i^{th} particle at time t . If I-MsPSO is applied with the adaptive inertia weight, the sigmoid inertia weight and the linear varying inertia weight, the velocity and the position update their equations using (1) and (2). Therefore, the following I-MsPSO system is obtained:

$$x(t+1) = Fx(t) + R \cdot E, \quad (8)$$

where R is the constant matrix; F is the system matrix:

$$x(t) = [x_t^1, x_t^2, x_t^3, x_t^4, x_{t-1}^1, x_{t-1}^2, x_{t-1}^3], \quad (9)$$

and

$$E = [p^{(1)}, p^{(2)}, p^{(3)}, p^{(4)}, g]^T, \quad (10)$$

designates the vector containing 4 local solutions and a single global solution. The used symbols are listed below:

$$\begin{cases} \varphi_1 = v_{11} + v_{12} = c_1 r_{11} + c_2 r_{12} \\ \varphi_2 = v_{21} + v_{22} = c_1 r_{21} + c_2 r_{22} \\ \varphi_3 = v_{31} + v_{32} = c_1 r_{31} + c_2 r_{32} \end{cases}, \quad (11)$$

where r_{ij} is the random number in $[0; 1]$; $j = 1; 2$ and $i = 1; 2; 3$. The equation applied to obtain the position of a particle in S1 is:

$$x_{t+1}^{(1)} = x_t^{(1)} + v_{t+1}^{(1)} = x_t^{(1)}(1 + w_s - \varphi_1) - w_s x_{t-1}^{(1)} + v_{11} p_t^{(1)} + v_{22} g_t, \quad (12)$$

where w_s is the sigmoid inertia weight:

$$w_s = \frac{0.9 \cdot \text{numiter} - 0.5i}{\text{numiter}}, \quad (13)$$

where *numiter* is the maximum number of the iterations; *i* is the current iteration.

The equation used to calculate the position of a particle in S2 is:

$$x_{t+1}^{(2)} = x_t^{(2)} + v_{t+1}^{(2)} = x_t^{(2)}(1 + w_a - \varphi_2) - w_a x_{t-1}^{(2)} + v_{11} p_t^{(2)} + v_{22} g_t, \quad (14)$$

where w_a is the adaptive inertia weight:

$$w_a(i) = w_{\max} + (w_{\max} - w_{\min}) \cdot \left(\frac{e^{x(i)} - 1}{e^{x(i)} + 1} \right), \quad (15)$$

where $x_i = (g_{\text{best}} - i) / (g_{\text{best}} + i)$; $w_{\min}$, $w_{\max}$ are the initial and the final values of inertia weight; *i* is the current iteration.

In the subswarm S3, the equation applied to obtain the position of the particles is:

$$x_{t+1}^{(3)} = x_t^{(3)} + w_L \left[\frac{\gamma}{\gamma_1} v_{t+1}^{(1)} + \frac{\gamma}{\gamma_2} v_{t+1}^{(2)} + v_t^{(3)} \right] + v_{31} [p_t^{(3)} - x_t^{(3)}] + v_{32} [g_t - x_t^{(3)}], \quad (16)$$

where w_L is the linear varying inertia weight represented by the following equation; $\gamma = \gamma_1 + \gamma_2$; γ_1 , γ_2 are the fitness values of the particles in the subswarm S1 and S2. As r_1 and r_2 , r_3 and r_4 are vectors of the random numbers.

$$w_L(i) = \left(\frac{\text{numiter} - 1}{\text{numiter}} \right) (w_{\min} - w_{\max}) + w_{\max}. \quad (17)$$

The equation employed to compute the location of a particle in S4 is:

$$x_{t+1}^{(4)} = \alpha_1 x_t^{(4)} + \alpha_2 p_t^{(4)} + \alpha_3 g_t + v_{t+1}^{(4)}. \quad (18)$$

In this study, 3 impact factors ($\alpha_1 - \alpha_3$) are used to determine the influence of the past information on the current position of the particles within subswarm S4. They are constrained by this expression $\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 = 1$. In the performed analysis, the following values were assigned to the impact factors: $\alpha_1 = 1/6$, $\alpha_2 = 1/3$, $\alpha_3 = 1/2$. The bigger α_i ($i = 1, 2, 3$) was the larger the effect of the previous information on the current search would be, and vice versa. The larger effect of the previous information on the current search will be, and vice versa. As shown in (18), the different impact factors regulate the effect of the historical data on the particle's location within S4.

In a convergence analysis, researchers observed that particles within each subswarm converge towards stable positions defined by the limits presented in (19) – (22):

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} x^{(1)} = \frac{c_1}{2} p^{(1)} + \frac{c_2}{2} g_{\text{best}}, \quad (19)$$

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} x^{(2)} = \frac{c_1}{2} p^{(2)} + \frac{c_2}{2} g_{\text{best}}, \quad (20)$$

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} x^{(3)} = w c_1 (p^{(1)} + p^{(2)}) + \frac{c_1}{2} p^{(3)} + g_{\text{best}} (2w c_2 + \frac{c_2}{2}), \quad (21)$$

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} x^{(4)} = \frac{(1-w)c_1}{2} (p^{(1)} + p^{(2)}) - \frac{c_1}{2} p^{(3)} + \alpha_2 p^{(4)} + g_{\text{best}} ((1-2w)c_2 - \frac{c_2}{2} + \alpha_3). \quad (22)$$

Methodology of STaSuM based on I-MsPSO.

A new parameter search strategy applied by the fuzzy system T-S, called STaSuM, is also presented with the I-MsPSO algorithm to improve the search performance.

STaSuM framework for T-S fuzzy model identification is presented in this section. The structure and parameters of T-S fuzzy model are all encoded in a particle. The following sections provide the details.

Particle mapping and objective function. In the identification process, the structure and parameters of the fuzzy model were all coded in a particle of the I-MsPSO algorithm, and the mean square error (MSE) value was used to choose the best local position in a swarm and the global optimum in a population. A single nest in the I-MsPSO algorithm is shown in Fig. 3. Each particle is specified as a vector corresponding to a particular fuzzy model and each vector corresponds to a fuzzy rule made up of the premise parameters (structure) and the consequent parameters.

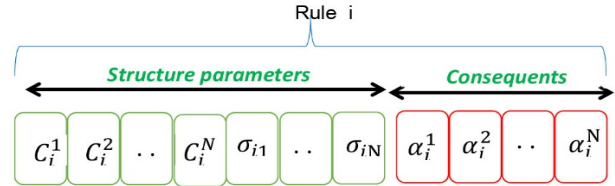


Fig. 3. i^{th} rule encoded in a particle. The code consists of 2 necessary items: structure and consequent parameters

To create an accurate mathematical model, an objective function was applied to measure the difference between the output of the model and that of the actual process. MSE was utilized to measure the difference between the output of the model and the real value. MSE was mathematically formulated as:

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^n (y_k - \hat{y}_k)^2, \quad (23)$$

where N is the number of observations; y_k is the actual output; $\hat{y}_k$ is the output estimated by the model.

Implementation of STaSuM. Algorithm 2 describes the implementation of STaSuM. The rules of the T-S fuzzy model were encoded in the particle x^s and the MSE value was utilized to select the best solution in the subswarm. The best overall structure was obtained from the 4 optimal g_{best} in the subswarms $s = 1, 2, 3, 4$.

Algorithm 2. The STaSuM algorithm

1. Initialization.
 - (a) Set the number of iterations and rules s .
 - (b) Specify the size of each subswarm.
 - (c) Initialize the position of particle.
 - (d) Initialize the position of particle.
 - (e) Determine the global best nest g .
2. Set the number of rules as constant.
3. Termination check.
 - (a) If the termination criterion holds stop.
 - (b) Else go to Step 4.
4. For do.
 - (a) Update the position x_k^s according to Equations 12, 14, 16, 18, respectively.
 - (b) Update the velocity v_k^s according to Equation 1.
 - (c) Evaluate the fitness of the i^{th} particle $f(x_k^s)$
 - (d) If the $f(x_k^s)$ is better than $f(p_k^s)$, then $p_k^s = x_k^s$
 End For
 Update $g_{\text{best}} = \arg \{ \min \{ p_{\text{best}} \} \}$.
 End For
 Update $g_{\text{best}} = \arg \{ \min \{ g_{\text{best}} \} \}$.
 Set $t = t + 1$
5. Go to step 3.

Simulation result and discussion. This section is composed of 2 parts. In the initial part, the performance of the I-MsPSO algorithm is evaluated through numerical experiments using benchmark functions and engineering problems. On the other hand, the subsequent part shows the effectiveness of the STaSuM method applied in nonlinear systems.

Convergence analysis of I-MsPSO. To validate the performance and efficiency of the proposed algorithm, 12 benchmark functions from the CEC-2017 test set were selected to test the I-MsPSO algorithm [30]. The upper limit for optimization processes was set at 1000, and each test run a maximum of 30 times. The experimental machine in use is equipped with a 3rd generation i3 processor running at 2.5 GHz with a storage capacity of 128 GB. The utilized programming language is MATLAB. The maximum number of iterations in the numerical experiences was set at 1000 on each of the 12 reference functions for each algorithm. Each experiment was carried out independently of the reference functions. The mean values and standard deviations are presented in Table 1. Figures 4–6 show the average convergence characteristics of each approach on the reference functions. A comparison of the proposed algorithm to common strategies is presented in this section. The performances of different strategies, including adaptive MsPSO (AMsPSO), linear time-varying (L-MsPSO) and standard MsPSO, were analyzed in the experiments carried out on 12 static problems.

Table 1

The results on the 12 benchmark functions of each algorithm

Function	F1	F2
L-MsPSO	$4.97 \cdot 10^{-121} \pm 9.90 \cdot 10^{-121}$	$4.26 \cdot 10^{-60} \pm 1.24 \cdot 10^{-59}$
A-MsPSO	$5.23 \cdot 10^{-153} \pm 5.23 \cdot 10^{-150}$	$2.94 \cdot 10^{-79} \pm 2.40 \cdot 10^{-74}$
MsPSO	$4.01 \cdot 10^{-108} \pm 7.80 \cdot 10^{-108}$	$3.82 \cdot 10^{-54} \pm 6.18 \cdot 10^{-54}$
I-MsPSO	$2.83 \cdot 10^{-186} \pm 2.52 \cdot 10^{-183}$	$7.14 \cdot 10^{-92} \pm 6.12 \cdot 10^{-91}$
Function	F3	F4
L-MsPSO	$2.97 \cdot 10^{-119} \pm 9.22 \cdot 10^{-118}$	$3.02 \cdot 10^{-60} \pm 8.21 \cdot 10^{-60}$
A-MsPSO	$1.60 \cdot 10^{-150} \pm 1.60 \cdot 10^{-149}$	$1.121 \cdot 10^{-76} \pm 1.21 \cdot 10^{-73}$
MsPSO	$9.30 \cdot 10^{-105} \pm 2.92 \cdot 10^{-104}$	$7.37 \cdot 10^{-53} \pm 2.24 \cdot 10^{-52}$
I-MsPSO	$1.03 \cdot 10^{-178} \pm 1.051 \cdot 10^{-178}$	$1.33 \cdot 10^{-94} \pm 1.01 \cdot 10^{-93}$
Function	F5	F6
L-MsPSO	$2.89 \cdot 10^{-01} \pm 2.71 \cdot 10^{-01}$	0
A-MsPSO	$2.89 \cdot 10^{-01} \pm 2.00 \cdot 10^{-01}$	0
MsPSO	$2.89 \cdot 10^{-01} \pm 3.60 \cdot 10^{-02}$	0
I-MsPSO	$2.89 \cdot 10^{-01} \pm 0$	0
Function	F7	F8
L-MsPSO	$1.001 \cdot 10^{-81} \pm 3.966 \cdot 10^{-81}$	$3.995 \cdot 10^{-43} \pm 7.59 \cdot 10^{-43}$
A-MsPSO	$1.401 \cdot 10^{-81} \pm 3.966 \cdot 10^{-81}$	$5.601 \cdot 10^{-43} \pm 8.00 \cdot 10^{-43}$
MsPSO	$1.451 \cdot 10^{-81} \pm 3.966 \cdot 10^{-81}$	$3.005 \cdot 10^{-43} \pm 8.78 \cdot 10^{-43}$
I-MsPSO	$1.321 \cdot 10^{-81} \pm 3.966 \cdot 10^{-81}$	$4.99 \cdot 10^{-43} \pm 8.111 \cdot 10^{-44}$
Function	F9	F10
L-MsPSO	0	$4.665 \cdot 10^{-43} \pm 8.52 \cdot 10^{-43}$
A-MsPSO	0	$4.665 \cdot 10^{-43} \pm 8.52 \cdot 10^{-43}$
MsPSO	0	$4.665 \cdot 10^{-43} \pm 8.52 \cdot 10^{-43}$
I-MsPSO	0	$4.665 \cdot 10^{-43} \pm 8.52 \cdot 10^{-43}$
Function	F11	F12
L-MsPSO	0	$3.65 \cdot 10^{-43} \pm 8.3 \cdot 10^{-44}$
A-MsPSO	0	$4.65 \cdot 10^{-40} \pm 7.52 \cdot 10^{-44}$
MsPSO	0	$4.115 \cdot 10^{-43} \pm 7.51 \cdot 10^{-44}$
I-MsPSO	0	$3.52 \cdot 10^{-43} \pm 8.114 \cdot 10^{-42}$

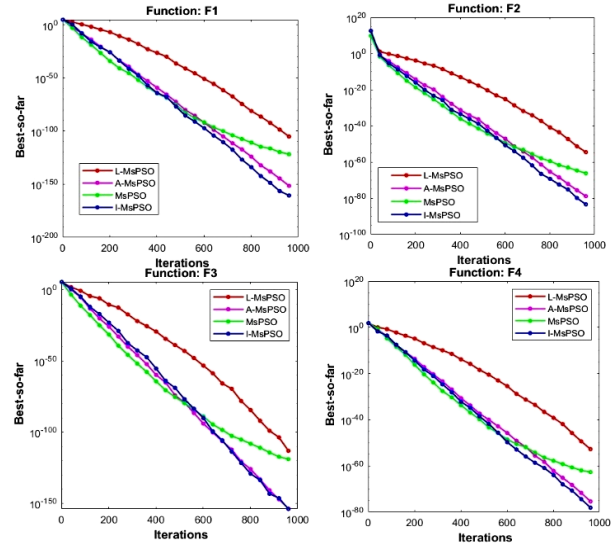


Fig. 4. Convergence characteristics on 4 reference functions (F1–F4) with 30 dimensions

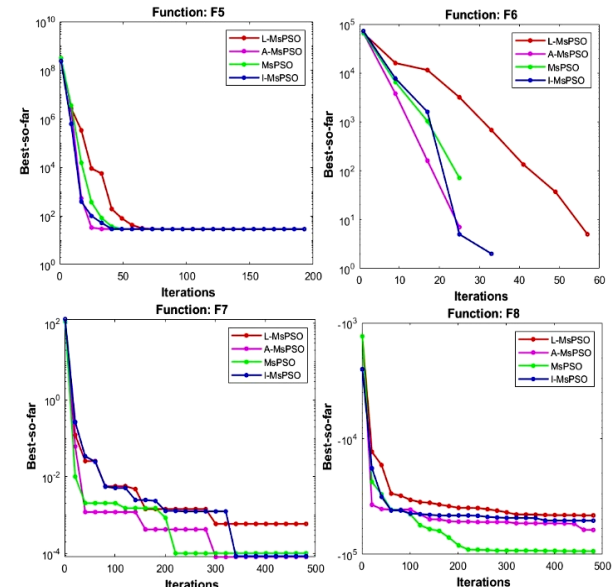


Fig. 5. Convergence characteristics on 4 reference functions (F5–F8) with 30 dimensions

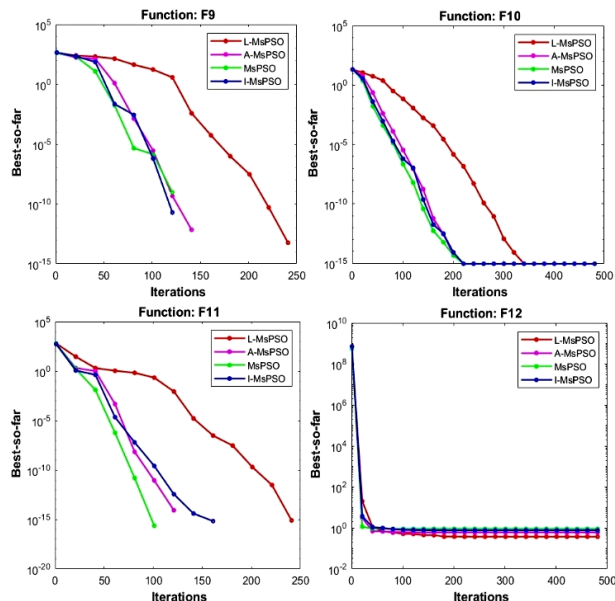


Fig. 6. Convergence characteristics on 4 reference functions (F9–F12)

The mean values and the standard deviation throughout the optimization runs are shown in Table 1. On the other hand, Fig. 4–6 outline the average convergence characteristics to each approach on the reference functions. Figures 4–6 demonstrate that I-MsPSO performs better than the other PSO variants on the benchmark functions. As exposed in Fig. 4–6 I-MsPSO reaches the target optima in the majority of benchmark functions (Table 1). The results obtained by I-MsPSO are superior to those of the other PSO versions on each benchmark function, with the exception of the Function F8 and F11.

Application of I-MsPSO to engineering problems.

This part examines the I-MsPSO's effectiveness by extending its application to solve real-world engineering optimization problems. Specifically, the next section delves into the optimization of the tension/compression spring, while the after section summarizes the findings provided by pressure vessel design. The performance of I-MsPSO is, then, benchmarked against those of the existing algorithms such as PSO [31], genetic algorithm (GA) [32], velocity pausing particle swarm optimization (VPPSO) [33] and grey wolf optimizer (GWO) [34].

Tension/compression spring design (TCSD). TCSD problem is a classic engineering problem whose primary objective consists in minimizing the spring's weight. This optimization task requires finding the lightest possible spring while meeting specific design constraints, including limitations on shear stress, surge frequency and deflection. It ultimately translates into a minimization problem where the weight of the spring is minimized while adhering to all boundary and constraints conditions. The design variables include the wire diameter $d(X_1)$, the mean coil diameter $h(X_2)$, and the number of turns of the spring $P(X_3)$. The following subsection outlines the objective functions and the constraints associated with these three optimization variables. Consider:

$$X = [d, h, P] = [X_1, X_2, X_3]. \quad (24)$$

Minimize:

$$F(x) = X_1^2 X_2 (X_3 + 2). \quad (25)$$

Subject to:

$$g_1(X) = 1 - \frac{X_2^3 X_3}{71785 X_1^4} \leq 0; \quad (26)$$

$$g_2(X) = \frac{4X_2^2 - X_1 X_2}{12566(X_1^3 X_2 - X_1^4)} + \frac{1}{5108 X_1^2} - 1 \leq 0; \quad (27)$$

$$g_3(x) = 1 - \frac{140.45 X_1}{X_2^2 X_3} \leq 0; \quad (28)$$

$$g_4(x) = \frac{X_1 + X_2}{1.5} \leq 0. \quad (29)$$

Variable range: $0.05 \leq X_1 \leq 2$, $0.25 \leq X_2 \leq 1.3$, $2 \leq X_3 \leq 15$.

Table 2 illustrates the statistical results of the TCSD problem. Each algorithm was independently run 50 times, the maximum number of iterations and the population size were set to 1000 and 30, respectively. Overall, the I-MsPSO algorithm ranks first since it explores a solution to make the spring weight smaller for the TCSD problem. VPPSO offer similar solution, ranking second.

Table 2
Optimal solutions of tension/ compression spring design problem optimized by different algorithms

Algorithm	d	H	p	Value
GA	0.0598	0.3521	11.5980	0.032
GWO	0.0513	0.3474	11.8763	0.0127
PSO	0.0500	0.3104	14.998	0.0131
VPPSO	0.0525	0.3756	10.2659	0.0127
I-MsPSO	0.0516	0.356	11.3186	0.01266

Pressure vessel design (PVD). Pressure vessels typically comprise a cylindrical shell and 2 hemispherical heads, fabricated through the welding processes. The design objective is to minimize the overall cost, encompass material acquisition, form operations, and weld expenses. This optimization problem involves 4 design variables: cylinder wall thickness $E_s(X_1)$, the thickness of the spherical cover $E_h(X_2)$, cylinder inner diameter $D(X_3)$, and cylinder length $L(X_4)$. A description of the objective functions and constraints relevant to these 3 optimization variables is presented. Consider:

$$X = [E_s, E_h, D, L] = [X_1, X_2, X_3, X_4]. \quad (30)$$

Minimize:

$$F(x) = 0.6224 X_1 X_3 X_4 + 1.7781 X_2 X_3^2 + 3.1661 X_1^2 X_4 + 19.84 X_1^2 X_3. \quad (31)$$

Subject to:

$$g_1(X) = -X_1 + 0.0193 X_3 \leq 0; \quad (32)$$

$$g_2(X) = -X_2 + 0.00954 X_3 \leq 0; \quad (33)$$

$$g_3(X) = -\pi X_3^2 X_4 - \frac{4}{3} \pi X_3^3 + 1296000 \leq 0; \quad (34)$$

$$g_4(X) = X_4 - 240 \leq 0. \quad (35)$$

Variable range:

$$X_1, X_2 \in \{1 \cdot 0.0625, 2 \cdot 0.0625, \dots, 99 \cdot 0.0625\},$$

$$10 \leq X_3 \text{ and } X_4 \leq 200.$$

Table 3 presents the best solutions of all algorithms. It is evident that I-MsPSO achieved the best result.

Table 3
Optimal solutions of PVD problem optimized by different algorithms

Algorithm	X_1	X_2	X_3	X_4	Optimal cost
GA	0.810	0.436	42.096	176.655	6059.945
GWO	0.812	0.4375	42.098	176.636	6059.719
PSO	0.875	0.4375	45.288	140.743	6096.830
VPPSO	0.8125	0.4375	42.0979	176.646	6059.850
I-MsPSO	0.8125	0.4375	42.0973	176.654	6059.714

Application of STaSuM to Box-Jenkins gas furnace data. Due to its non-linear nature, the Box-Jenkins system [29] has become widely adopted to validate the performance of the recently developed modeling methods. The used dataset contained 296 paired input-output observations $y(t)$, $u(t)$ for a gas furnace process, where t ranged from 1 to 296. At each sampling time t , $u(t)$ is the input gas flow rate and $y(t)$ is the output CO₂ concentration. The simulation was conducted to predict $y(t)$ based on $y(t_1)$, $y(t_2)$, $u(t_1)$, $u(t_2)$. The first 148 input-output data were employed as training data and the final 148 were utilized as testing data in order to validate the efficiency of the suggested method. The population size in the 4 subswarms was set to 6, the number of rules was 3, the number of iterations was 50, the acceleration coefficients were set according to the equations and the

inertia weight was chosen as shown in (13), (15), (17). In prediction case, compared to the A-MsPSO algorithm and other algorithms mentioned in Table 4 the I-MsPSO algorithm had the best performance index of 0.104.

Table 4
Identification results obtained by the different methods on the Box-Jenkins system

Reference	Number of inputs	Number of rules	MSE
[35]	6	—	0.202
[36]	2	3	0.110
[37]	2	4	0.148
[38]	2	2	0.161
[18]	2	3	0.106
I-MsPSO	2	3	0.104

Figure 7 shows the STaSuM model's prediction, the actual outputs and the errors between them for the training set of data. The other 148 data points were used to validate the generalization performance of the obtained fuzzy model – Fig. 8 reveals the test results. Their respective related MSEs are 0.057 and 0.145.

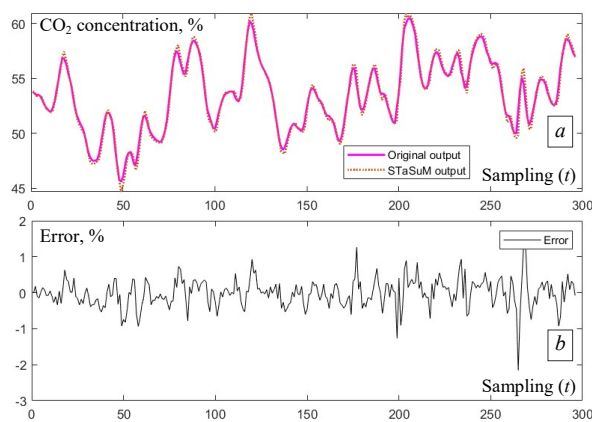


Fig. 7. Modeling with 296 pairs of observations: *a* – the real output and the output of the fuzzy model; *b* – the estimation error

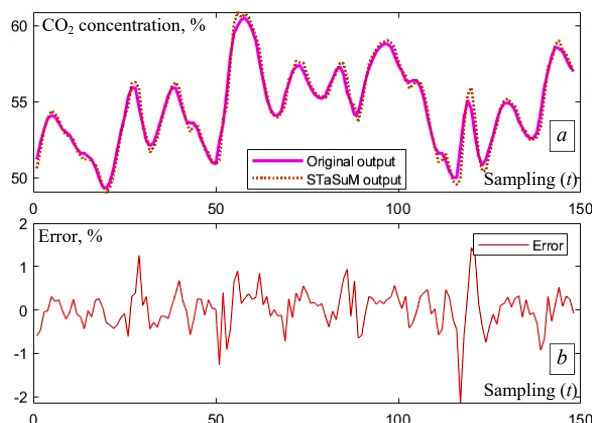


Fig. 8. Testing with 148 pairs of observations: *a* – the real output and the output of the fuzzy model; *b* – the estimation error

Table 5 presents a comparison with various models and demonstrates that our method's generalization ability outperforms that reported in the literature. Therefore, it can be noticed that the real output and the estimated output were within a negligible error. These results were justified by observing the values of the MSE performance index given in Table 5. The latter reveals that the performance indices obtained by the developed model during the identification and validation phase are the best, compared to those provided by other models mentioned in this table, even in the case of reduced number of input variables and minimized number of

rules, which guarantees better quality of approximation. The results show that the proposed model has more powerful generalization ability with a good accuracy in modeling the system of the Box-Jenkins gas furnace dataset.

Table 5
Prediction results provided the different methods on the Box-Jenkins system

Reference	Number of rules	MSE identification	MSE validation
[36]	3	0.059	0.152
[37]	6	0.022	0.236
[39]	3	0.0159	0.126
[18]	3	0.058	0.146
I-MsPSO	3	0.057	0.145

Conclusions. In this paper, improved multiswarm particle swarm optimization (I-MsPSO) algorithm was used to optimize and estimate the parameters of Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy systems. In the proposed specific Takagi-Sugeno modeling (STaSuM), the structure and the parameters of T-S fuzzy model were encoded into a nest vector to find the optimal solution simultaneously. The main advantage of STaSuM is that it can keep the inner-correlation between the system structure and the parameters, and more highly-accurate model than the traditional 2-stage identification process method. I-MsPSO divided the population into 4 subswarms; each of which utilized a search strategy independent of the other. The exchange of information between the 4 subswarms allowed collecting useful messages from the subswarms, maintaining particle diversity and improving the search capability. The best personal interactive learning strategy increased the convergence speed. The experimental results on 12 benchmark functions proved that the proposed algorithm had good comprehensive performance in the optimization of unimodal and multimodal functions and kept a good balance between exploration and exploitation. Additionally, the developed method was applied to estimate blur T-S system models using a fuzzy model STaSuM. The obtained finding showed experimental results proved that the suggested method can produce robust, reliable and effective fuzzy T-S models. The obtained finding showed experimental results proved that the suggested method can produce robust, reliable and effective fuzzy T-S models. In our upcoming work, we will: apply I-MsPSO to solve real industry problems; use I-MsPSO in solar PV; analyze the influence of different levels of noise on the accuracy of this algorithm.

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

REFERENCES

1. Mamdani E.H., Assilian S. An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller. *International Journal of Man-Machine Studies*, 1975, vol. 7, no. 1, pp. 1-13. doi: [https://doi.org/10.1016/S0020-7373\(75\)80002-2](https://doi.org/10.1016/S0020-7373(75)80002-2).
2. Alonso Moral J.M., Castiello C., Magdalena L., Mencar C. An Overview of Fuzzy Systems. In: *Explainable Fuzzy Systems. Studies in Computational Intelligence*, 2021, vol. 970, pp. 25-47. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-71098-9_2.
3. Bas E., Egrioglu E. A fuzzy regression functions approach based on Gustafson-Kessel clustering algorithm. *Information Sciences*, 2022, vol. 592, pp. 206-214. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ins.2022.01.057>.
4. Krasnov D., Davis D., Malott K., Chen Y., Shi X., Wong A. Fuzzy C-Means Clustering: A Review of Applications in Breast Cancer Detection. *Entropy*, 2023, vol. 25, no. 7, art. no. 1021. doi: <https://doi.org/10.3390/e25071021>.
5. Wu X., Zhou H., Wu B., Zhang T. A possibilistic fuzzy Gath-Geva clustering algorithm using the exponential distance. *Expert Systems with Applications*, 2021, vol. 184, art. no. 115550. doi: <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2021.115550>.

6. Gogineni V.C., Naumova V., Werner S., Huang Y.-F. Graph Kernel Recursive Least-Squares Algorithms. *2021 Asia-Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA ASC)*, Tokyo, Japan, 2021, pp. 2072-2076.
7. Gholinejad S., Amiri-Simkooei A. Multivariate Weighted Total Least Squares Based on the Standard Least-Squares Theory. *Journal of Surveying Engineering*, 2023, vol. 149, no. 4, art. no. 04023008. doi: <https://doi.org/10.1061/JSUED2.SUENG-1424>.
8. Björck A. *Numerical methods for least squares problems*. 2nd edition. SIAM Publ., 2024. 494 p.
9. Saeed H., Mehmood T., Khan F.A., Shah M.S., Ullah M.F., Ali H. An improved search ability of particle swarm optimization algorithm for tracking maximum power point under shading conditions. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 23-28. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.04>.
10. Labeled M.A., Zellagui M., Benidir M., Sekhane H., Tebbakh N. Optimal hybrid photovoltaic distributed generation and distribution static synchronous compensators planning to minimize active power losses using adaptive acceleration coefficients particle swarm optimization algorithms. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 84-90. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.15>.
11. Jain M., Saihpal V., Singh N., Singh S.B. An Overview of Variants and Advancements of PSO Algorithm. *Applied Sciences*, 2022, vol. 12, no. 17, art. no. 8392. doi: <https://doi.org/10.3390/app12178392>.
12. Gomathi S., Mayurappriyan P.S., BabyPriya B. Performance Improvement of Grid-Tied PV System With Boost and Quadratic Boost Converters Using Innovative Hybridized HPO-PO MPPT. *Electric Power Components and Systems*, 2024, pp. 1-13. doi: <https://doi.org/10.1080/15325008.2024.2318399>.
13. Zanganeh M., Chaji A. A new aspect of the ApEn application to improve the PSO-ANFIS model to forecast Caspian Sea levels. *Regional Studies in Marine Science*, 2024, vol. 69, art. no. 103347. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rsma.2023.103347>.
14. Momani S., Batiha I.M. Tuning of the Fractional-order PID Controller for some Real-life Industrial Processes Using Particle Swarm Optimization. *Progress in Fractional Differentiation and Applications*, 2022, vol. 8, no. 3, pp. 377-391. doi: <https://doi.org/10.18576/pfda/080303>.
15. Lin G., Zhao K., Wan Q. Takagi-Sugeno fuzzy model identification using coevolution particle swarm optimization with multi-strategy. *Applied Intelligence*, 2016, vol. 45, no. 1, pp. 187-197. doi: <https://doi.org/10.1007/s10489-015-0752-0>.
16. Yen G.G., Leong W.F. Dynamic Multiple Swarms in Multiobjective Particle Swarm Optimization. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics - Part A: Systems and Humans*, 2009, vol. 39, no. 4, pp. 890-911. doi: <https://doi.org/10.1109/TSMCA.2009.2013915>.
17. Zhao L., Qian F., Yang Y., Zeng Y., Su H. Automatically extracting T-S fuzzy models using cooperative random learning particle swarm optimization. *Applied Soft Computing*, 2010, vol. 10, no. 3, pp. 938-944. doi: <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2009.10.012>.
18. Zdiri S., Chroua J., Zaafour A. An Expanded Heterogeneous Particle Swarm Optimization Based on Adaptive Inertia Weight. *Mathematical Problems in Engineering*, 2021, vol. 2021, art. no. 4194263. doi: <https://doi.org/10.1155/2021/4194263>.
19. Zdiri S., Chroua J., Zaafour A. Cooperative multi-swarm particle swarm optimization based on adaptive and time-varying inertia weights. *2021 IEEE 2nd International Conference on Signal, Control and Communication (SCC)*, 2021, pp. 200-207. doi: <https://doi.org/10.1109/SCC53769.2021.9768349>.
20. Tamura K. Evaluation-Number Constrained Optimization Problem and its Solution Strategy. *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2024, vol. 19, no. 4, pp. 490-506. doi: <https://doi.org/10.1002/tee.24000>.
21. Mezhoud N., Ayachi B., Amarouayache 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>.
22. Fornæss J.E., Hu M., Truong T.T., Watanabe T. Backtracking New Q-Newton's Method, Newton's Flow, Voronoi's Diagram and Stochastic Root Finding. *Complex Analysis and Operator Theory*, 2024, vol. 18, no. 5, art. no. 112. doi: <https://doi.org/10.1007/s11785-024-01558-6>.
23. Mayer J. *Stochastic Linear Programming Algorithms. A Comparison Based on a Model Management System*. Routledge Publ., 2022. 164 p. doi: <https://doi.org/10.1201/9780203738269>.
24. Braun G., Carderera A., Combettes C.W., Hassani H., Karbasi A., Mokhtari A., Pokutta S. Conditional Gradient Methods. *arXiv preprint*, 2025. doi: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2211.14103>.
25. Gad A.G. Particle Swarm Optimization Algorithm and Its Applications: A Systematic Review. *Archives of Computational Methods in Engineering*, 2022, vol. 29, no. 5, pp. 2531-2561. doi: <https://doi.org/10.1007/s11831-021-09694-4>.
26. Labeled M.A., Zellagui M., Benidir M., Sekhane H., Tebbakh N. Optimal hybrid photovoltaic distributed generation and distribution static synchronous compensators planning to minimize active power losses using adaptive acceleration coefficients particle swarm optimization algorithms. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 84-90. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.15>.
27. Anwar N., Hanif A., Ali M.U., Zafar A. Chaotic-based particle swarm optimization algorithm for optimal PID tuning in automatic voltage regulator systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 1, pp. 50-59. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.1.08>.
28. Song R., Huang S., Xiong L., Zhou Y., Li T., Tan P., Sun Z. Takagi-Sugeno Fuzzy Parallel Distributed Compensation Control for Low-Frequency Oscillation Suppression in Wind Energy-Penetrated Power Systems. *Electronics*, 2024, vol. 13, no. 19, art. no. 3795. doi: <https://doi.org/10.3390/electronics13193795>.
29. Hadjidi N., Benbrahim M., Ounnas D., Mouss L.H. Global maximum power point tracking method for photovoltaic systems using Takagi-Sugeno fuzzy models and ANFIS approach. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 31-38. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.05>.
30. Amézquita L., Castillo O., Soria J., Cortes-Antonio P. A New Variant of the Multiverse Optimizer Using Multiple Chaotic Maps and Fuzzy Logic for Optimization in CEC-2017 Benchmark Suite. *Studies in Computational Intelligence*, 2024, vol. 1149, pp. 267-283. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-55684-5_18.
31. 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>.
32. Holland J.H. Genetic Algorithms. *Scientific American*, 1992, vol. 267, no. 1, pp. 66-72. doi: <https://doi.org/10.1038/scientificamerican0792-66>.
33. Shami T.M., Mirjalili S., Al-Eryani Y., Daoudi K., Izadi S., Abualigah L. Velocity pausing particle swarm optimization: a novel variant for global optimization. *Neural Computing and Applications*, 2023, vol. 35, no. 12, pp. 9193-9223. doi: <https://doi.org/10.1007/s00521-022-08179-0>.
34. Mirjalili S., Mirjalili S.M., Lewis A. Grey Wolf Optimizer. *Advances in Engineering Software*, 2014, vol. 69, pp. 46-61. doi: <https://doi.org/10.1016/j.advengsoft.2013.12.007>.
35. Jenkins G.M., Box G.E.P. *Time Series Analysis: Forecasting and Control*. Holden-Day Publ., 1976. 575 p.
36. Cheung N.J., Ding X.-M., Shen H.-B. OptiFel: A Convergent Heterogeneous Particle Swarm Optimization Algorithm for Takagi-Sugeno Fuzzy Modeling. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2014, vol. 22, no. 4, pp. 919-933. doi: <https://doi.org/10.1109/TFUZZ.2013.2278972>.
37. Tsekouras G.E. On the use of the weighted fuzzy c-means in fuzzy modeling. *Advances in Engineering Software*, 2005, vol. 36, no. 5, pp. 287-300. doi: <https://doi.org/10.1016/j.advengsoft.2004.12.001>.
38. Bagis A. Fuzzy rule base design using tabu search algorithm for nonlinear system modeling. *ISA Transactions*, 2008, vol. 47, no. 1, pp. 32-44. doi: <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2007.09.001>.
39. Li C., Zhou J., Fu B., Kou P., Xiao J. T-S Fuzzy Model Identification With a Gravitational Search-Based Hyperplane Clustering Algorithm. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2012, vol. 20, no. 2, pp. 305-317. doi: <https://doi.org/10.1109/TFUZZ.2011.2173693>.

Received 19.03.2025
Accepted 09.06.2025
Published 02.09.2025

S. Zdiri¹, Doctor of Technical Science,
M. Moulahi¹, Professor,
F. Messaoudi¹, Doctor of Technical Science,
A. Zaafour¹, Professor,
¹National Higher Engineering School of Tunis (ENSIT),
Laboratory of Engineering of Industrial Systems and Renewable
Energy (LISIER), University of Tunis, Tunisia,
e-mail: zdiri_sami@yahoo.fr (Corresponding Author)

How to cite this article:

Zdiri S., Moulahi M., Messaoudi F., Zaafour A. Takagi-Sugeno fuzzy model identification using improved multiswarm particle swarm optimization in solar photovoltaics. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 5, pp. 49-56. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.5.07>

В.Я. Ромашко, Л.М. Батрак

Регулювальні характеристики імпульсного регулятора понижувального типу в режимах безперервного та переривчастого струму індуктивності

Вступ. Імпульсні регулятори (ІР) широко використовують для регулювання та стабілізації напруги живлення споживачів постійного струму. Основною характеристикою будь-якого регулятора є його регулювальна характеристика. У загальному випадку можливі два режими роботи ІР – режим безперервного струму та режим переривчастого струму в індуктивності ІР. **Проблема.** При переході ІР від одного режиму роботи до іншого, його регулювальні характеристики змінюються. В режимі безперервного струму індуктивності регулювальна характеристика є функцією від однієї змінної. В режимі переривчастого струму регулювальна характеристика стає функцією двох змінних. Тому, в такому режимі, ІР описується сімейством регулювальних характеристик. **Метою** роботи є розробка математичної моделі, яка б описувала роботу ІР у режимах безперервного та переривчастого струму індуктивності, зокрема одержання регулювальних характеристик, які б були дійсними для обох вказаних режимів. **Методика.** В роботі на прикладі ІР понижувального типу визначено умови переходу ІР від одного режиму роботи до іншого, а також залежність вихідної напруги ІР від тривалості паузи у струмі індуктивності. **Результати.** Проаналізовано вплив параметрів елементів ІР на тривалість паузи. Побудовано графік сімейства регулювальних характеристик ІР, який є дійсним, як для режиму безперервного, так і переривчастого струму індуктивності. **Наукова новизна.** Показано, що при переході ІР до режиму переривчастого струму, його регулювальні характеристики зміщуються в сторону більших вихідних напруг. Це зміщення є тим більшим, чим більшою є тривалість паузи у струмі індуктивності. **Практична значимість.** Визначено, що заданий коефіцієнт пульсації вихідної напруги ІР, у режимі переривчастого струму, забезпечується меншим значенням добутку LC елементів ІР, у порівнянні з режимом безперервного струму. Бібл. 17, табл. 2, рис. 5.

Ключові слова: режим переривчастого струму індуктивності, регулювальні характеристики імпульсного регулятора, коефіцієнт пульсації вихідної напруги.

Вступ. Імпульсні регулятори (ІР) широко застосовують для регулювання та стабілізації напруги живлення споживачів постійного струму [1–4]. У зв'язку з широким використанням нетрадиційних та відновлюваних джерел електричної енергії, ІР стали використовувати для узгодження вихідного опору джерела електричної енергії з опором навантаження, з метою відбирання від джерела максимально можливої потужності [5–9]. Основною характеристикою ІР є його регулювальна характеристика $U_{out} = f(t^*)$ – залежність вихідної напруги ІР від регульованого параметра t^* , де $t^* = t_{cl} / T$ – відносний час замкненого стану ключа t_{cl} на періоді T . У загальному випадку можливі два режими роботи ІР [10–13].

- режим безперервного протікання струму в індуктивності;
- режим переривчастого струму в індуктивності.

У момент переходу ІР від одного режиму роботи до іншого, його регулювальні характеристики змінюються.

У режимі безперервного струму в робочому діапазоні середнє значення напруги на навантаженні не залежить від його опору R . Струм, що протікає через індуктивність ІР, має відносно невелику пульсацію. Оскільки змінна складова цього струму замикається через конденсатор фільтра, ємність цього конденсатора може бути порівняно невеликою. У режимі переривчастого струму індуктивності, коефіцієнт форми цього струму зростає. Тому втрати потужності в елементах ІР будуть більшими, ніж у режимі безперервного струму. Ємність конденсатора фільтра також збільшується. Важливим недоліком такого режиму є те, що вихідна напруга ІР залежатиме від опору навантаження R . Оскільки в режимі переривчастого струму індуктивності регулювальна характеристика ІР $U_{out} = f(t^*; R)$ є функцією від двох змінних, то в тако-

му режимі ІР описується не однією, а сімейством регулювальних характеристик. З урахуванням вказаних недоліків, ІР в різних галузях застосування працюють переважно у режимі безперервного струму індуктивності. Однак, в певних випадках, наприклад, для зменшення комутаційних втрат в ключових та вентилях елементах ІР, можлива та доцільна його робота у режимі переривчастого струму індуктивності [14–17].

В перерахованих роботах режими безперервного та переривчастого струму розглядаються окремо. Регулювальна характеристика наводиться лише для режиму безперервного струму. В той же час, перетворювач може використовуватись одночасно в двох режимах. У таких випадках необхідно мати регулювальні характеристики, які були б дійсними для обох вказаних режимів. Тому важливо знати особливості роботи ІР в режимі переривчастого струму індуктивності, а також способи визначення регулювальних характеристик в такому режимі.

Метою роботи є розробка математичної моделі, яка б описувала роботу ІР у режимах безперервного та переривчастого струму індуктивності, зокрема одержання регулювальних характеристик, які б були дійсними для обох вказаних режимів.

Основна частина. Як відомо [16], режим безперервного струму в індуктивності L буде забезпечений за умови

$$\Delta I_L / 2 \leq I_L, \quad (1)$$

де I_L – постійна складова струму через індуктивність; $\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin}$ – пульсація цього струму.

В режимі переривчастого струму, а також у граничному режимі, $I_{Lmin} = 0$. Тому, для цих режимів $\Delta I_L = I_{Lmax} = I_m$. Проаналізуємо умови виконання нерівності (1) на прикладі поширеної схеми ІР понижувального типу. При аналізі вважатимемо, що вихідна

напруга IP є добре згладженою, а втрати в його елементах є незначними [14–17].

IP понижувального типу. Для IP понижувального типу (рис. 1) в режимі безперервного струму індуктивності L виконуються умови [16]:

$$U_{out} = U_{in} t^*; I_{out} = I_{in} / t^*, \quad (2)$$

де $t^* = t_{cl} / T$ – відносний час замкненого стану ключа S на періоді T . Це і є регульовальні характеристики IP для режиму безперервного струму індуктивності.

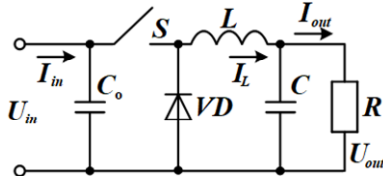


Рис. 1. IP понижувального типу

В усталеному режимі роботи IP зміна струму індуктивності на етапах замкненого та розімкненого стану ключа S є однаковою, але має протилежний знак

$$\Delta I_{Lcl} = \Delta I_{Lop} = I_m.$$

Визначимо величину цієї зміни:

$$I_m = \frac{U_{in} - U_{out}}{L} t_{cl} = \frac{U_{out}}{L} t_{op}. \quad (3)$$

Тоді, умову безперервного струму індуктивності (1) можна записати наступним чином:

$$\frac{U_{in} - U_{out}}{2L} t_{cl} \leq I_L = I_{out} = \frac{U_{out}}{R}. \quad (4)$$

Розділимо обидві частини нерівності на T :

$$(U_{in} - U_{out}) t^* \leq U_{out} 2\tau^*,$$

де $\tau^* = L / RT$.

Отже, умова безперервності струму в індуктивності для схеми (рис. 1):

$$\tau^* \geq (1 - t^*) / 2. \quad (5)$$

Чим більшим є параметр τ^* , тим меншою може бути індуктивність L , за якої забезпечується режим безперервного струму. Для забезпечення такого режиму в усьому діапазоні регулювання ($t^* > 0$) має виконуватися умова:

$$\tau^* \geq 0.5. \quad (6)$$

За умови $\tau^* < 0.5$ в процесі регулювання IP виникатиме режим переривчастого струму індуктивності L . Отже $\tau^* = 0.5$ є критичним параметром, за якого відбувається перехід IP від одного режиму роботи до іншого:

$$\tau_{cr}^* = L / RT = 0.5. \quad (7)$$

Для забезпечення режиму безперервного струму в усьому діапазоні регулювання, індуктивність L має вибиратися з умови $L \geq 0.5RT$. Якщо в процесі роботи опір R буде змінюватись, необхідно брати його максимальне значення. За такої умови індуктивність L називається критичною:

$$L_{cr} = 0.5R_{max}T. \quad (8)$$

Режим переривчастого струму індуктивності.

На рис. 2,а показано графік струму індуктивності в граничному режимі, а на рис. 2,б – у переривчастому. Оскільки напруга на вході IP є постійною, а вихідна напруга добре згладжена, струм індуктивності L на інтервалах змінюється за лінійним законом і має трикутну форму [14–17].

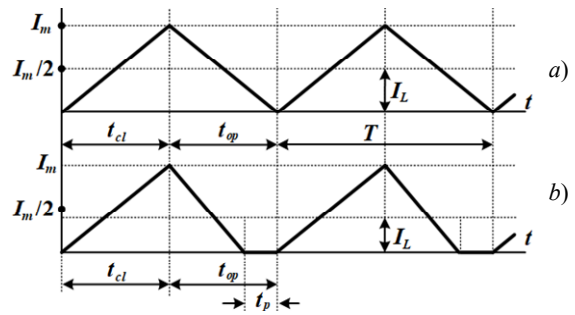


Рис. 2. Струм індуктивності:

а) граничний режим; б) переривчастий режим

В усталеному режимі роботи IP, незалежно від режиму роботи індуктивності, середнє значення напруги на ній за період $U_L(T) = 0$. Отже, вольт-секундні інтеграли на етапі замкненого та розімкненого стану ключа мають бути однаковими, але з протилежним знаком. Відповідно до рис. 2,б, для режиму переривчастого струму можемо записати:

$$(U_{in} - U_{out})t_{cl} = U_{out}(t_{op} - t_p), \quad (9)$$

де t_p – тривалість паузи у струмі індуктивності.

Визначимо вихідну напругу у режимі переривчастого струму:

$$U_{in} t_{cl} = U_{out}(t_{cl} + t_{op} - t_p) = U_{out}(T - t_p).$$

Отже:

$$U_{out} = U_{in} t_{cl} / (T - t_p),$$

або у відносних одиницях:

$$U^* = t^* / (1 - t_p^*), \quad (10)$$

де $U^* = U_{out} / U_{in}$; $t_p^* = t_p / T$.

Таким чином, при заданому значенні параметра t^* , вихідна напруга IP буде тим більшою, чим більшою є тривалість паузи у струмі індуктивності. У режимі безперервного струму, а також граничному режимі, $t_p = 0$ і вихідна напруга $U_{out} = U_{in} t^*$, що співпадає з (2). Визначимо, від чого залежить тривалість t_p .

В усталеному режимі роботи IP його вихідна напруга складає:

$$U_{out} = I_{out} R = I_L R.$$

У граничному режимі роботи (рис. 2,а) середнє значення струму індуктивності можна визначити як:

$$I_L = I_m / 2.$$

Відповідно до рис. 2,б, середнє значення струму індуктивності в переривчастому режимі:

$$I_L = \frac{I_m}{2} \frac{(T - t_p)}{T} = \frac{I_m}{2} (1 - t_p^*). \quad (11)$$

Аналогічно до (3) можемо записати:

$$\frac{I_m}{2} = \frac{U_{out}}{2L} (t_{op} - t_p) = \frac{U_{out}}{2L} (1 - t^* - t_p^*).$$

Тоді, відповідно до (11):

$$I_{out} = I_L = \frac{U_{out}}{2L} (1 - t^* - t_p^*) (1 - t_p^*).$$

Отже:

$$U_{out} = I_{out} R = \frac{U_{out}}{2\tau^*} (1 - t^* - t_p^*) (1 - t_p^*).$$

В результаті отримаємо таке квадратне рівняння:

$$t_p^{*2} - t_p^* (2 - t^*) + (1 - t^* - 2\tau^*) = 0. \quad (12)$$

Дійсним коренем цього рівняння є тривалість паузи:

$$t_p^* = \frac{(2 - t^*) - \sqrt{t^{*2} + 8\tau^*}}{2}. \quad (13)$$

В табл. 1 наведено результати розрахунку тривалості інтервалу t_p^* (13), а також вихідної напруги ІР (10) для різних значень параметра τ^* .

Таблиця 1

Розрахунки тривалості t_p^*

τ^*	t_p^*	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\tau^*=0.5$	U^*	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\tau^*=0.4$	t_p^*	0.06	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	U^*	0.106	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\tau^*=0.3$	t_p^*	0.17	0.12	0.08	0	0	0	0	0	0	0
	U^*	0.12	0.23	0.33	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\tau^*=0.2$	t_p^*	0.32	0.26	0.2	0.14	0.07	0	0	0	0	0
	U^*	0.15	0.27	0.38	0.46	0.54	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\tau^*=0.1$	t_p^*	0.5	0.44	0.37	0.31	0.24	0.16	0.08	0	0	0
	U^*	0.2	0.36	0.48	0.58	0.66	0.71	0.76	0.8	0.9	1
$\tau^*=0.05$	t_p^*	0.63	0.57	0.5	0.42	0.34	0.27	0.18	0.09	0	0
	U^*	0.27	0.46	0.6	0.69	0.75	0.82	0.85	0.88	0.9	1

За результатами цих розрахунків на рис. 3 побудовано графіки регулювальних характеристик ІР понижувального типу, які є дійсними як для режиму безперервного струму індуктивності, так і для переривчастого режиму.

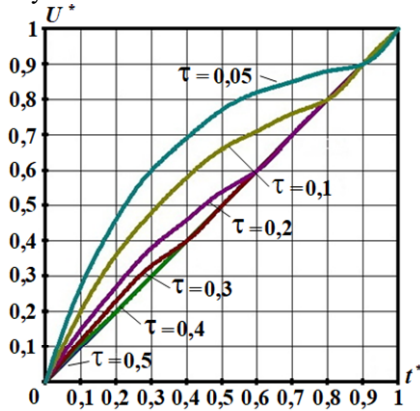


Рис. 3 Регулювальні характеристики ІР понижувального типу

Відповідно до цих графіків, у випадку $\tau^* < 0.5$ ІР переходить у режим переривчастого струму індуктивності L . Зі зменшенням параметра τ^* регулювальні характеристики відхилятимуться в сторону більших вихідних напруг у порівнянні з режимом безперервного струму. Однак, згладжування вихідної напруги ІР забезпечується не лише індуктивністю L , але ще й ємністю C , точніше їх добутком LC [16]. Визначимо, як впливатиме перехід ІР в режим переривчастого струму на значення цього добутку.

Нехай задано коефіцієнт пульсації вихідної напруги ІР:

$$K_p = \Delta U_{out} / 2U_{out}, \quad (14)$$

який треба забезпечити на навантаженні R .

Розглянемо більш детально один період струму індуктивності i_L в переривчастому режимі (рис. 4).

Під дією заштрихованої частини цього струму напруга на ємності C зростатиме на величину:

$$\Delta U_C = \Delta q / C, \quad (15)$$

де Δq – зміна заряду на ємності.

Цей струм має форму трикутника висотою $(I_m - I_L)$ і тривалістю t_x . Середнє значення цього струму, яке

пропорційне площі трикутника, визначатиме зміну заряду на ємності:

$$\Delta q = \frac{(I_m - I_L)t_x}{2} = \frac{(I_m - I_L)Tt_x^*}{2}. \quad (16)$$

З урахуванням (11):

$$I_m - I_L = I_m - \frac{I_m}{2}(1 - t_p^*) = \frac{I_m}{2}(1 + t_p^*). \quad (17)$$

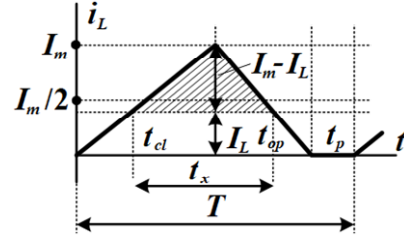


Рис. 4. Струм індуктивності в переривчастому режимі

Використовуючи властивості подібних трикутників можемо записати:

$$\frac{I_m}{I_m - I_L} = \frac{T - t_p}{t_x} = \frac{1 - t_p^*}{t_x^*}. \quad (18)$$

Отже, з урахуванням (17):

$$t_x^* = \frac{(I_m - I_L) \cdot (1 - t_p^*)}{I_m} = \frac{I_m(1 + t_p^*) \cdot (1 - t_p^*)}{2I_m} = \frac{1 - t_p^{*2}}{2}. \quad (19)$$

Тоді, відповідно до (16):

$$\Delta q = \frac{I_m(1 + t_p^*) \cdot T \cdot (1 - t_p^{*2})}{2 \cdot 2 \cdot 2} = \frac{I_m T (1 + t_p^*) \cdot (1 - t_p^{*2})}{8}. \quad (20)$$

Беручи до уваги (9) та (15) остаточно отримаємо:

$$\Delta U_{out} = \Delta U_C = \frac{\Delta q}{C} = \frac{U_{out} T^2}{8LC} (t_{op}^* - t_p^*) (1 + t_p^*) (1 - t_p^{*2}). \quad (21)$$

Тоді, відповідно до (14), одержимо формулу для визначення коефіцієнта пульсації вихідної напруги ІР понижувального типу, яка є дійсною для режимів безперервного та переривчастого струму індуктивності L :

$$K_p = \frac{\Delta U_{out}}{2U_{out}} = \frac{T^2}{16LC} (t_{op}^* - t_p^*) (1 + t_p^*) (1 - t_p^{*2}). \quad (22)$$

Зокрема, для режиму безперервного струму індуктивності ($t_p = 0$), отримаємо відому формулу [16]:

$$K_p = \frac{T^2}{16LC} t_{op}^*. \quad (23)$$

Таким чином, у режимі безперервного струму, зокрема у граничному режимі, для заданого значення добутку LC коефіцієнт пульсації вихідної напруги залежатиме від тривалості розімкненого стану ключа t_{op}^* і, у найгіршому випадку ($t_{op}^* \rightarrow 1$), досягає максимального значення:

$$K_{p \max} = \frac{T^2}{16LC}. \quad (24)$$

Припустимо, що стоїть задача забезпечити задану значення коефіцієнта пульсації вихідної напруги ІР K_p . У режимі безперервного струму, для забезпечення заданого K_p добуток LC :

$$(LC)_{CCM} = \frac{T^2}{16K_p} t_{op}^*, \quad (25)$$

причому заданий K_p можна отримати збільшуючи індуктивність і зменшуючи ємність, і навпаки.

У режимі переривчастого струму необхідний добуток LC :

$$(LC)_{DCM} = \frac{T^2}{16K_p} (t_{op}^* - t_p^*) (1 + t_p^*) (1 - t_p^{*2}), \quad (26)$$

залежатиме не лише від тривалості розімкненого стану ключа t_{op}^* , але ще й від тривалості паузи t_p^* . Для аналізу цієї залежності визначимо відношення:

$$(LC)^* = \frac{(LC)_{DCM}}{(LC)_{CCM}} = \frac{(t_{op}^* - t_p^*) (1 + t_p^*) (1 - t_p^{*2})}{t_{op}^*}. \quad (27)$$

З урахуванням результатів, представлених в табл. 1, в табл. 2 наведено результати обчислень відношення $(LC)^*$. На рис. 5 наведено графіки залежності $(LC)^* = f(t_{op}^*)$ для різних значень параметра τ^* , від якого залежить тривалість паузи t_p^* при заданому t_{op}^* .

Таблиця 2

Результати розрахунків $(LC)^*$										
$\tau^*=0.5$	t_{op}^*	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
	$(LC)^*_{t_p^*=0}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$\tau^*=0.4$	t_p^*	0.06	0	0	0	0	0	0	0	0
	$(LC)^*$	0.97	1	1	1	1	1	1	1	1
$\tau^*=0.3$	t_p^*	0.17	0.12	0.08	0	0	0	0	0	0
	$(LC)^*$	0.92	0.93	0.95	1	1	1	1	1	1
$\tau^*=0.2$	t_p^*	0.32	0.26	0.2	0.14	0.07	0	0	0	0
	$(LC)^*$	0.77	0.79	0.82	0.84	0.91	1	1	1	1
$\tau^*=0.1$	t_p^*	0.5	0.44	0.37	0.31	0.24	0.16	0.08	0	0
	$(LC)^*$	0.5	0.52	0.54	0.57	0.62	0.68	0.78	1	1
$\tau^*=0.05$	t_p^*	0.63	0.574	0.5	0.42	0.34	0.27	0.18	0.09	0
	$(LC)^*$	0.3	0.305	0.321	0.34	0.35	0.38	0.46	0.59	1

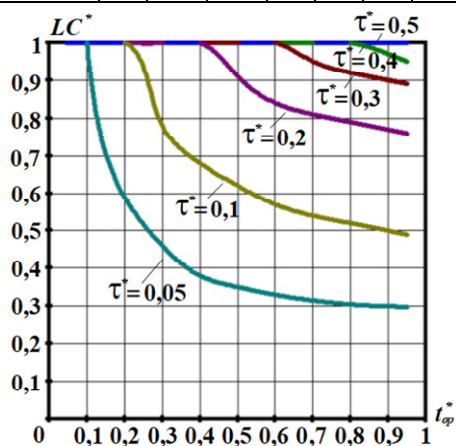


Рис. 5 Залежність $(LC)^* = f(t_{op}^*)$ для різних значень τ^*

Аналіз отриманих графіків показує:

- у режимі переривчастого струму індуктивності заданий коефіцієнт пульсацій вихідної напруги IP K_p забезпечується меншим значенням добутку LC його елементів;
- зі зменшенням параметра $\tau^* = L/RT$ необхідне значення добутку зменшується;
- зі збільшенням тривалості інтервалу t_{op}^* необхідний добуток LC зменшується. У крайньому випадку ($t_{op}^* \rightarrow 1$)

$$(LC)^* \rightarrow (1 - t_p^{*2})^2. \quad (28)$$

У режимі безперервного струму змінюючи індуктивність L на kL , можемо зменшити ємність C на C/k . Режим переривчастого струму виникає при зменшенні

індуктивності $L < L_{cr}$. Однак, у цьому випадку, необхідне збільшення ємності C буде меншим, ніж у режимі безперервного струму. Наприклад, у випадку $\tau^* = 0.05$, $L < L_{cr}$ у 10 разів. В той же час, відповідно до графіків (рис. 5), для забезпечення такого самого K_p , у випадку $t_{op}^* > 0.4$, ємність доведеться збільшити лише у 3.5 рази. Це можна пояснити тим, що у переривчастому режимі, при заданій вхідній напрузі, вихідна напруга збільшується, що відповідно до (14) зменшує K_p . Отже, заданий коефіцієнт пульсацій може бути отриманий за допомогою меншого значення добутку LC .

Висновки.

1. Запропоновано математичну модель, яка описує поведінку IP в режимах безперервного та переривчастого струму індуктивності, що дало можливість уніфікувати опис обох режимів у рамках єдиної теоретичної основи.

2. Визначено сімейство регулювальних характеристик, які є дійсними для обох режимів роботи IP і показують, що при переході IP до режиму переривчастого струму індуктивності, його регулювальні характеристики зміщуються в сторону більших вихідних напруг. Це зміщення є тим більшим, чим більшою є тривалість паузи у струмі індуктивності.

3. Показано, що для забезпечення заданого коефіцієнта пульсацій вихідної напруги IP, у режимі переривчастого струму необхідне менше значення добутку LC елементів IP, ніж у режимі безперервного струму, що дає змогу зменшувати розміри та вартість елементної бази IP.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

- Valarmathy A.S., Prabhakar M. High gain interleaved boost-derived DC-DC converters – A review on structural variations, gain extension mechanisms and applications. *E-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, 2024, vol. 8, art. no. 100618. doi: <https://doi.org/10.1016/j.prime.2024.100618>.
- Romashko V.Y., Batrak L.M., Abakumova O.O. Features of the work of pulse regulators in the maximum power transmission mode, with the presence of an accumulator at their output. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 63-66. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.11>
- Sarowar G., Ahmed I., Rahman S., Al Mamun A., Salim K.M. Investigation of a power factor correction converter utilizing SEPIC topology with input current switching. *Results in Engineering*, 2024, vol. 22, art. no. 102271. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rineng.2024.102271>.
- Pallekonda A.K., Ch R.K. High gain interleaved PFC converter for torque ripple minimization in industrial PMBLDC motor based drives. *Results in Engineering*, 2024, vol. 23, art. no. 102413. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rineng.2024.102413>.
- Bushra E., Zeb K., Ahmad I., Khalid M. A comprehensive review on recent trends and future prospects of PWM techniques for harmonic suppression in renewable energies based power converters. *Results in Engineering*, 2024, vol. 22, art. no. 102213. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rineng.2024.102213>.
- Pirashanthiyah L., Edirisinghe H.N., De Silva W.M.P., Bolonne S.R.A., Logeeshan V., Wanigasekara C. Design and Analysis of a Three-Phase Interleaved DC-DC Boost Converter with an Energy Storage System for a PV System. *Energies*, 2024, vol. 17, no. 1, art. no. 250. doi: <https://doi.org/10.3390/en17010250>.
- Oliver J.S., David P.W., Balachandran P.K., Mihet-Popa L. Analysis of Grid-Interactive PV-Fed BLDC Pump Using Optimized

MPPT in DC–DC Converters. *Sustainability*, 2022, vol. 14, no. 12, art. no. 7205. doi: <https://doi.org/10.3390/su14127205>.

8. Srividya S., Praveena A., TatiReddy Ravi, SathishKumar K. Single Switch DC-DC Boost Converter with MPPT Control for Fuel Cell Electric Vehicle Applications. *2023 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*, 2023, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/i-PACT58649.2023.10434573>.

9. Romashko V.Y., Batrak L.M., Abakumova O.O. Step-up/step-down regulators in maximum power transmission mode. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 18-22. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.03>.

10. Huang L. Reduced-order discrete modeling method and nonlinear analysis of a discontinuous conduction mode buck converter with a constant power load. *Energy Reports*, 2023, vol. 9, pp. 1021-1036. doi: <https://doi.org/10.1016/j.cgyr.2023.04.133>.

11. Serra F.M., Esteban F.D., Montoya O.D. Control of DC-DC boost converter in discontinuous conduction mode feeding a constant power load. *Results in Engineering*, 2024, vol. 23, art. no. 102732. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rineng.2024.102732>.

12. Veeramraju K.J., Eisen J., Rovey J.L., Kimball J.W. A New Discontinuous Conduction Mode in a Transformer Coupled High Gain DC-DC Converter. *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2022, pp. 237-244. doi: <https://doi.org/10.1109/APEC43599.2022.9773417>.

13. Madrid E., Murillo-Yarce D., Restrepo C., Muñoz J., Giral R. Modelling of SEPIC, Ćuk and Zeta Converters in Discontinuous Conduction Mode and Performance Evaluation. *Sensors*, 2021, vol. 21, no. 22, art. no. 7434. doi: <https://doi.org/10.3390/s21227434>.

14. Parada Salado J.G., Herrera Ramírez C.A., Soriano Sánchez A.G., Rodríguez Licea M.A. Nonlinear Stabilization Controller for the Boost Converter with a Constant Power Load in Both Continuous and Discontinuous Conduction Modes. *Micromachines*, 2021, vol. 12, no. 5, art. no. 522. doi: <https://doi.org/10.3390/mi12050522>.

15. González I., Sánchez-Squella A., Langarica-Cordoba D., Yanine-Misleh F., Ramirez V. A PI + Sliding-Mode Controller Based on the Discontinuous Conduction Mode for an Unidirectional Buck–Boost Converter with Electric Vehicle Applications. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 20, art. no. 6785. doi: <https://doi.org/10.3390/en14206785>.

16. Goncharov Y.P., Budonny O.V., Morozov V.G., Panasenkov M.V., Romashko V.Y., Rudenko V.S. *Peretovyvalna technicala. Navchalnyi posibnyk. Chastyna 2* [Power conversion equipment. Text book. Part 2]. Kharkiv, Folio Publ., 2000. 360 p. (Ukr).

17. Serra F.M., Magaldi G.L., Martin Fernandez L.L., Larregay G.O., De Angelo C.H. IDA-PBC controller of a DC-DC boost converter for continuous and discontinuous conduction mode. *IEEE Latin America Transactions*, 2018, vol. 16, no. 1, pp. 52-58. doi: <https://doi.org/10.1109/TLA.2018.8291454>.

Надійшла (Received) 28.04.2025
Прийнята (Accepted) 03.06.2025
Опублікована (Published) 02.09.2025

Ромашко Володимир Якович¹, д.т.н., проф.,
Батрак Лариса Миколаївна¹, к.т.н., доц.,

¹ Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
03056, Київ, пр. Берестейський, 37,
e-mail: batrakln5@gmail.com (Corresponding Author)

V.Y. Romashko¹, Doctor of Technical Science, Professor,
L.M. Batrak¹, PhD, Associate Professor,

¹ National Technical University of Ukraine
«Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,
37, Prospect Beresteiskyi, Kyiv, 03056, Ukraine.

Regulation characteristics of a step-down pulse regulator in continuous and discontinuous conduction mode.

Introduction. Pulse regulators (PRs) are widely used to regulate and stabilize the supply voltage of DC consumers. The main characteristic of any regulator is its regulation characteristic. In the general case, two modes of PR operation are possible: continuous conduction mode and discontinuous conduction mode in the inductance of the PR. **Problem.** When the PR transitions from one operating mode to another, its regulation characteristics change. In the continuous conduction mode, the regulation characteristic is a function of one variable. In the discontinuous conduction mode, the regulation characteristic becomes a function of two variables. Therefore, in such a mode, PR is described by a family of regulation characteristics. The **goal** of the work is to develop a mathematical model that describes the operation of the controller in both continuous and discontinuous conduction modes, as well as to determine the control characteristics that are valid for both of these modes. **Methodology.** In the work, using the example of a step-down type PR, the conditions for the PR transition from one operating mode to another are determined, as well as the dependence of the PR output voltage on the duration of the pause in the inductance current. **Results.** The influence of the parameters of the PR elements on the pause duration is analyzed. A graph of the family of PR control characteristics is constructed, which is valid for both continuous and discontinuous conduction modes. **Scientific novelty.** It is shown that when PR transitions to discontinuous conduction mode, its control characteristics shift towards higher output voltages. This shift is greater, the longer the pause duration in the inductance current. **Practical value.** It is determined that the specified ripple coefficient of the PR output voltage in the discontinuous conduction mode is provided by a smaller value of the LC product of the PR elements, compared to the continuous conduction mode. References 17, tables 2, figures 5.

Key words: discontinuous conduction mode, control characteristics of a pulse regulator, ripple coefficient of the output voltage.

How to cite this article:

Romashko V.Y., Batrak L.M. Regulation characteristics of a step-down pulse regulator in continuous and discontinuous conduction mode. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 5, pp. 57-61. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.5.08>

M.I. Boiko, A.V. Makogon

Disinfectant treatment of liquids with high specific electrical conductivity by high-voltage nanosecond pulses with a subnanosecond front

Purpose. The purpose of the work is to determine, using computer modelling, energy-efficient modes of disinfecting treatment of water-containing liquids with high specific electrical conductivity using high voltage nanosecond pulses with a subnanosecond front including pulsed discharges in gas bubbles. **Methods.** We considered methods of obtaining high-voltage nanosecond pulses with sub-nanosecond fronts. To achieve this goal, we used computer simulation using Micro-Cap 12. We also used analytical and empirical formulas for calculating the electric field strength, inductive and resistive phases of energy switching from a capacitive source to resistive-inductive loads. We have applied the method of comparing calculated and experimental results. **Results.** Energy-efficient modes of disinfecting treatment of water-containing liquids with high specific electrical conductivity using nanosecond discharges with a subnanosecond front in gas bubbles are such modes when the active resistance of the treated liquid is 10–40 Ω . In this case, the lumped inductance of the discharge circuit during liquid treatment does not exceed 2 nH, the capacitance of the layer of the treated liquid is 3.6–14 pF with an amplitude of pulses from a high-voltage low-resistance source of at least 30 kV and a pulse frequency of 1500–2000 pulses per second. With an increase in the active resistance of the liquid within the specified limits, the amplitude of the voltage on the layer of the treated liquid increases under other unchanged conditions, including with an unchanged amplitude of the voltage from the source. The voltage amplitude on the layer of the treated liquid with such an increase can exceed the voltage amplitude from the source by 1.6 times, and exceed the voltage on the reactor as a whole (the series connection of the bulk streamer and the water layer). This happens due to the presence of a lumped inductance in the discharge circuit, in which energy is stored during discharge. **Scientific novelty.** We have shown the possibility of using nanosecond discharges with sub-nanosecond fronts in gas bubbles for energy-efficient disinfection of liquids, including those with high specific electrical conductivity. In this case, a plasma electrode – a volumetric streamer – acts as a high-voltage electrode in the disinfection of liquids. **Practical value.** The obtained of the computer modelling results confirm the possibility of industrial application of nanosecond discharges with a sub-nanosecond front for disinfection and purification of water-containing liquids with high specific electrical conductivity. References 23, figures 13.

Key words: water disinfection with high-voltage pulses, discharge unit, high-voltage streamer plasma electrode, nanosecond discharge in gas bubbles in water, long electric line, sub-nanosecond rise time of high voltage.

Мета. Метою роботи є визначення за допомогою комп'ютерного моделювання енергоефективних режимів дезінфікуючої обробки водовмісних рідин з високою питомою електропровідністю з використанням високовольтих наносекундних імпульсів із субнаносекундним фронтом, включаючи імпульсні розряди в газових бульбашках. **Методи.** Розглянуто методи отримання високовольтих наносекундних імпульсів із субнаносекундними фронтами. Для досягнення цієї мети було використано комп'ютерне моделювання за допомогою Micro-Cap 12. Також було використано аналітичні та емпіричні формули для розрахунку напруженості електричного поля, індуктивної та резистивної фаз перемикання енергії від ємнісного джерела до резистивно-індуктивних навантажень. Застосовано метод порівняння розрахункових та експериментальних результатів. **Результати.** Енергоефективними режимами дезінфікуючої обробки водовмісних рідин з високою питомою електропровідністю за допомогою наносекундних розрядів із субнаносекундним фронтом у газових бульбашках є такі режими, коли активний опір оброблюваної рідини становить 10–40 Ом, зосереджена індуктивність розрядного кола під час обробки рідини не перевищує 2 нГн, ємність шару оброблюваної рідини становить 3,6–14 пФ з амплітудою імпульсів від високовольтного низькоомного джерела не менше 30 кВ та частотою імпульсів 1500–2000 імпульсів за секунду. Зі збільшенням активного опору рідини в заданих межах амплітуда напруги на шарі оброблюваної рідини зростає за інших незмінних умов, у тому числі за незмінної амплітуди напруги від джерела. Амплітуда напруги на шарі оброблюваної рідини при такому збільшенні може перевищувати амплітуду напруги від джерела в 1,6 рази, а також перевищувати напругу на реакторі в цілому (послідовне з'єднання об'ємного стримера та шару води) через наявність зосередженої індуктивності в колі розряду, в якій накопичується енергія під час розряду. **Наукова новизна.** Показано можливість використання наносекундних розрядів із субнаносекундними фронтами в газових бульбашках для енергоефективної дезінфекції рідин, у тому числі з високою питомою електропровідністю. У цьому випадку плазмовий електрод – об'ємний стример – виступає в ролі високовольтного електрода при дезінфекції рідин. **Практична значимість.** Отримані результати комп'ютерного моделювання підтверджують можливість промислового застосування наносекундних розрядів із субнаносекундним фронтом для дезінфекції та очищення водовмісних рідин з високою питомою електропровідністю. Бібл. 23, рис. 13.

Ключові слова: знезараження води високовольтними імпульсами, розрядний блок, високовольтний стримерний плазмовий електрод, наносекундний розряд у газових бульбах у воді, довга електрична лінія, субнаносекундний час наростання високої напруги.

Introduction. Liquids with high specific electrical conductivity, which exceeds the electrical conductivity of river and tap water, are, for example, seawater, milk. Is it possible to disinfect such liquids using discharges in gas bubbles inside such liquids?

Discharges are permissible in water, unlike in food products, because discharges in food products cause undesirable changes that impair their organoleptic properties. It follows that water can be disinfected and purified using a wider range of factors. This range includes such powerful factors as high-energy electrons and microparticles with high electrochemical potential: OH⁻ radicals, hydrogen peroxide H₂O₂, ozone O₃, as well as broadband radiation from discharges. However, these factors can be used jointly and effectively only when

discharges are carried out inside a volume of water in a gaseous environment, for example, in gas bubbles. This action is fundamentally different from the action that is widely used in the world today, which is provided by ozone technologies. In ozone technologies is used only one active factor from electrical discharges (barrier discharges are most often used) – ozone, which is also not the most effective active factor that can be obtained and usefully used for disinfection and purification of water from discharges.

The most effective can be considered nanosecond discharges, when in a gas volume (for example, in gas bubbles) inside the water, a volumetric streamer is created in a fraction of a nanosecond, which glows and covers the entire gas discharge gap along its length. This is ensuring

© M.I. Boiko, A.V. Makogon

the presence of a strong electric field in the water itself, contact over the maximum area on the plasma interface surface of the volumetric streamer with water and the transition of active microparticles (electrons, ions, atomic oxygen O, radicals OH[•], hydrogen peroxide H₂O₂, ozone O₃, etc. in the paradigm of de Broglie's theory of matter waves) into the water for its disinfection and purification. It is method minimizes specific energy consumption and the cost of disinfecting water treatment.

The interest in using high-voltage pulses as short as possible for disinfection of water and liquid food products is to reduce the specific energy costs for disinfection and to increase the efficiency of such treatment by increasing the amplitude of the electric field strength in the treated liquid while reducing the duration of the operating high-voltage pulses. For example, magnetic-semiconductor high-voltage generators with nanosecond stream interrupters are known [1, 2]. At present, researches have achieved sub-nanosecond fronts of high-voltage voltage and current pulses with durations from one to several nanoseconds (in the load). They are using both closing and opening switches [3–5]. It is for such pulses that it is possible to obtain a volumetric streamer plasma in the discharge gap without transitioning to a contracted (cord) discharge.

Purpose. The purpose of the work is to determine, using computer modelling, energy-efficient modes of disinfecting treatment of water-containing liquids with high specific electrical conductivity using nanosecond discharges with a subnanosecond front in gas bubbles. More energy-efficient modes are the ones that provide a higher disinfection degree than traditional technologies of high-voltage ozonation of water and air environments, with the same specific energy for disinfection. The efficiency of a high-voltage pulse modes significantly exceeds 70 %, because the installation is based on a Tesla transformer, the efficiency of which exceeds 80 %. The proposed flow-through mode of water disinfection provides specific energy consumption of less than 0.7 kWh/m³.

Electrical diagram and calculating the parameters of a high-voltage pulsed installation discharge circuit, where volumetric nanosecond streamer discharges with a sub-nanosecond front in gas bubbles are possible. The electrical circuit of the experimental installation for water disinfection using discharges in gas bubbles is given in [6]. Figure 1 shows the electrical circuit, with the help of which in this work, the computer simulation in Micro-Cap 12 of the process of processing liquids with high specific electrical conductivity by pulsed electrical discharges in gas bubbles inside the liquid was carried out.

The main high-voltage storage capacity in the diagram (Fig. 1) is designated C2. The circuit for simulation was chosen to emphasize the importance of the main high-voltage discharge circuit, namely, C2-SW1-L2-TD (long line with input capacitance C4 and output capacitance C3)-SW3-parallel connection L1 and R1-parallel connection R7 and C1-C2. The letters SW denote switches that operate instantly. Elements of the electric circuit: SW3-parallel connection L1 and R1-parallel connection R7 and C1 simulate the reactor – a series connection of the gas discharge gap (with a transient active resistance R1) with the plasma after switching (with the inductance of the plasma volume L1) and the liquid layer with the active resistance R7 and the capacitance C1.

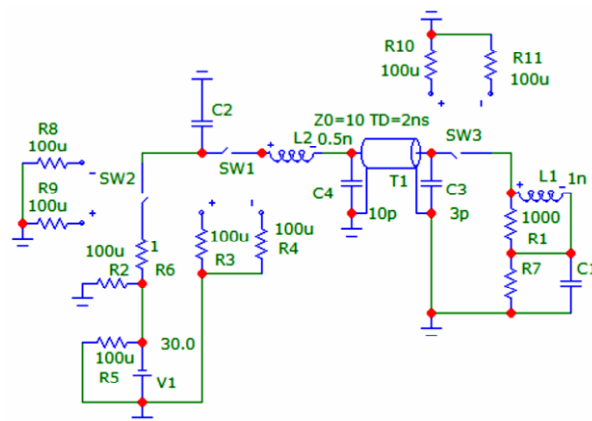


Fig. 1. The electrical circuit diagram used for the computer simulation in this work

The capacitance C2 in our calculations we took equal to C2=150 pF, which corresponds to the value of C2 used in our experiments, or C2=1000 pF. The active resistance of the water layer R7 we took equal to R7=10 Ω or R7=40 Ω. In this case, the capacitance C1 of the water layer was taken equal to C1=14 pF or C1=3.6 pF, respectively.

Since the bandwidth of the Rigol DS1102E digital oscilloscope, which we used to measure voltage and current pulses, is 100 MHz, the oscillograms may not transmit the high-frequency component of real pulses. Therefore, computational studies of the capabilities of the electrical circuit of our installation are required. According to [7], we assumed the specific electrical conductivity γ when calculating the resistance $R7 \equiv R_w$ of the liquid layer (see Fig. 1) equal to $\gamma = 5 \text{ (}\Omega \cdot \text{m)}^{-1}$, which approximately corresponds to the specific electrical conductivity of sea water. In the calculations, we did not take into account electrode effects, which can cause a nonlinear dependence of the electrical conductivity [8] of the «water–metal electrodes» system on the applied voltage, because their contribution is minimal when the high-voltage pulses have a voltage amplitude of approximately 30 kV and a duration of less than 50 ns.

If, during a discharge in a gas bubble, we assume the thickness of the water layer for the flow of a pulsed current through the water layer to be $l = 5 \cdot 10^{-3} \text{ m}$, and the cross-sectional area S of the current flow through the water $S = 0.25 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$, then the active resistance of the water layer will be: $R_w = l / (\gamma S) = 5 \cdot 10^{-3} / (5 \cdot 0.25 \cdot 10^{-4}) = 40 \text{ }\Omega$. The capacitance $C_w = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot S / l = 8.85 \cdot 10^{-12} \cdot 81 \cdot 0.25 \cdot 10^{-4} / (5 \cdot 10^{-3}) = 3.58 \cdot 10^{-12} \text{ F}$, where ϵ_0 is the dielectric constant (absolute dielectric permeability of vacuum); ϵ is the relative dielectric permeability of the medium. At $R_w = 10 \text{ }\Omega$ of a volume of water with the same specific electrical conductivity $\gamma = 5 \text{ (}\Omega \cdot \text{m)}^{-1}$, its capacitance will be:

$C_w = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot S / l = 8.85 \cdot 10^{-12} \cdot 81 \cdot 0.25 \cdot 10^{-4} / (5 \cdot 10^{-3}) \approx 14 \cdot 10^{-12} \text{ F}$. We have assumed that the relative dielectric constant of water is a real constant, which is equal to 81.

The time constant τ_w of the discharge of the capacitance C_w of the water volume to the internal resistance R_w of this volume is determined as:

$$\tau_w = R_w \cdot C_w = [l / (\gamma S)] \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot S / l = \epsilon_0 \cdot \epsilon / \gamma.$$

From this formula it follows that this time constant is determined by the ratio of the dielectric constant (permeability) of water to its specific electrical conductivity and is the smaller, the greater the specific electrical conductivity of water. At $\gamma = 5 \text{ (}\Omega \cdot \text{m)}^{-1}$ $\tau = 8.85 \cdot 10^{-12} \cdot 81 / 5 \approx 1.43 \cdot 10^{-10} \text{ s}$. This means that after the

instant disconnection of the external source of high-voltage pulses, the capacitance of this volume of water will be discharged to the active resistance of this volume with a time constant $\tau_w \approx 1.43 \cdot 10^{-10}$ s.

With a capacitance C of the high-voltage pulse source $C=150$ pF, the time constant τ of its discharge into a resistive load with a resistance $R=10 \Omega$ will be $\tau=R \cdot C=10 \cdot 150 \cdot 10^{-12}=1.5 \cdot 10^{-9}$ s. It follows from this that the duration of the front (rise time) of the voltage on the load $R=10 \Omega$ must be less than 1 ns so that the real maximum voltage on the load is not significantly less than the maximum (possible) voltage on it, to which it can be charged by a pre-charged capacitive source of high-voltage pulses with a capacitance C . If the duration of the front of the pulses on the load is determined mainly by the inductive component, namely $t_f=2.2 \cdot L/R$, then with $L=2$ nH and $R=10 \Omega$ $t_f=2.2 \cdot L/R=2.2 \cdot 2 \cdot 10^{-9}/10=4.4 \cdot 10^{-10}$ s = 0.44 ns. Thus, the lumped inductance of the discharge circuit with a load $R=10 \Omega$ should not exceed $L=2$ nH.

We use the formula for the inductances of short conductors to determine approximately the inductance of the volumetric discharge channel in a gas bubble [9]:

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \cdot \left(\ln \frac{2l}{r_c} - \frac{3}{4} + \frac{128 \cdot r_c / 45\pi}{l} - \frac{r_c^2}{4l^2} \right), \quad (1)$$

where l is the length of the discharge channel, and r_c is its radius. At $l=5 \cdot 10^{-3}$ m, $r_c=2.5 \cdot 10^{-3}$ m $L=2 \cdot 10^{-7} \cdot 5 \cdot 10^{-3} (\ln 4 - 3/4 + 0.4527 - 0.0625) \approx 10^{-9} \cdot (1.386 - 0.75 + 0.4527 - 0.0625) \approx 1.03 \cdot 10^{-9}$ H. In Fig. 1, the inductance of the volumetric discharge channel (volume streamer) is denoted by $L1$.

To estimate the resistive phase τ_R of the commutation, we use the empirical formula of J.C. Martin [10, 11]:

$$\tau_R = 88R \frac{1}{3} E_0^{-4/3} (\rho/\rho_0)^{1/2}. \quad (2)$$

The dimension of the time constant τ_R of the resistive switching phase (exponential voltage drop) is [ns], for the electric field strength E_0 along the discharge channel near it is 10 kV/cm. The dimension for R – the generator impedance (in our case, this is the active resistance of the water layer in the discharge circuit) is [Ω]; ρ/ρ_0 – the ratio of the density of a gas in a gap to the density of the same gas under normal conditions; in our case $\rho/\rho_0=1$.

The field strength E_0 at the sharp edge of the end of the high-voltage rod electrode in the gap between the

high-voltage rod electrode and the grounded electrode with zero potential opposing it is determined using the evaluation formula [12]:

$$E_0 = \frac{U_0}{r} \left(\ln \frac{2d}{r} \right)^{-1}, \quad (3)$$

where $U_0=U_c=V$ is high-voltage potential of the rod electrode.

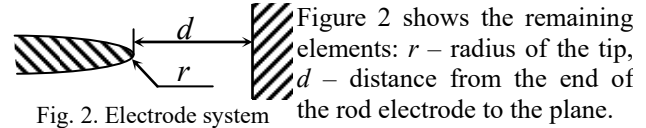


Fig. 2. Electrode system

At $U_0=50$ kV, $r=0.1$ mm, $d=10$ mm according to (3) we obtain:

$$E_0 = (50/0.1) / \ln(2 \cdot 10/0.1) \approx 500/5.3 \approx 94 \text{ kV/mm.}$$

$$\text{At } d=5 \text{ mm } E_0 \approx 500/4.6 \approx 109 \text{ kV/mm.}$$

At $R=10 \Omega$, $E_0=94$ (10 kV/cm)=940 kV/cm, $(\rho/\rho_0)^{1/2}=1$ we get the following result:

$$\tau_R = 88 \cdot 10^{-1/3} \cdot 94^{-4/3} = 88 \cdot 0.464 \cdot 0.00237 \approx 0.1 \text{ ns.}$$

$$\text{At } E_0 \approx 109 \text{ kV/mm:}$$

$$\tau_R = 88 \cdot 10^{-1/3} \cdot 109^{-4/3} = 88 \cdot 0.464 \cdot 0.002 \approx 0.08 \text{ ns.}$$

In Fig. 1, the active resistance of the water layer in the discharge circuit is designated $R7$.

A typical picture of pulsed discharges in a gas bubble inside water and a sketch of the design of a reactor (unit) for disinfecting water in a stream using nanosecond discharges with a subnanosecond front in gas bubbles. Figure 3 shows a typical integral picture (photo) with many pulsed discharges in a gas bubble inside water. We received this photo while conducting our experiments. The image in Fig. 3 can be spectrally analysed, for example, using the methods described in [13].

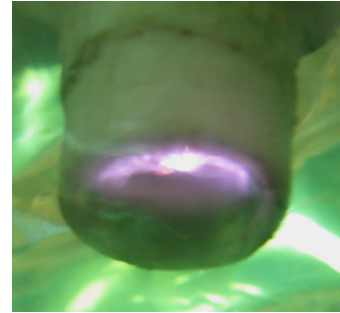


Fig. 3. A typical photo with many pulsed discharges in a gas bubble inside water

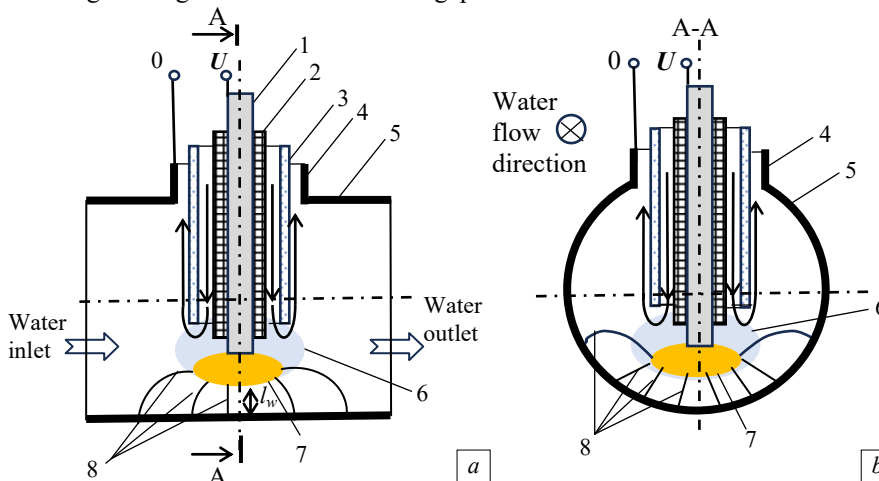


Fig. 4. a – axial longitudinal section of the pipe-reactor with running water; b – cross-section A-A of the pipe-reactor with running water

Figure 4 shows a reactor (unit) design variant for disinfection treatment of water in a stream using nanosecond discharges with a subnanosecond front in gas bubbles in real dimensions. We have used the following notations here. The arrows ($\rightarrow$) indicate the direction of gas movement in the reactor; 1 – high-voltage rod electrode under U potential; 2 – the insulation of high-voltage electrode 1; 3 – insulating cylinder to ensure gas movement in water, creation of bubbles in the reactor with flowing water; 4 – metal pipe with zero potential for introducing high-voltage pulses and gas into the

reactor through it; 5 – metal reactor pipe with flowing water and gas bubbles in it (water), to which (pipe) pipe 4 is short-circuited; 6 – gas bubble; 7 – volume inside the gas bubble, which is filled with plasma of a pulse discharge in gas (volume streamer or near high-voltage electrode plasma). It (plasma) borders on the water being disinfected. 8 – conventionally depicted electric field lines in water in the zone of the most effective disinfection treatment in the presence of a discharge in a gas bubble. l_w – the minimal distance in water between the plasma high-voltage electrode and the inner surface of the metal reactor pipe (tube). When breakdown pulse voltage in the gas bubble equals 50 kV $l_w \approx 2-5$ mm.

Results and discussion. In [14], based on experimental data, the possibility of the existence of a primary volumetric ionization zone during switching of high-voltage dischargers is shown. In [15], the existence of volumetric streamers is shown by calculation. In [16], the possibility of the operation of a high-voltage trigatron in the subnanosecond time range is shown by calculation.

Figure 5 shows the result of our computer modelling of the electric field distribution in the discharge gap (in the reactor) with a gas bubble and a layer of treated water at the time $t = 1.5$ ns after the start of the nanosecond discharge in the gas bubble. It follows from this figure that inside the volumetric streamer between the rod metal high-voltage electrode (in Fig. 5 it is represented by a white figure) and the surface of the water layer the electric field strength does not exceed 25 kV/cm. At the same time, in the water layer near the interface with the plasma of the bulk streamer, the electric field strength reaches 100 kV/cm.

Calculations [15] and experiments [17] have shown that when the duration of the discharge pulse front in a gas bubble is approximately 1–2 ns, a plasma volume (volume streamer) is created in the discharge gap, which covers the entire length of the gap to the water interface. In the process of creating volume streamers runaway electrons play an important role, and in the case of creating negative streamers, the emission of electrons from a high-voltage cathode [18, 19]. The potential of the high-voltage metal electrode, because of the appearance of a plasma formation (a streamer) in the discharge gap, moves by the streamer towards the interface between the gas bubble and water. Inside the streamer, the electric field strength is significantly lower than in water near the water-gas bubble interface. That is, a strong electric field penetrates the water, creating a volume in the water with a strength of more than 40 kV/cm. Thus, in the water layer between the plasma volume high-voltage electrode and the grounded metal electrode, a volume zone of a strong electric field

with an intensity of 40 kV/cm to 120 kV/cm is created. In addition, broadband radiation, including ultraviolet and even shorter wavelength radiation, as well as active microparticles, including OH^- radicals, enters the water from the volume streamer, or a volume nanosecond discharge [20]. This set of factors of the combination of high-voltage pulse actions provides a significant reduction in specific energy consumption for disinfecting water treatment compared to traditional ozonation.

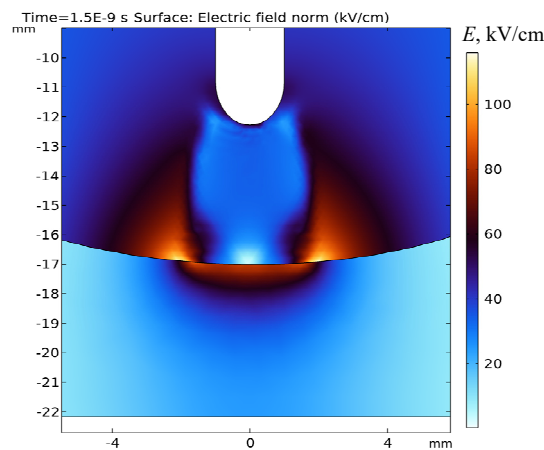


Fig. 5. Distribution of electric field intensity inside reactor

Due to the short length of the discharge pulses (less than 10 ns), they may not change the organoleptic properties of food products, which opens up the possibility of using such short high-voltage discharge pulses for disinfecting food products.

Figure 6 shows the result of calculating of the pulse voltage $V1$ on the reactor (serial connection of the plasma discharge channel in the gas bubble and the water layer) and the pulse voltage $V2$ on the water layer through which the current flows. In this case a capacitance $C2=150$ pF, an active resistance of the water layer $R_w=10$ Ω and a capacitance of the water layer $C_w \approx 14 \cdot 10^{-12}$ F.

With a volumetric discharge channel (volume streamer) in a gas bubble with a channel diameter of approximately 5 mm and a length of 5 mm, it is possible to achieve a channel inductance of 1 nH [9]. Then, it is possible to obtain voltage pulses with an amplitude of up to 28 kV. It is possible if the amplitude of the pulse voltage from the pulse generator is 30 kV, in a reactor with a volumetric discharge channel in an air bubble 5 mm long and a water layer 5 mm thick, which is connected in series with the discharge volumetric streamer. Then the amplitude of the voltage pulses will be 25.2 kV in the water layer (see Fig. 6).

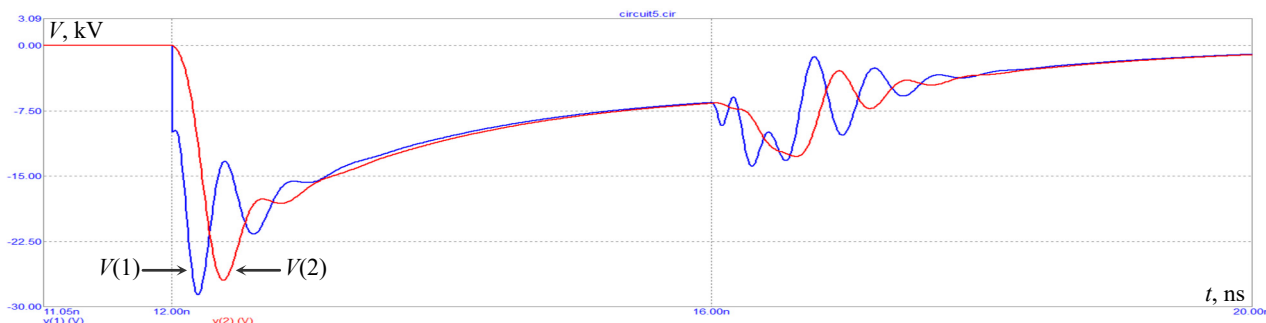


Fig. 6. The result of the calculation (according to the scheme in Fig. 1) of the pulse voltage $V(1)$ on the reactor voltage and $V(2)$ on the water layer at $C2=150$ pF, $C1=14$ pF, $R_w=10$ Ω . The long TD line is taken into account

The wave impedance of the long line should be made small (approximately $10\ \Omega$), because with an increase in the wave impedance of the long line, the amplitude of the pulse voltage on the water layer decreases. As can be seen from Fig. 6, the calculated pulse duration on the load – a reactor with a discharge in a gas bubble and a water layer – is in the considered case approximately 1.5 ns at half-wavelength, and the pulse front duration on the water layer is ≈ 0.4 ns.

Figure 7 presents the result of calculating the pulse voltage $V(1)$ on the reactor (serial connection of the

plasma discharge channel in the gas bubble and the water layer) and the pulse voltage $V(2)$ on the water layer. This is in the case when the circuit on Fig. 1 does not have a long TD line, and the high-voltage outputs (terminals) of the capacitors $C3$ and $C4$ are short-circuited, $R7=10\ \Omega$, $C1=14\ \text{pF}$, $C2=150\ \text{pF}$. Compared to the option when the presence of a long TD line is taken into account (Fig. 6), the time dependence of $V(1)$ and $V(2)$ has a more oscillatory nature, and the amplitude of $V(2)$ and $V(2)$ is a little more.

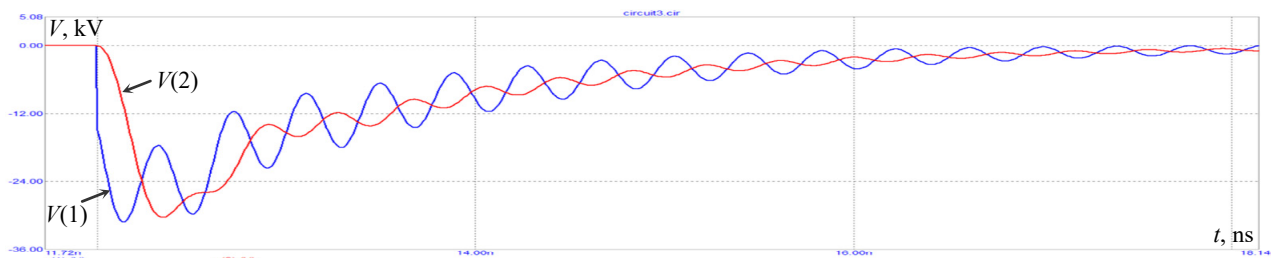


Fig. 7. The result of the calculation (according to the scheme in Fig. 1) of the pulse voltage $V(1)$ on the reactor voltage and voltage $V(2)$ on the water layer at $C2=150\ \text{pF}$, $C1=14\ \text{pF}$, $R_w=10\ \Omega$. The long TD line is not taken into account

Creating a technologically advanced installation for the disinfection treatment of liquids with high specific electrical conductivity up to $\gamma=5\ (\Omega\cdot\text{m})^{-1}$ using discharges in gas bubbles is a complex scientific and technical problem, but one that can be solved right now.

Figure 8 shows the result of calculating the pulse voltage $V(1)$ on the reactor (serial connection of the plasma discharge channel in the gas bubble and the water layer) and the pulse voltage $V(2)$ on the water layer

through which the current flows. In this case the active resistance of the water layer $R_w=40\ \Omega$ and the capacitance of the water layer $C_w\approx 3.6\cdot 10^{-12}\ \text{F}$ according to the scheme in Fig. 1. It can be seen that in this case the amplitude of the voltage $V(2)$ on the water layer exceeds the voltage from the pulse source by approximately 1.5 times, and the amplitude of the voltage $V(1)$ on the reactor as a whole exceeds the voltage from the pulse source by approximately 1.3 times.

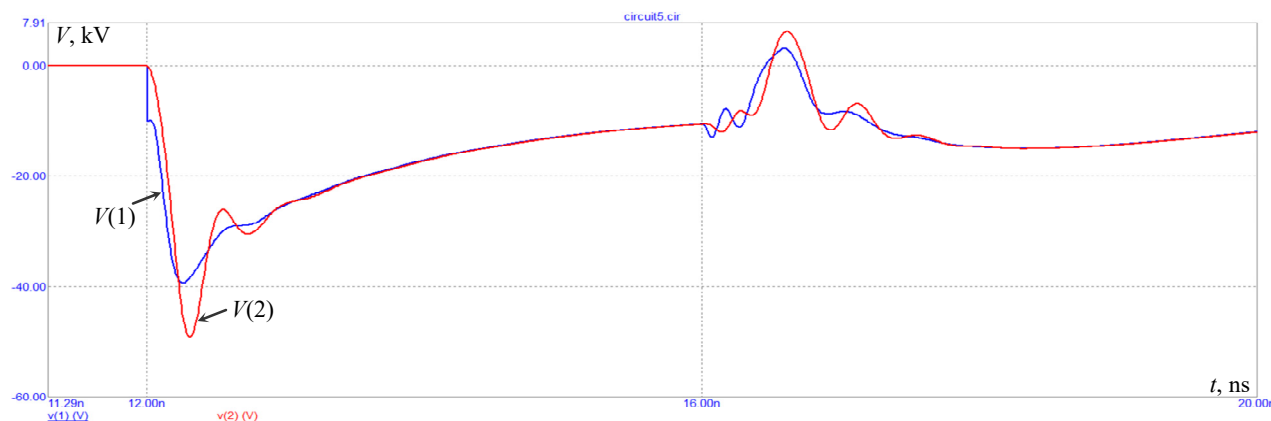


Fig. 8. The result of the calculation (according to the scheme in Fig. 1) of the pulse voltage $V(1)$ on the reactor voltage and $V(2)$ on the water layer at $C2=150\ \text{pF}$, $C1=C_w\approx 3.6\ \text{pF}$, $R_w=40\ \Omega$. The long TD line is taken into account

Figure 9 shows the result of calculating the pulse voltage $V(1)$ on the reactor (serial connection of the plasma discharge channel in the gas bubble and the water layer) and the pulse voltage $V(2)$ on the water layer. This is in the case when the circuit on Fig. 1 does not have a long line TD , and the high-voltage terminals of the capacitors $C3$ and $C4$ are short-circuited together, $R7=40\ \Omega$, $C1=3.6\ \text{pF}$. Compared to the option when the presence of a long line TD is taken into account (Fig. 8), the time dependence of $V(1)$ and $V(2)$ has a more oscillatory nature, the amplitudes of $V(1)$ and $V(2)$ are almost the same (as in Fig. 8), there is no reflection from the ends of the long line.

Figure 10 shows the result of calculating the pulse voltage $V(1)$ on the reactor (serial connection of the plasma discharge channel in the gas bubble and the water layer) and the pulse voltage $V(2)$ on the water layer. This is at $C2=1000\ \text{pF}$, $C1=3.6\ \text{pF}$, $R7=40\ \Omega$.

Figure 11 shows the initial part of the same pulse. These figures show the results taking into account the presence of a long line in the circuit in Fig. 1.

It follows from Fig. 10, 11 that the amplitude of $V(2)$ on the water layer is slightly larger than at $C2=150\ \text{pF}$ (other conditions being equal).

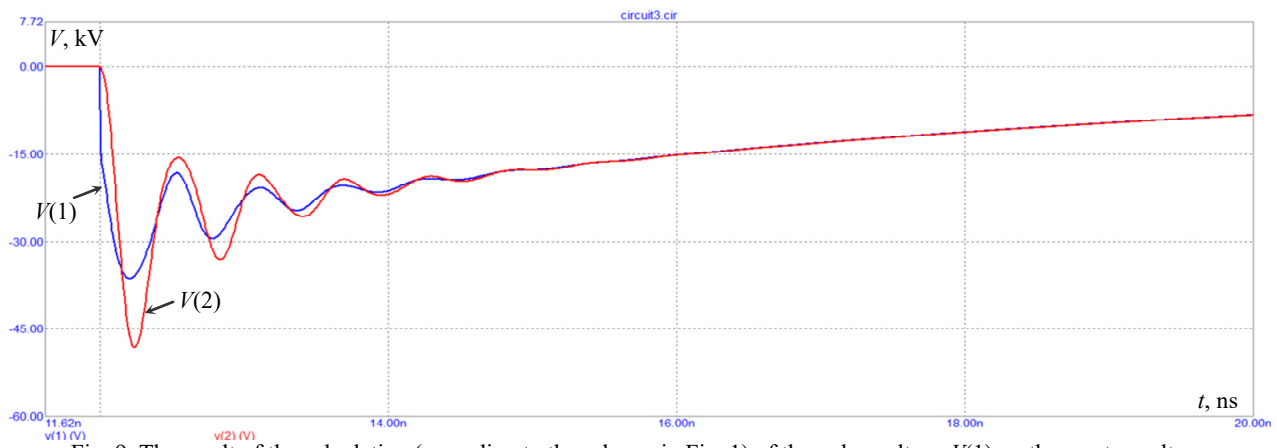


Fig. 9. The result of the calculation (according to the scheme in Fig. 1) of the pulse voltage $V(1)$ on the reactor voltage and $V(2)$ on the water layer at $C_2=150$ pF, $C_1=C_w\approx 3.6$ pF, $R_w=40$ Ω . The long TD line is not taken into account

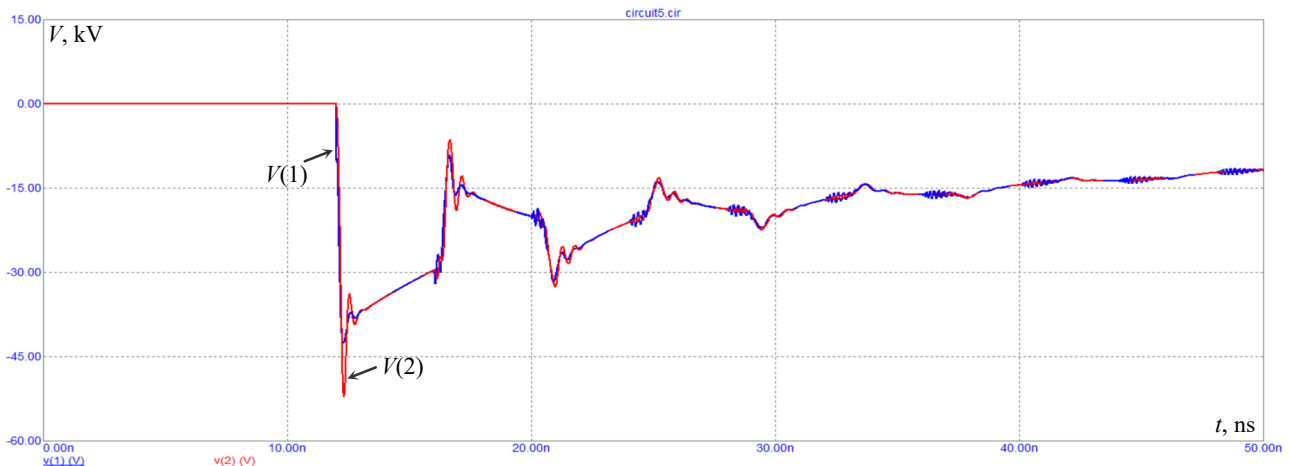


Fig. 10. The result of the calculation (according to the scheme in Fig. 1) of the pulse voltage $V(1)$ on the reactor voltage and $V(2)$ on the water layer at $C_2=1000$ pF, $C_1=C_w\approx 3.6$ pF, $R_w=40$ Ω . The long TD line is taken into account

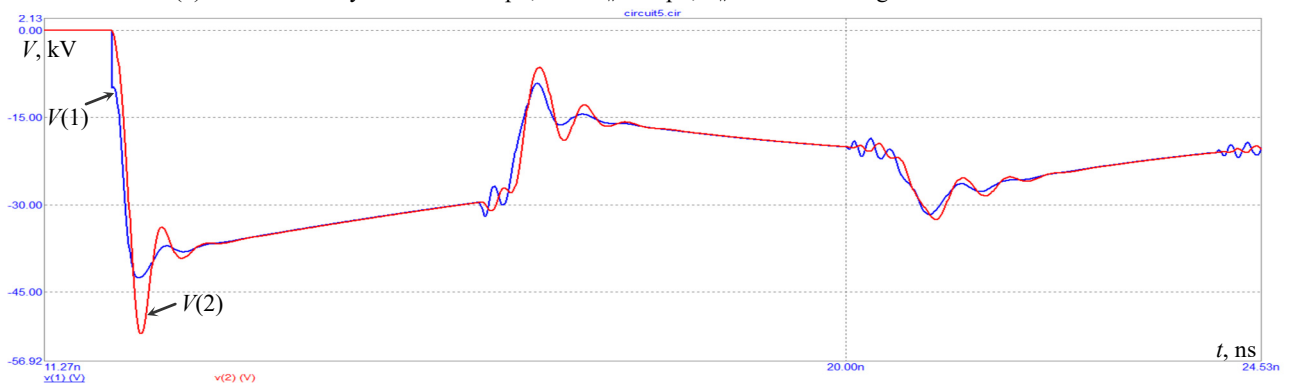


Fig. 11. The initial part of the pulses from Fig. 10

Figure 12 shows the result of the calculation (according to the scheme in Fig. 1) of the pulse voltage $V(1)$ on the reactor (serial connection of the plasma discharge channel in the gas bubble and the water layer). It shows also the pulse voltage $V(2)$ on the water layer at $C_2=1000$ pF, $C_1=14$ pF, $R_7=10$ Ω , and Fig. 13 shows the initial part of the same pulse.

The emergence of a volume streamer in the discharge gap of the reactor and, as a consequence, subnanosecond volume avalanche-streamer switching are possible only at voltage rise rates in the discharge gap on the gas bubble of the order of 10^{14} V/s (3×10^{13} – 10^{14} V/s) [16, 21]. To achieve such a rise rate at a breakdown voltage of 50 kV, the time required for the voltage rise on the gas bubble to breakdown is of the order of $5 \cdot 10^4$ V / ($3 \cdot 10^{13}$ – 10^{14} V/s) $\approx$ ($5 \cdot 10^{-10}$ – $1.7 \cdot 10^{-9}$) s. This is a

very short, but already achieved switching time of high-voltage switches [17, 21, 22].

The question of the possibility of using short discharge pulses in gas bubbles, when the high-voltage electrode in contact with the processed liquid is plasma (in the form of a volumetric streamer), for the processing of liquid and flowing food products remains open. Appropriate experimental studies are needed. It is not clear whether any chemical and biochemical reactions take place during processing with nanosecond pulses. It is necessary to find out, if such reactions take place, what exactly the reactions are processing during such, and what the final products of such reactions are. Will the organoleptic properties of liquid food products change during such processing with nanosecond pulses with subnanosecond fronts?

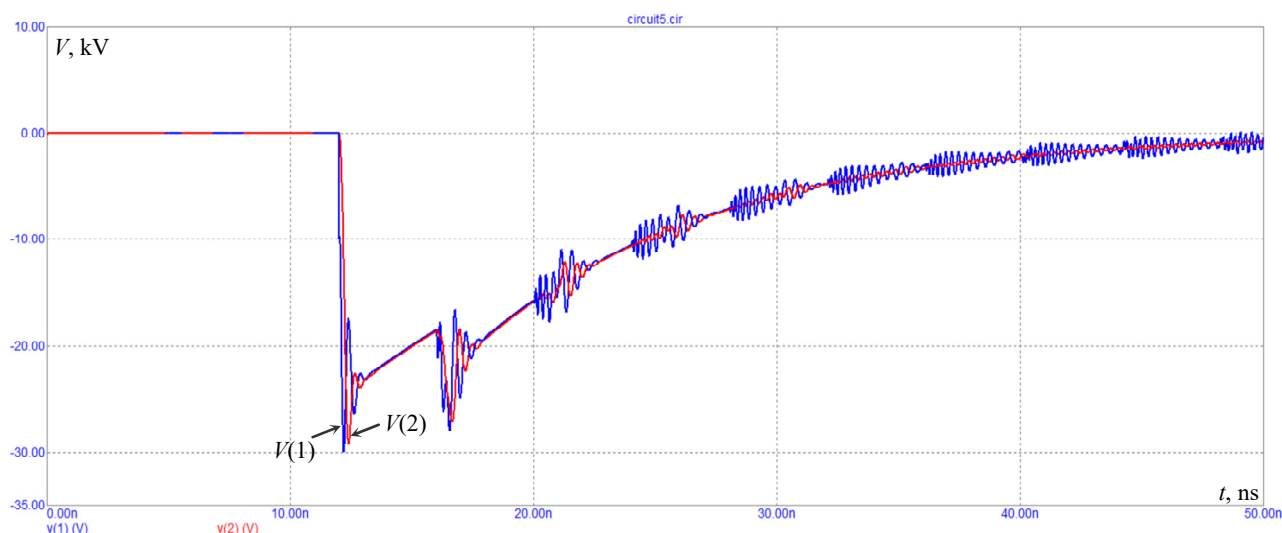


Fig. 12. The result of the calculation (according to the scheme in Fig. 1) of the pulse voltage $V(1)$ on the reactor voltage and $V(2)$ on the water layer at $C2=1000$ pF, $C1=14$ pF, $R7=10$ Ω . The long TD line is taken into account

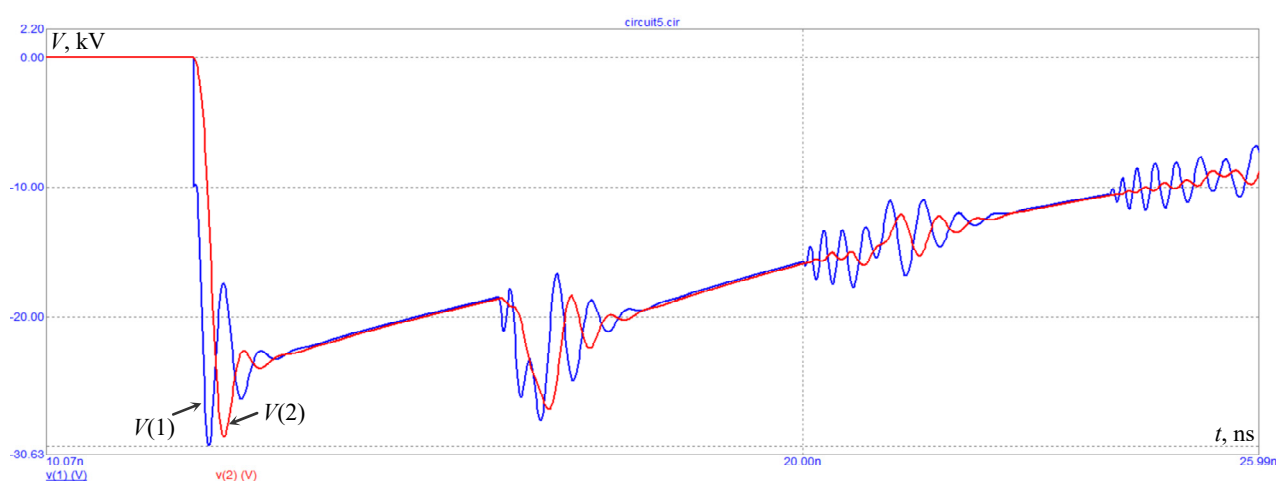


Fig. 13. The initial part of the pulses from Fig. 12

From the analysis of the above calculated results, previously obtained experimental results and results of other authors (including the results presented in [23]), we can conclude that the energy-efficient modes of disinfecting treatment of water-containing liquids with high specific electrical conductivity using nanosecond discharges with a subnanosecond front in gas bubbles are the following modes. Namely, these are modes when the active resistance of the treated liquid in one reactor in one discharge circuit is 10–40 Ω , the lumped inductance of the discharge circuit during liquid treatment does not exceed 2 nH. Add, such modes use the capacitance of the treated liquid layer is 3.6–14 pF with an amplitude of pulses from a high-voltage low-resistance source of at least 30 kV, and a frequency of passing pulses is 1500–2000 pulses per second. When the active resistance of the liquid increases within the specified limits, the voltage amplitude on the layer of the processed liquid increases under other constant conditions, including at a constant voltage amplitude from the source. The voltage amplitude on the layer of the processed liquid with such an increase can exceed the voltage amplitude from the source by 1.6 times. It also exceeds the voltage at the whole reactor (the series connection of the volumetric streamer and the water layer) because of the presence of concentrated inductance

in the discharge circuit, where (in the inductance) energy is stored during discharge.

Conclusions.

1. The possibility of obtaining nanosecond high-voltage pulses (with volumetric streamers in gas bubbles inside water) with subnanosecond fronts in reactors for the disinfection treatment of liquids with high specific electrical conductivity up to 5 S/m=5 ($\Omega\cdot\text{m}$)⁻¹ has been shown. Such pulses can provide a higher disinfection degree at lower specific energy consumption than longer pulses, because of the lower energy in each pulse and the higher amplitude of the electric field strength in the treated liquid. Experiments that we have already conducted have shown that nanosecond pulses provide a higher disinfection degree at lower specific energy consumption than microsecond pulses [6]. Therefore, further reduction of pulse duration and duration of their fronts is promising. In addition, such short pulses with a subnanosecond front ensure the presence of volumetric plasma formations – volumetric streamers, as an extension of a metal high-voltage electrode. These plasma formations provide an additional disinfection effect on the liquid being treated by supplying it with active microparticles and broadband radiation, including ultraviolet and even shorter-wave radiation.

2. Experimental results obtained by various researchers, including the authors of this material, confirm the possibility of obtaining volumetric pulse discharges in gas environments (mediums) at atmospheric pressure.

3. An example of a sketch of the design of a liquid processing unit in the flow mode is given, when as a result of a pulse discharge in a gas bubble, a volumetric streamer (volumetric plasma electrode) is created. This plasma electrode is an extension of a high-voltage metal electrode and creates a volumetric zone of the most effective decontamination treatment in the treated liquid with an electric field strength that can reach 100 kV/cm and more.

4. Using computer modelling, energy-efficient modes of decontamination treatment of water-containing liquids with high specific electrical conductivity using nanosecond discharges with a subnanosecond front in gas bubbles are determined. These are such modes when the active resistance of the liquid being processed is 10–40 Ω , the lumped inductance of the discharge circuit during liquid processing does not exceed 2 nH. At the same time, the capacitance of the layer of the liquid being processed is 3.6–14 pF with amplitude of pulses from a high-voltage low-resistance source of at least 30 kV and a pulse frequency of 1500–2000 pulses per second.

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

REFERENCES

1. Volkov I.V., Zozulyov V.I., Sholoh D.A. *Magnetic semiconductor pulse devices of conversion technology*. Kyiv, Naukova Dumka Publ., 2016. 230 p. (Rus).
2. Khrysto O.I. Energy characteristics for nanosecond current interrupter of semiconductor-magnetic pulse generator's terminal stage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 59-65. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.09>.
3. Rai V.N., Shukla M. A high-voltage pulser circuit with subnanosecond rise time. *Review of Scientific Instruments*, 1994, vol. 65, no. 6, pp. 2134-2136. doi: <https://doi.org/10.1063/1.1144710>.
4. Matsukubo D., Minamitani Y. Development of a high frequency cluster burst pulse generator based on a SOS diode using transmission line resonant for bioelectrics applications. *2013 19th IEEE Pulsed Power Conference (PPC)*, 2013, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/PPC.2013.6627494>.
5. Takahashi K., Yagi I., Takaki K., Satta N. Development of Pulsed Discharge Inside Bubble in Water. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2011, vol. 39, no. 11, pp. 2654-2655. doi: <https://doi.org/10.1109/TPS.2011.2164095>.
6. Boyko N.I., Makogon A.V. The micro- and nanosecond discharges in gas bubbles for water disinfection and purification. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 3, pp. 50-54. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.3.08>.
7. Sauerheber R., Heinz B. Temperature effects on conductivity of seawater and physiologic saline, mechanism and significance. *Chemical Sciences Journal*, 2016, vol. 6, no. 4, art. no. 1000109. doi: <https://doi.org/10.4172/2150-3494.1000109>.
8. Shydlovska N., Zakharchenko S., Cherkaskyi O. The influence of electric field parameters and temperature of hydrosols of metals' plasma-erosive particles on their resistance and permittivity. *Computational Problems of Electrical Engineering*, 2014, vol. 4, no. 2, pp. 77-84.
9. Kalantarov P.L., Tseitlin L.A. *Calculation of inductances. Reference book. 3rd ed.* Leningrad, Energoatomizdat Publ., 1986. 488 p. (Rus).
10. Martin J.C. *Multichannel Gaps*. Aldermaston, Berks, 1970. 42 p.
11. Kovalchuk B.M., Kremnev V.V., Potaltsyn Yu.F. *High-current nanosecond switches*. Novosibirsk, Nauka Publ., 1979. 176 p. (Rus).
12. Rusin Yu.S. *The calculation of electromagnetic systems*. Leningrad, Energiya Publ., 1968. 132 p. (Rus).
13. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Zakharchenko M.F., Kulida M.A., Zakusilo S.A. Spectral and optic-metric methods of monitoring parameters of plasma channels caused by discharge currents between metals granules in working liquids. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 6, pp. 72-83. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.6.10>.
14. Boyko N.I., Evdoshenko L.S., Zarochentsev A.I., Ivanov V.M., Artyukh V.G. 400-kV trigatrons for high-power low-inductance pulse generators. *Instruments and Experimental Techniques*, 2008, vol. 51, no. 1, pp. 70-77. doi: <https://doi.org/10.1134/S0020441208010077>.
15. Nijdam S., Teunissen J., Ebert U. The physics of streamer discharge phenomena. *Plasma Sources Science and Technology*, 2020, vol. 29, no. 10, art. no. 103001. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-6595/abaa05>.
16. Boiko M.I. Sub-nanosecond switching of high-voltage trigatrons. *Technical Electrodynamics*, 2024, no. 3, pp. 83-88. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2024.03.083>.
17. Heeren T., Camp J.T., Kolb J.F., Schoenbach K.H., Katsuki S., Akiyama H. 250 kV sub-nanosecond generator with adjustable pulse-width. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2007, vol. 14, no. 4, pp. 884-888. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEL.2007.4286520>.
18. Chanrion O., Bonaventura Z., Çinar D., Bourdon A., Neubert T. Runaway electrons from a 'beam-bulk' model of streamer: application to TGFs. *Environmental Research Letters*, 2014, vol. 9, no. 5, art. no. 055003. doi: <https://doi.org/10.1088/1748-9326/9/5/055003>.
19. Wong T., Timoshkin I., MacGregor S., Wilson M., Given M. A computational study on the effects of fast-rising voltage on ionization fronts initiated in sub-mm air and CO₂ gaps. *Scientific Reports*, 2024, vol. 14, no. 1, art. no. 1185. doi: <https://doi.org/10.1038/s41598-024-51727-y>.
20. He Y., Uehara S., Takana H., Nishiyama H. Experimental and theoretical study on chemical reactions and species diffusion by a nano-pulse discharged bubble for water treatment. *The European Physical Journal D*, 2018, vol. 72, no. 1, art. no. 11. doi: <https://doi.org/10.1140/epjd/e2017-80240-5>.
21. Mesiats G.A. *Pulsed power and electronics*. Moscow, Nauka Publ., 2004. 704 p. (Rus).
22. Zhang X., Lu W., Chen Z., Yang Z., Liu T. Optimizing design of sub-nanosecond gas switch with adjustable gap. *Qiangguang Yu Lizishu/High Power Laser and Particle Beams*, 2009, vol. 21, no. 9, pp. 1380-1384.
23. Gucker Sarah M.N. *Plasma Discharges in Gas Bubbles in Liquid Water: Breakdown Mechanisms and Resultant Chemistry*. PhD Dissertation, University of Michigan, 2015. 243 p. Available at: <https://hdl.handle.net/2027.42/116739>.

Received 14.03.2025

Accepted 01.05.2025

Published 02.09.2025

M.I. Boiko¹, Doctor of Technical Sciences, Professor,
A.V. Makogon², PhD, Senior Researcher,

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

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

² Institute of Electrophysics & Radiation Technologies
National Academy of Sciences of Ukraine,

28, Chernyshevsky Str., Kharkiv, 61002, Ukraine,

e-mail: artemmak1991@gmail.com

How to cite this article:

Boiko M.I., Makogon A.V. Disinfectant treatment of liquids with high specific electrical conductivity by high-voltage nanosecond pulses with a subnanosecond front. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 5, pp. 62-69. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.5.09>

О.І. Христо

Аналіз енергетичних характеристик транзисторного генератора імпульсів у процесі електроіскрового диспергування струмопровідних гранульованих середовищ

Вступ. Дослідження електрофізичних і технологічних аспектів електричного розряду в реакційних камерах з гранульованим металевим навантаженням для одержання його високодисперсних станів ведуться вже на протязі багатьох десятиліть, проте джерела живлення установок електроіскрового диспергування на сьогодні залишаються переважно класичними щодо способу генерації імпульсів струму в електроіскрове навантаження. Основною **проблемою** використання формувачів потужних імпульсів струму та реакційних камер з плоско-паралельною системою електродів є наслідування принципу термовибухового механізму розвинення електричного пробою цільних міжгранульних проміжків, що призводить до псування дисперсності еродованого матеріалу, а використання менших діапазонів енергій (<1 Дж) у таких установках ускладнюється через електрофізичні обмеження існування плазмових каналів та втрату енергоефективності процесу електроіскрової обробки. **Мета.** Дослідження енергоефективності процесу електроіскрового диспергування гетерогенних струмопровідних гранульованих середовищ у реакційній камері з циліндричною системою електродів за умови її живлення від транзисторного генератора імпульсів. **Результати.** Проведено порівняльний аналіз поведінки характеристик середньої споживаної потужності транзисторного генератора імпульсів в залежності від насипного об'єму завантаження та діаметру зовнішнього електрода реакційної камери для металевих гранул з різною величиною їх міжконтактного активного опору до утворення у середовищі ланцюжків наскрізної провідності. Визначені питомі енергозатрати у процесі електроіскрового диспергування алюмінієвих та титанових гранул, що корелюють з показниками середньої споживаної потужністю обробки в залежності від їх насипного об'єму у межах певної конфігурації електродної системи. **Наукова новизна.** Присутність струму крізь контактний опір до формування основного розряду у міжгранульних об'ємах реакційної камери викликає падіння напруги на індуктивності розрядного контуру, що відповідно зменшує амплітуду прикладеної напруги до міжелектродного проміжку, через що максимум характеристики середньої споживаної потужності транзисторного генератора імпульсів, який виникає до початку ділянки насичення кривої ефективної частоти розрядних імпульсів відповідає найбільш погодженому режиму введення енергії в електроіскрове навантаження. **Практична значимість** отриманих результатів розглянутої моделі електророзрядної установки доказує доцільність її використання для задач електроіскрової обробки струмопровідних гранульованих середовищ. Бібл. 21, табл. 2, рис. 7. **Ключові слова:** енергетичні характеристики, електроіскрове диспергування, транзисторний генератор імпульсів, циліндрична система електродів, шар металевих гранул, струм омичних контактів.

Постановка задачі. Одним з широко застосовуваних методів для отримання порошків, як чистих металів, так й сполук на їх основі, є метод електроіскрового диспергування (ЕІД) металевих гранул [1–3] занурених у рідину з відносно малою електропровідністю. Як відомо, особливість електроіскрового методу диспергування полягає у наявності двох найбільш вірогідних шляхів розвинення іскрового розряду між сусідніми поверхнями контактуючих гранул [4]: теплового пробою у зоні контактних мікровиступів, спричиненим протіканням високою щільністю струму та електричного пробою за рахунок присутності поверхневих оксидних плівок або кавітаційних бульбашок. Тому той чи інший механізм пробою буде відбуватися в залежності від поверхневої чистоти металу та спроможності контактуючих поверхонь гранул к утворенню провідних мостиків між ними. Але незважаючи на те за яким механізмом утворюється іскровий розряд, процес формування ерозійних частинок в основному може відбуватися за рахунок теплоти топлення або випаровування локальних зон металу, що взаємодіють з нерівноважною плазмою високоенергетичних електронів. Баланс між енергією плавлення та випаровування буде залежати від швидкості введення енергії у сформований канал, його ступеня іонізації, температури та електричного опору. Регулювання цього процесу ускладнюється тим, що вольт-амперна характеристика іскрового розряду має спадаючий характер та приводить до лавиноподібного зростання струму, що потребує застосування параметричних методів контролю процесу передачі енергії до навантаження. Тобто утворюється позитивний зворотний зв'язок за струмом між джерелом живлення та навантаженням, що може призводити до критичного

розігрівання контактних зон, їх зварювання або навпаки скіпання та вихлюпування значної кількості крупної фракції металевих частинок у навколишню рідину. Найчастіше ці явища відбуваються через наявність у середовищі великої кількості щільних контактних зон між поверхнями гранул, що мають малий активний опір та протидіють сприятливим умовам розвитку реакції електроіскрової обробки. Для їх руйнування у лабораторній практиці зазвичай використовують накопичені високі енергії та тривалі розрядні струми. Водночас у роботі [5] повідомляється, що енергія на більш затяжній ділянці імпульсу переважно витрачається на розігрів середовища або електрохімічні реакції у ньому за рахунок посилення процесів рекомбінації та згасання плазмових каналів.

У напрямку покращення показників ефективності передачі енергії у електроіскрове навантаження (ЕІН) розроблено багато підходів, які застосовують нелінійні, параметричні або нелінійно-ймовірнісні моделі його динамічного опору [5–7]. Також останнім часом практикуються спектрометричні методи аналізу плазмових каналів, які за рахунок потужності та кольору випромінювання надають інформацію про їх кількість та розподіл енергії між ними, від чого залежить розмір частинок та продуктивність їх отримання [8, 9]. Зі свого боку, для синтезу ерозійних частинок з контрольованим розміром та зменшеним діапазоном їх розкиду, плазма у об'ємі, що заповнений багатьма шарами металевих гранул (ОБШМГ) повинна бути більш «холодною», а це можливо за рахунок обмеження амплітуди та тривалості імпульсів розрядного струму.

© О.І. Христо

Аналіз останніх досліджень й публікацій. На сьогоднішній день у лабораторних установках для ініціювання процесу ЕІД гетерогенних струмопровідних гранульованих середовищ застосовують як високовольтні формувачі однократних потужних імпульсів, так і напівпровідникові генератори імпульсів мікро- та субмікросекундної тривалості [10, 11]. Перевагою високовольтної електроіскрової обробки [12, 13] є висока швидкість формування передніх фронтів та можливість використання широкого діапазону енергій ($0,1\text{--}10^3$ Дж), а також довгих міжелектродних проміжків (МЕП) реакційної камери. Але головним недоліком таких систем є низька частота відтворення процесу ЕІД через використання газонаповнених комутаторів або повітряних розрядників. Більш перспективним напрямом високовольтної імпульсної техніки у напрямку підвищення ефективності ЕІД є використання індуктивних накопичувачів енергії у поєднанні з дрейфовими діодами [14], що дозволяє стабілізувати струм у навантаженні зі стрімко спадаючою вольт-амперною характеристикою.

На відміну від цих систем тиристорні або транзисторні перетворювачі характеризуються високою частотою проходження імпульсів ($0,1\text{--}10$ кГц) та діапазоном енергій від частки до сотень джоулів. Наприклад, дво-контурні зарядно-розрядні схеми тиристорних генераторів [15] зарекомендували себе як надійне рішення для формування на низькоомному навантаженні достатньо тривалих кілоамперних імпульсів аперіодичного характеру з високою швидкістю зростання їх переднього фронту за умови мінімізації індуктивності (1 мкГн) розрядного контуру ємнісного накопичувача енергії (100 мкФ). Проте, головним недоліком цих перетворювачів є обмеження точності регулювання тривалості струму, а використання перезарядних ланок або ланок, що шунтують навантаження, тільки збільшують додаткові енерговитрати та зменшують коефіцієнт корисної дії таких пристроїв. Крім того, стохастичне підвищення еквівалентного опору ОБШМГ може призводити до аварійних режимів роботи тиристорних ключів. У випадку затяжного імпульсу струму через навантаження розрядний тиристор може залишатися у стані провідності до приходу наступного зарядного циклу, що спричиняє протікання наскрізного струму від джерела живлення до навантаження. Також слід зазначити, що енергоєфективність таких пристроїв суттєво зменшується при використанні ємності робочого конденсатора менше 20 мкФ та формуванні імпульсів тривалістю менше ніж 15 мкс. З точки зору дисперсності матеріалу основною проблематикою введення потужних імпульсів у середовище є поява небажаної мікрофракції ($10\text{--}100$ мкм), що утворюється переважно за рахунок крапельного механізму конденсації частинок металу.

Транзисторні перетворювачі для задач ЕІД на сьогоднішній день не набули достатньої популярності, тому що мають значно менші граничні параметри по амплітуді струму та швидкості його зростання ніж тиристорні, проте головна їх перевага це можливість регулювання тривалості струму за умовою їх жорсткої комутації або динамічного підлаштування під період коливань контуру. Наприклад, у роботі [16] для отримання наночастинок заліза використовувався генератор квазіпрямокутних імпульсів струму тривалістю від

$0,5$ до 5 мкс на базі послідовного широтно-імпульсного перетворювача понижуючого типу. Як відмічають автори роботи, перед початком експерименту поверхня металевих гранул пройшла ретельну очистку від небажаних окисних плівок. Можна припустити, що за цих умов механізм формування електроерозії здебільшого йшов по шляху теплового пробою утворених провідних мостиків. Зважаючи на те, що максимальна амплітуда струму у поставленому експерименті становила лише 48 А, тому у разі великої кількості сформованих контактів по довжині камери та малої тривалості імпульсу такої сили струму може бути замало для ефективного ініціювання механізму теплового пробою і формування іскрових каналів, а відповідно введена енергія у середовище більш вірогідно буде йти на теплове розсіювання. Що стосується раціонального вибору геометричних параметрів реакційної камери, форми електродної системи та насипної висоти ОБШМГ з позиції їх впливу на енергетичні показники ЕІД, то у багатьох публікаціях [15, 17] надається лише емпірична оцінка, посиляючись на діапазон стабілізації обробки за відсутності режимів неробочого ходу та короткого замикання.

Відокремлення раніше не вирішеної частини завдань. У цілому розглянуту проблематику ЕІД металевих матеріалів можна розділити на два шляхи – застосування більш тривалих імпульсів з високою енергією (1 Дж – 1 кДж) або більш коротких імпульсів з енергією до частки джоуля. Основною проблемою зі введенням значної кількості енергії у локальні зони є псування ерозійних часток через їх агломерацію. По-перше, локальний перегрів контактних мікровиступів спричиняє тепловий пробій та ініціює вибухову хвилю, що по собі є неконтрольованим процесом. По-друге, реакція плазموутворення має стохастичний характер, а кількість плазмових каналів і співвідношення енергії між ними у ОБШМГ розподіляються випадково, тому існує вірогідність введення значної кількості енергії тільки в окрему локальну зону плазмоутворення, замість її рівномірного розподілення по всьому об'єму середовища. З іншого боку, при застосуванні малих енергій плазмові канали тривають менше часу, мають менший діаметр та відповідно зону розігріву та дозволяють проводити так би мовити «точкове розпилення» поверхні матеріалу, що відповідно покращує дисперсійний розподіл та впорядкованість структуроутворення ерозійних частинок. Але головна проблематика у цьому діапазоні енергій полягає у тому, що генератори коротких імпульсів працюють переважно за механізмом електричного пробою проміжку та вкрай чутливі до утворення у середовищі провідних мостиків, тому що для їх руйнування потрібно ввести значно більшу енергію для реалізації механізму теплового пробою. За умови стохастичного характеру зміни опору ЕІН, кількість введеної енергії у плазмові канали від імпульсу до імпульсу може суттєво змінюватися й залежить від багатьох факторів як умов попередньої іонізації контактних проміжків, напруженості поля між ними, шорсткості поверхонь, щільності струму між мікровиступами та інше. Водночас для оцінки ефективності процесу ЕІД достатньо спиратися на середнє значення введеної енергії у плазмові канали за певний проміжок часу, яка безпосередньо впливає на сумарну масу еродованого металу, що виноситься з контактних лока-

льних зон між гранулами як результат підводу теплоти розтоплення або випаровування. Таким чином, пошук умов підвищення саме корисної потужності від генератора імпульсів, що йде на розігрів локальних зон та утворення еродованих частинок металу у напрямку покращення показнику енергоефективності ЕІД гетерогенного струмопровідного гранульованого середовища залишається актуальним завданням.

Мета роботи – дослідження енергоефективності процесу електроіскрового диспергування гетерогенних струмопровідних гранульованих середовищ у реакційній камері з циліндричною системою електродів за умови її живлення від транзисторного генератора імпульсів.

Особливості пропонованої системи ЕІД. На відміну від існуючих реакторів ЕІД, які мають прямокутну форму та однакові з плоскою формою електродів у вигляді пластин, розташованих на відстані в середньому 40–50 мм, то в цій роботі пропонується проводити обробку в реакційній камері з циліндричною системою електродів. Відстань між електродами виставлялась дещо зменшеною у межах 20–35 мм для збільшення енерговкладу у контактні зони між поверхнями гранул. Кутова симетрія радіальної напруженості електричного поля циліндричної системи електродів на відміну від плоскої системи, де напруженість поля найбільша по краях електродів, дозволяє застосовувати менші технологічні проміжки за умови дотримання рівномірного розподілення плазових каналів по об'єму реакційної камери. Також до конструкції реакційної камери входить механічний перемішувач, який представляє собою диск з вертикально закріпленими стрижнями на певній відстані відносно його осі обертання, що своїми краями занурюються у ОБШМГ та практично притуляються до низу камери. Диск зі стрижнями кріпиться на валу редукторного механізму та за допомогою крокового двигуна приводиться його у рух. У свою чергу стрижні своїми краями торкаються прилеглих гранул та примушують їх перемішуватися, надаючи їм поступальні та обертальні рухи.

У якості джерела живлення реакційної камери застосовується двоконтурна схема транзисторного генератора імпульсів (ТГІ) (рис. 1), що містить зарядний C_0 - VT_0 - VD_0 - L_0 - C_1 та розрядний C_1 - VT_1 - VD_2 - L_1 - R контури. Цей перетворювач по своїй структурі подібний до двоконтурних тиристорних пристроїв [6, 18], що використовують ланки перезаряду робочого конденсатора, але з тою особливістю нижче зазначеного схемного рішення, що функцію обмежувача струму цієї ланки виконує зарядний дросель L_0 . Швидкодіючі діоди, що стоять послідовно з транзисторами, запобігають відпиранню зворотних інтегрованих діодів та обмежують електричні коливання у кожному контурі до одного півперіоду струму. Випрямлена напруга на вході перетворювача задається від 400 до 500 В та контролюється лабораторним автотрансформатором. За рахунок резонансної зарядки робочого конденсатора C_1 напруга на ньому може підійматися до 800 В.

На відміну від існуючої загальноприйнятої практики живлення реакційних камер ЕІД із застосуванням конденсаторів з номіналом, що найменше 25 мкФ та енергією від 2 Дж і більше, у поставлених експериментах діапазон енергій, яким оперує генератор, не перевищував 1/3 Дж. Параметри розрядного контуру

вибирались такими, щоб його характеристичний опір становив 4 Ом.

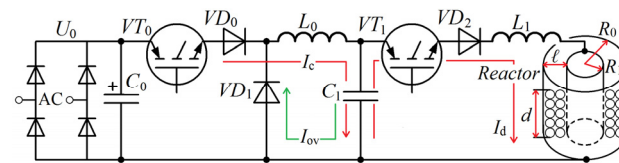


Рис. 1. Принципова схема ТГІ з навантаженням у вигляді реакційної камери з циліндричною системою електродів

Важливою функцією зворотного діода VD_1 , що розміщено паралельно робочому конденсатору C_1 є запобігання неконтрольованого наростання напруги на ньому через його резонансний заряд при ненульових початкових умовах, викликаних неузгодженістю розрядного контуру у зв'язку зі стохастичним характером еквівалентного опору ЕІН. Попри те, що зарядна напруга на C_1 у процесі ЕІД у певному енергетичному діапазоні коливань генератора може мати модуляційну складову, однак при цьому таке рішення дозволяє генератору надійно працювати від режиму неробочого ходу до режиму короткого замикання. Наприклад, характерною ознакою режиму короткого замикання є стаціонарність його коливань, протягом якого заряд ємності C_1 відбувається за умови незмінної додатної залишкової напруги на ньому. Поява від'ємної залишкової напруги на C_1 свідчить про те, що еквівалентний опір навантаження нижче за характеристичний опір розрядного контуру. Така ситуація може виникати як при утворенні струмопровідних мостиків, так і плазових каналів. Однак кожного разу, коли на C_1 з'являється від'ємна напруга, то вмикається діод VD_1 , що викликає збудження зворотного коливання та повертає напругу на C_1 до полярності вхідного джерела постійного струму. На рис. 2 представлені такти заряду, розряду та перезаряду C_1 .

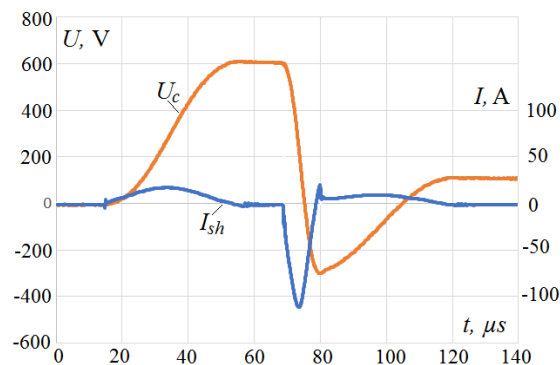


Рис. 2. Синхронні осцилограми струму та напруги робочого конденсатора C_1 у процесі ЕІД

За допомогою цифрової системи керування часові інтервали комутації кожного з транзисторів можуть виставлятися довільно. Проте, на відміну від VT_1 , комутацію запирання VT_2 можливо проводити тільки за умови досягнення розрядного струму точки нульового значення. Зворотний швидкодіючий діод VD_1 відіграє також вторинну функцію, подібно як у схемі одноконтурного понижуючого перетворювача напруги, замикаючи на себе залишковий струм намагнічування зарядного дроселя L_0 .

У процесі ЕІД плазові канали утворюються хаотично, через це вкладена енергія у кожному імпульсі

буде різною, на що вказує залишкова напруга на C_1 (рис. 3), яка має сходинкоподібний характер. Але такий режим коливань генератора більш виражений тільки на певній ділянці енергетичної кривої, де процеси передачі енергії у ЕІН мають розгалужений характер.

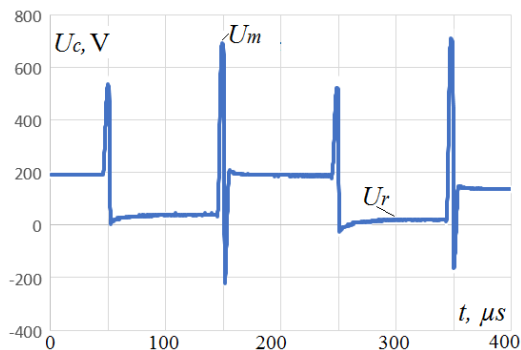


Рис. 3. Сходинкоподібна напруга робочого конденсатора C_1 у процесі ЕІД

Для виміру активної миттєвої потужності та споживаної енергії в установці використовується побутовий енергометр (модель ТМ55), який підключається між входом генератора та первинною мережею змінного струму. Експериментально встановлено, що для металевих гранул, які схильні до утворення провідних ланцюжків, таких як Ti , Cu , Fe , у результаті режиму умовно короткого замикання, потужність генератора приблизно в 2 рази менше (30 Вт), ніж для режиму, коли ініціюється реакція електроіскрової обробки з мінімальною моношаровою висотою металевих гранул. У такому випадку динаміка напруги та струму на ємності C_1 мають високу стаціонарну стабільність усталеного режиму коливань генератора. Так як електричний опір провідних мостиків набагато нижчий за характеристичний опір розрядного контуру, то лише частка енергії C_1 буде розсіюватися у ОБШМГ та на активних елементах контуру. Крім того, усталена напруга на C_1 між тактами перетворення енергії буде наближеною до напруги джерела живлення. В іншому випадку у разі завантаження у реакційну камеру гранул Al , що схильні до утворення оксидних плівок на їх поверхнях, у генераторі може спостерігатися режим, наближений до неробочого ходу. У цьому режимі коливань крива напруги на C_1 буде мати також стаціонарний характер, але відрізнятися наявністю тільки доданої амплітуди пульсацій та ще меншою споживаною потужністю. Крім того, незначна частина накопиченої енергії C_1 буде розсіюватися у середовищі через втрати на електроліз та електрохімічні реакції у рідині.

Однак, як помічено, що зрушення системи зі стану умовно спокою (режим неробочого ходу або короткого замикання) у бік запалювання реакції плазмоутворення та ініціювання процесу ЕІД можливо за рахунок попереднього механічного зміщення кожної металевої частки ОБШМГ. Тобто примусове руйнування провідних мостиків або оксидних плівок на контактних поверхнях між гранулами створює умови для попередньої іонізації середовища та утворення плазмових каналів. Для цього у конструкції камери, як зазначено вище, задіяний механізм примусового збурювання та активації середовища. Для уникнення ситуації блокування руху механічного перемішувача через взаємне зчеплення гранул між

собою їх форма вибиралась наближеною до квазісферичної. Крім того, було також помічено, що для гранул, які мають гладку поверхню та утворюють більш щільні контакти між собою, складно навіть їх переміщенням остаточно досягти межі запалювання реакції самопідхоплення механізму ЕІД. Проте, за рахунок безперервного перемішування середовища від механічного збурювача та підтримування реакції ЕІД транзисторним генератором імпульсів, гладка поверхня металевих гранул (Ti , Cu , Fe) поступово вкривається ерозійними лунками та стає більш шорсткою з утворенням більшої кількості мікровиступів. Це дає змогу через деякий час примусового перемішування середовища ініціювати реакцію самопідхоплення «безперервного» плазмоутворення електроіскрової обробки, після чого подальше перемішування гранул вже має опосередковану дію та може бути призупинено. У ході досліджень на прикладі з гранулами Al також було помічено, що потужність ТГП навіть зростала зі збільшення частоти обертання стрижневого механізму. Треба відмітити, що для переважної частини групи гранул додаткове збурення було доречним тільки на стадії активації їх поверхонь, тому що викликало деяку нестабільність та переривчастість запалювання плазмових каналів. Реалізація такого доповненого способу обробки також відмічається у літературі, але при застосуванні інших механізмів збурення середовища. Зокрема, у [19] відзначено, що просторовий коливальний рух гранул відносно їх статичного положення у результаті дії додаткового джерела механічних збурень (вібрація, ультразвук) примусово впливає на довжину плазмових каналів, стримує їх розвиток, лімітує підведену енергію до них, посилює їх міграцію по поверхні гранул, що у цілому підвищує дисперсність ерозійних частинок та енергоефективність обробки. Але, з іншого боку, застосування додаткового механізму та надмірного зворушення середовища може істотно погіршити загальну енергоефективність електроіскрової обробки.

Постановка експерименту. Для реалізації поставленої мети необхідно вирішити наступні завдання:

- вимірювання показників споживаної потужності електророзрядної установки від електромережі живлення в залежності від конструкційних параметрів реакційної камери та особливостей ОБШМГ при інших фіксованих параметрах ТГП (максимальна зарядна напруга та енергія робочого конденсатора, частота та тривалість імпульсів);
- оцінка взаємозв'язку показників потужності електроустановки з питомими енерговитратами процесу ЕІД металевих гранул з різним значенням їх міжконтактного активного опору (Al , Ti) у перерахунку на кВт·год/кг;
- аналіз електрофізичних процесів ЕІД для визначення ефективних режимів передачі енергії від ТГП у нелінійне ЕІН.

Для ясності викладення методики експерименту було визначено вхідні та вихідні дані, якими оперує електрофізична модель ТГП – ЕІН.

Фіксовані параметри ТГП та реакційної камери: напруга на вхідній електролітичній ємності $C_0 = 420$ В; максимальна зарядна напруга та ємність робочого конденсатора $C_1 = 750$ В та 1 мкФ; індуктивність розрядного контуру $L_0 = 14,6$ мкГн; частота перетворення генератора – 1 кГц; максимальна тривалість імпульсу стру-

му – 12 мкс; робоча рідина – вода з питомою електропровідністю 30–50 мкСм/см; діаметр внутрішнього електроду 30 мм; тривалість процесу ЕІД – 10 хв.

Регульовані параметри установки: технологічний проміжок між циліндричними електродами реакційної камери; маса гранульованого матеріалу до початку диспергування – m_i , г; висота та кількість елементарних шарів ОБШМГ – h_i , мм, N_{sh} ; діаметр зовнішнього електроду; середній діаметр гранули (квазісферичне наближення).

Вихідні параметри технологічного процесу після обробки: середня потужність споживаної енергії електророзрядної установки від електромережі живлення – P , Вт; залишкова маса гранульованого матеріалу після обробки – m_{ex} , г; маса диспергованого матеріалу – Δm , г; питомі затрати електроенергії на диспергування гранульованого матеріалу – Q , кВт·год/кг.

Концентрація гранул металів (Al , Ti) розраховувалась за допомогою мірного стакану з робочим об'ємом 50 мл з висотою 125 мм та діаметром 22 мм. Потім після перерахунку кількості гранул у насипному об'ємі визначались їх середня концентрація N_a на 1 см³ та після зважування – їх насипна щільність. Середній діаметр гранул отримано у наближенні їх квазісферичної форми та за умови їх кубічної моделі розташування у просторі ($d_{Al} = 2,4$ мм, $d_{Ti} = 3,5$ мм). Для розрахунку насипної кількості шарів у аксіальному напрямку по довжині реакційної камери з циліндричною системою електродів використовувалась формула:

$$N_d = \frac{\sqrt[3]{N_a \cdot V_t}}{\pi \cdot (R_0^2 - R_1^2)}, \quad (1)$$

де R_0 , R_1 – зовнішній та внутрішній радіуси електродів; V_t – насипний об'єм металевих гранул; $\sqrt[3]{N_a}$ – кількість гранул на одиницю довжини у довільному напрямку. Величина $V_t / \pi \cdot (R_0^2 - R_1^2)$ – це висота ОБШМГ у аксіальному напрямку по довжині реакційної камери.

Вимірювання показників середньої потужності ТГП у процесі електроіскрової обробки в залежності від об'єму кожного з матеріалів проводилось у діапазоні їхніх ваг від 50 до 300 г з кроком аналізування через кожні 20 г та тривалості обробки не більше 30 с, таким чином, щоб як найменше вплинути на попередній початковий стан ОБШМГ у процесі ЕІД.

Виходячи з отриманого сімейства залежностей середньої потужності перетворювача від насипного об'єму гранул та діаметру зовнішнього електроду – $d_0=72$ мм, $d_1=82$ мм, $d_2=98$ мм (рис. 4, а, б), як для алюмінієвого, так і для титанового завантаження, можна стверджувати, що спільною рисою усіх кривих є наявність виразних максимумів потужності, які проявляються приблизно на одній й тій же висоті ОБШМГ (за певної кількості шарів) для кожного випадку геометрії металевих гранульованого завантаження. У діапазоні лівої ділянки ОБШМГ експериментальні залежності також мають подібний поступовий характер зростання, наближений до лінійного. Разом з тим, зі збільшенням діаметру зовнішнього електроду кутовий коефіцієнт нахилу кожної кривої сімейства зменшується, а їх максимуми збільшуються, що особливо відчутно для титанової засипки. Крім того, відмінною рисою є електрофі-

зичні особливості поведінки титанових гранул на задній частині їх залежностей, де потужність стрімко спадає. Це пояснюється тим, що енергії імпульсу, на якій виконувалося дослідження (0,25 Дж) виявляється вже не достатньо на цій ділянці ОБШМГ (правіше від максимуму) для безперервного утримання реакції плазмоутворення і стабільного процесу електроіскрової обробки.

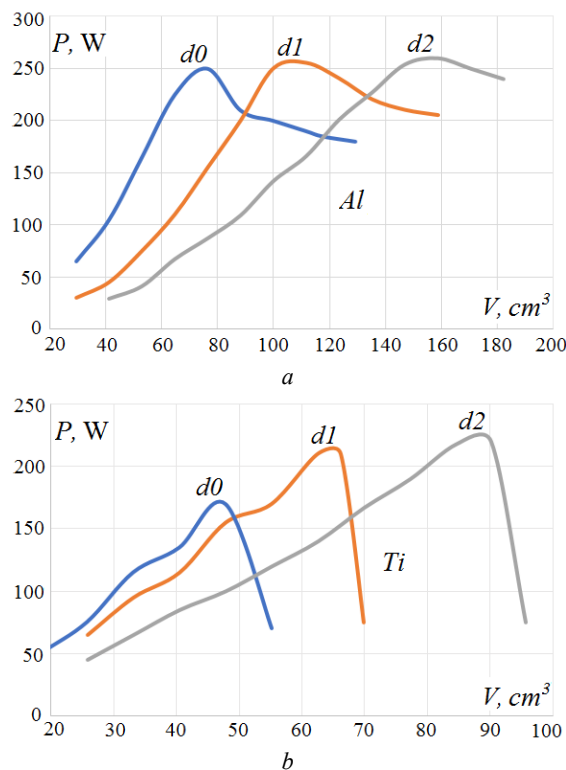


Рис. 4. Криві залежності потужності генератора від ОБШМГ реакційної камери для трьох значень діаметру зовнішнього електроду: а – гранули Al ; б – гранули Ti

Якщо в схемі генератора настає режим короткого замикання або наближений до нього, то у реакційній камері відбувається повне згасання розряду або реакція плазмоутворення йде лише поблизу центрального електроду-аноду, а потужність процесу все одно залишається низькою (30–50 Вт). Максимуми кривих для алюмінієвої засипки мають менш виражений характер зростання зі збільшенням діаметру зовнішнього електроду, а їх задні частини поступово спадають в залежності від ОБШМГ. Слід також відзначити, що усі максимуми потужності P_{max} , як для алюмінію так і для титану зароджуються приблизно при одній й тій же висоті насипного об'єму гранул, або відповідно до кількості їх шарів (1). Тому для Al : $h_{Al} = 22$ мм, $N_l = 8$ шарів, для Ti : $h_{Ti} = 13,5$ мм, $N_l = 5$ шарів. У той же час значення максимуму потужності має тенденцію зростання при збільшенні довжини МЕР, на якому розміщується певна кількість гранул в залежності від їхнього діаметру. Для середньої кількості гранул у радіальному напрямку по довжині МЕР (R_0-R_1) реакційної камери відповідно для вище зазначеної моделі їх пакування маємо вираз:

$$N_l = \sqrt[3]{N_a \cdot (R_0 - R_1)}. \quad (2)$$

Тому керуючись вище сказаним, можна припустити, що середня споживана потужність ТГП у процесі ЕІД металевих гранул є однозначною функцією, що зале-

жити певною мірою, як від початкової напруги на МЕП, енергії імпульсу та частоти їх проходження, так і від параметрів упакування ОБШМГ у реакційній камері – кількість елементарних шарів у насипному об'ємі металевих гранул та кількість гранул в одному їх шарі. Крім того поверхнева схильність гранул титану до утворення провідних мостиків у середовищі проявляється у стрімкому зниженні потужності ТПІ через настання режиму короткого замикання.

Наступним етапом роботи є визначення питомих затрат електроенергії у перерахунку на отримання 1 кг порошкової сировини. У цьому разі проводилось вже вимірювання накопиченого значення середньої потужності за більш тривалий проміжок ЕІД. Для *Al* гранул обробка проводилась із 72 мм діаметром зовнішнього електроду та фіксованими параметрами системи, що зазначено вище. Експериментальні та розрахункові дані по ЕІД гранул *Al* та *Ti* наведено у табл. 1, 2 відповідно. Електричні параметри ЕІД титанових гранул були обрані такі самі, як й для алюмінієвих гранул, але за винятком збільшеного діаметра зовнішнього електроду 82 мм.

Таблиця 1

Результати ЕІД алюмінієвих гранул

$m_{\text{ш}}, \text{г}$	$m_{\text{вс}}, \text{г}$	$\Delta m, \text{г}$	$V_{\text{ш}}, \text{см}^3$	$h_{\text{ш}}, \text{мм}$	$N_{\text{ш}}, \text{кіл.од.}$	$P, \text{Вт}$	$Q, \text{кВт}\cdot\text{год/кг}$
50	48,68	1,35	29,4	8,5	3,2	65	8,02
70	67,52	2,48	41,2	11,8	4,5	105	7,1
90	85,12	4,88	52,9	15,2	5,8	165	5,6
110	103,22	6,78	64,7	18,6	7,1	225	5,4
130	121,62	8,38	76,4	22	8,4	250	5
150	143,25	6,75	88,2	25,4	9,8	210	5,13
170	163,85	6,15	100	28,7	11	190	5,2

Таблиця 2

Результати ЕІД титанових гранул

$m_{\text{ш}}, \text{г}$	$m_{\text{вс}}, \text{г}$	$\Delta m, \text{г}$	$V_{\text{ш}}, \text{см}^3$	$h_{\text{ш}}, \text{мм}$	$N_{\text{ш}}, \text{кіл.од.}$	$P, \text{Вт}$	$Q, \text{кВт}\cdot\text{год/кг}$
70	69,32	0,68	25,7	5,5	2	65	15,9
90	88,78	1,22	33,1	7,1	2,7	95	13
110	108,14	1,86	40,5	8,7	3,4	130	11,8
130	127,6	2,4	47,8	10,3	4	155	10,7
150	147	3	55,2	11,9	4,6	170	9,5
170	166,15	3,85	62,5	13,5	5,2	210	9
190	175,5	4,5	66,2	14,3	5,5	230	8,5

Таким чином, отримані показники питомих витрат електроенергії у процесі ЕІД *Al-Ti* також корелюють з відповідними показниками їх середньої потужності. Для *Al* досягнуто нижчого значення енерговитрат диспергування ніж для *Ti* – 5 кВт·год/кг, але за умовою 20 Вт·ої переваги. Отримане значення Q корелює з показником, наданим у [20] – 5,45 кВт·год/кг. Проте, це значення Q досягнуто за дуже низькою продуктивністю електроіскрової обробки та потужності джерела живлення – упродовж 3 год обробки загальна маса *Al* гранул та електродів зменшилася лише на 1,8 г. Найменше значення показника Q для *Ti* – 8,5 кВт·год/кг було досягнуто тільки при збільшенні вхідної напруги живлення генератора до 450 В, що дозволило стабілізувати процес плазмотворення, та незважаючи на тенденцію на рис. 4,б підняти потужність обробки. З урахуванням визначеної маси еродованого матеріалу, що отримано на протязі часу його обробки та частоти проходження імпульсів генератора можна розрахувати долю частинок, що утворюються за один розрядний імпульс – $m_0 = \Delta m / (T \cdot f) = \Delta m / 6 \cdot 10^5$. Відповідно маємо: $m_{0Al} = 13,9$ мкг,

$m_{0Ti} = 7,5$ мкг. Далі, спираючись на термодинамічні рівняння [21] та відповідні теплофізичні коефіцієнти для *Al-Ti*, визначаються енергозатрати, які йдуть на топлення E_m та випаровування E_v цієї частки еродованого матеріалу. Тому для *Al*: $E_m = 13,5$ мДж, $E_v = 189$ мДж; *Ti*: $E_m = 9$ мДж, $E_v = 84$ мДж. Середня енергія імпульсу для *Al* – 250 мДж, для *Ti* – 210 мДж. Якщо припустити, що всі еродовані частинки проходять повністю стадію випаровування, тоді ефективність ЕІД по відношенню до енергії E_v становитиме: *Al* – $\eta = 76\%$, *Ti* – $\eta = 40\%$. Водночас енергія E_v для *Ti* у перерахунку на одну й ту ж саму масу матеріалу на 17 % нижче ніж для *Al*. Якщо звернутись до рис. 4,б, то потужність генератора має тенденцію зростання, проте не досягає порогу свого насичення через припинення реакції плазмотворення. Наприклад, при діаметрі зовнішнього електроду 98 мм падіння потужності генератора відбувається після 90 см³ об'єму, що заповнений металевими гранулами. Для цієї геометрії ОБШМГ, енергозатрати вдасться знизити вже до рівня 8,3 кВт·год/кг. Тому цей показник ще раз підтверджує ту реальність, за якою зі збільшенням кількості контактів між гранулами по довжині МЕП та зі збільшенням кількості шарів по висоті реакційної камери відбувається поступове зростання потужності генератора та зниження показника питомих енергозатрат ЕІД до настання порогу його насичення.

Важливою стороною дослідження є все ж таки пояснення поведінки отриманих експериментальних залежностей середньої потужності на кожній ділянці ОБШМГ. Тому для вирішення цього питання проведено вимірювання вольт-амперних характеристик як на електродах камери, так і на елементах ТПІ. Перетворення електричних коливань до рівня амплітуд сигналів безпечних для осцилографування виконано за допомогою дільника напруги змішаного типу з коефіцієнтом передачі 1:46,5 та коаксіального шунта струму з активним опором 1,55 мОм. Обидва сигнали надходять через коаксіальні лінії на входи двоканального запам'ятовуючого осцилографу SDS1022. Оцифровані дані зберігалися у текстовому форматі та переносилися у Excel для математичних розрахунків. Кількість точок дискретизації, що дає осцилограф по кожному каналу, становить 10^4 з інтервалом 10 нс та амплітудним значенням у мілівольтах. Результати оцифрування перетворювались з урахуванням вертикального зсуву та коефіцієнту передачі по кожному сигналу. Після опрацювань багатьох синхронних пар осцилографічних даних було з'ясовано, що ефективність запалення плазмових каналів зростає з кожним доданим шаром металевих гранул реакційної камери. При початкових рівнях насипного об'єму спостерігається багато неефективних розрядів і від енергії робочого конденсатора відбирається лише незначна її частина. На цьому інтервалі ефективна частота розрядних імпульсів (ЕЧРІ) менша за частоту проходження імпульсів генератора. Відповідно до сходинкоподібної діаграми напруги на C_1 можна відокремити неефективні розряди від загальної їх кількості за певний проміжок часу, та за перепадами напруги від зарядної до залишкової на кожному такті комутації силових ключів розрахувати середню енергію та потужність перетворення. Для збереження точності оцифрування сигналу максимальна ширина вікна для

запам'ятовування даних на розгортці часу 1 мс/под. становила 20 мс. З точки зору більш коректного наближення до середніх значень потужності оброблялось по 5 діаграм напруги з загальним часом у 100 мс. Тому, відповідно до викладеного алгоритму, середню енергію ефективних розрядів (СЕЕР) можна розрахувати як:

$$E_a = \frac{\sum_{i=0}^{N_{sp}} E_i}{N_{sp}} = \frac{C}{2} \cdot \frac{\sum_{i=0}^{N_{sp}} (U_c^2 - U_r^2)_i}{N_{sp}}, \quad E_i \geq E_{th}, \quad (3)$$

де U_c , U_r – зарядна та залишкова напруги на C_1 ; C – ємність конденсатора C_1 , N_{sp} – кількість ефективних розрядів за вимірювальний проміжок часу; E_i – енергія ефективного розряду; E_{th} – мінімальний поріг енергії розрядного струму.

Вимірювання були проведені зі збереженням тієї ж самої геометрії електродів, як у попередньому експерименті. Відмітною особливістю отриманої кривої залежності ЕЧРІ для Al гранул (рис. 5,а) є наявність ділянки її насичення (75–100 cm^3), де частота ефективних розрядів збігається з частотою перетворення генератора 1 кГц. Середня енергія ефективних розрядів на цій ділянці об'ємів після досягнення свого максимуму (0,22 Дж) так само, як і середня потужність, поступово спадає. У випадку з гранулами Ti крива ЕЧРІ (рис. 5,б) відповідає частоті генератора тільки при його потраплянні у режим короткого замикання, а максимальне значення СЕЕР досягається на рівні 60 cm^3 ОБШМГ.

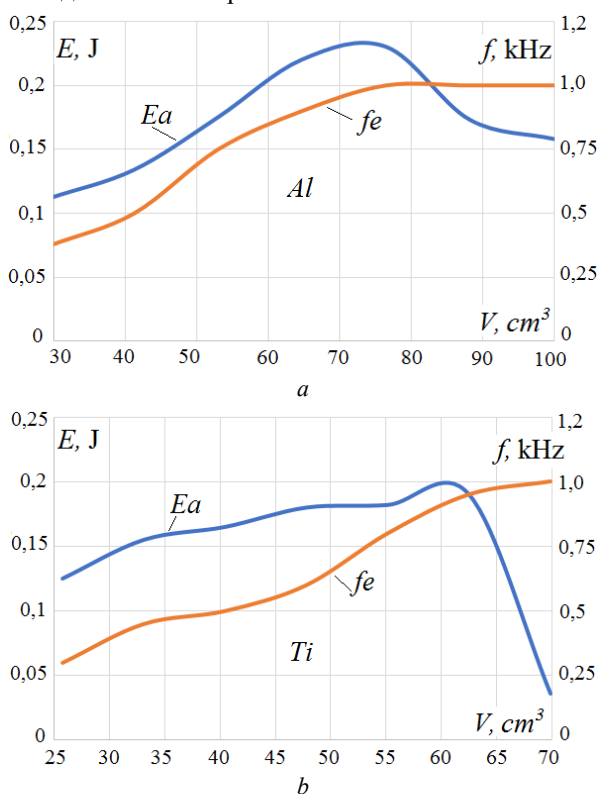


Рис. 5. Криві залежності середньої енергії та ефективної частоти розрядних імпульсів від ОБШМГ реакційної камери: а – алюмінієві гранули; б – титанові гранули

Стационарні електричні коливання у ТГІ на ділянці насичення кривої ЕЧРІ для Al на відміну від Ti відзначаються більшою стабільністю та меншим значенням зворотних переколювань. Тому за умови стабільності частоти розрядних імпульсів та їх амплітуди можна

зняти вольт-амперні характеристики у декількох точках ділянки насичення ЕЧРІ та виконати розрахунок миттєвої потужності та динаміки опору на навантаженні.

Еквівалентне значення опору R_{eq} ОБШМГ за час тривалості імпульсу зазвичай розраховується за формулою [6], але наближення до інтегральних виразів виконано за допомогою апроксимації по методу трапецій:

$$R_{eq} = \frac{\sum_{k=0}^n (u_k \cdot i_k + u_{k+1} \cdot i_{k+1})}{\sum_{k=0}^n (i_k^2 + i_{k+1}^2)}, \quad (4)$$

де u_k , i_k – миттєві значення струму та напруги у розрядному контурі на k -му кроці інтегрування.

Характеристики миттєвої потужності, що виділені на ЕІН, розраховані на основі отриманих пар синхронних осцилограм струму та напруги у 3-х точках ділянки насичення ефективної частоти розрядів (рис. 6).

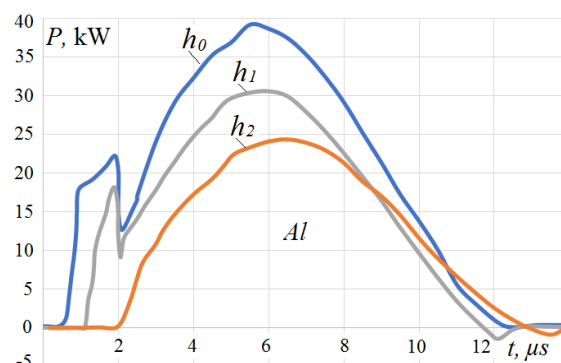


Рис. 6. Характеристики миттєвої потужності для 3-х рівнів висоти алюмінієвого ОБШМГ

Синхронізація усіх характеристик проводилась по першому швидко спадаючому фронту імпульсу напруги на МЕП, що відповідає моменту часу стадії остаточного електричного пробоя середовища та початку розвинення іскрового розряду з подальшою передачею основної долі енергії від ємнісного накопичувача енергії до навантаження. Як помітно з характеристик для рівнів засипки $h_0 = 22$ мм, $h_1 = 25$ мм, їхньою головною особливістю є наявність значного сплеску потужності до моменту розвинення плазмового каналу. Стрибок потужності головним чином пов'язаний з протіканням струму омичних контактів у локальних зонах між гранулами, розвиненням іонізаційних лавин та поляризацією робочої рідини у міжгранульних об'ємах. Треба зазначити, що остаточне значення напруги, яке встановлюється на МЕП після повного відпирання транзисторного ключа, буде передусім визначатися струмом омичних контактів навантаження та реактивними параметрами розрядного контуру. Протікання струму омичних контактів викликає падіння напруги на індуктивності дроселя L_1 , що відповідно зменшує максимальну амплітуду прикладеної напруги до МЕП, значення якої в свою чергу впливає на погодженість введення енергії у ЕІН. Як з'ясовано на основі аналізу багатьох синхронних пар вольт-амперних даних, напруга на МЕП ще деякий час тримається та залишається практично постійною, при цьому утворюється «плато» напруги до початку розвинення плазмового розряду. В свою чергу, від значення струму омичних контактів, що розігріває контактуючі поверхні гранул, буде залежати інтенсивність розмно-

ження електронних лавин та подальший розвиток плазмових каналів.

Зростання струму омичних контактів від висоти шару пояснюється збільшенням площі поверхні дотику гранул з електродами реакційної камери. Але в деякий момент при висоті ОБШМГ $h_2 = 29$ мм струм омичних контактів стає досить істотним та зливається зі струмом іскрового розряду, у той же час «плато» напруги – іонізаційна полка напруги повністю зникає, що погіршує розвиток плазмових каналів. Тому вигідно, як раз виконати витримку процесу іонізації, коли плато напруги на МЕР тримається ще деякий час, у середньому декілька мікросекунд, що важливо для збільшення кількості плазмових каналів та ефективності їх росту. Струм омичних контактів у цьому сенсі розігрівач контактуючи шари гранул та стимулює термоелектронну емісію з їх поверхонь, що в свою чергу впливає на струм іонізації, який є тригером – первинним джерелом для формування плазмових каналів. З іншої сторони достатня різниця потенціалів між нагрітими поверхнями гранул створить умови для ефективного розмноження електронних лавин та утворення плазмових каналів.

Для розглянутого сімейства кривих миттєвої потужності за проміжок тривалості розрядів (12 мкс), розраховується енергія, що розсіюється у ЕІН. Знову ж таки, якщо інтеграл потужності за часом апроксимувати за методом трапецій, то можна отримати вираз:

$$E_a = 0,5 \cdot \sum_{k=0}^n (U_k \cdot i_k + U_{k+1} \cdot i_{k+1}) \cdot \Delta t, \quad (5)$$

де Δt – крок часу інтегрування, $\Delta t = 10$ нс.

Звідки маємо, що енергія для кривої h_0 дорівнює 240 мДж, h_1 – 190 мДж, h_2 – 160 мДж. Ці результати також корелюють зі значеннями, отриманими за (3) для кривої потужності генератора на рис. 4,а.

Щодо динаміки опору навантаження за часом (рис. 7), то кожна крива має своє початкове значення опору. Проте відмінною особливістю кривої h_2 є наявність нульового значення опору та його миттєвий стрибок за короткий проміжок часу з нульової відмітки до початкового значення R_0 .

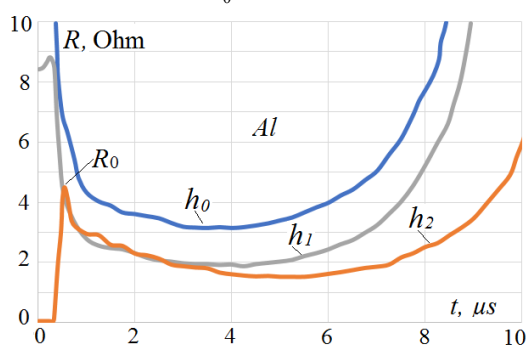


Рис. 7. Динаміка опору електроіскрового навантаження

На рівні висоти шару принаймні у 30 мм присутність струму зміщення міжгранульних об'ємів робочої ріднини стає суттєво помітною, що спричиняє появу реактивної складової у динаміці опору навантаження. Далі використовуючи (4) для усіх 3-х кривих h_0 – h_2 маємо наступні значення еквівалентного опору навантаження: h_0 – 3,95 Ом, h_1 – 2,41 Ом, h_2 – 1,84 Ом. Якщо характеристичний опір контуру C_1 – VT_1 – VD_2 – L_1 становить 4 Ом, то безумовно можна стверджувати, що осно-

вною причиною зниження СЕЕР зі зростанням ОБШМГ на ділянці насичення ЕЧРІ є зниження його еквівалентного опору. Через це перехідний процес у цьому контурі стає більш коливальним та розгалуженим [7].

У той же час значення R_{eq} корелюють з початковими значеннями опору на момент пробією МЕР, які теж мають тенденцію зниження – $R_0(h_0) = 25$ Ом, $R_0(h_1) = 8,5$ Ом, $R_0(h_2) = 4,5$ Ом. Отриманий взаємозв'язок між висотою ОБШМГ та початковим опором ЕІН може бути також доповненням до параметричної моделі електроіскрового навантаження [4], де встановлена залежність цього опору від початкової прикладеної напруги до МЕР.

Іншою цікавою обставиною є те що присутність струму омичних контактів при комутації розрядного контуру тиристорним ключем важко помітити через його інерційні особливості – процес розігрівання міжгранульних проміжків та формування плазмових каналів зливаються у часі. Крім того, низьке значення індуктивності контуру тільки сприяє стрімкому розвиненню плазмового розряду та в принципі унеможливорює розпізнавання цього явища. Як раз у роботі [17] надаються тільки приблизні інтервали існування кожного струму, тому що вольт-амперні характеристики на МЕР є подібні гладкій кривій потужності імпульсу у точці відчутного падіння контактного опору ЕІН, що зображено на рис. 6 (крива h_2). У цьому сенсі перевагою саме транзисторного комутатора є можливість швидкого прикладання напруги до МЕР та одразу відокремлення декількох стадій розвинення іскрового розряду у об'ємі металевго завантаження реакційної камери.

Висновки.

1. Запропонована модель електророзрядної установи – ТГІ з максимальною напругою імпульсів до 800 В та енергією до 0,3 Дж у поєднанні з реакційною камерою з циліндричною системою електродів підтверджує свою ефективність для задач ЕІД гетерогенних струмопровідних гранульованих середовищ з різною мірою активності міжконтактного опору.

2. Встановлено, що середня споживана потужність ТГІ при роботі на ЕІН за умови фіксованої вхідної напруги живлення та частоти проходження імпульсів виявляється залежною від геометричних розмірів металевго завантаження у реакційній камері – кількості його шарів та кількості гранул по довжині МЕР у одному шарі. Крім того, на характер потужності ТГІ після досягнення свого максимуму на ділянці насичення ефективної частоти розрядних імпульсів впливають електрофізичні особливості поведінки міжконтактного опору гранул та їх схильності до утворення у середовищі ланцюжків наскрізної провідності.

3. Питомі енергозатрати Q у процесі ЕІД алюмінієвих гранул (5 кВт·год/кг) виявились нижче ніж для титанових (8,3 кВт·год/кг), водночас отримана крива потужності для титанового завантаження характеризується відсутністю ділянки її насичення через настання у ТГІ режиму короткого замикання. У разі збільшення зовнішнього діаметру реакційної камери та відповідно міжконтактних проміжків по довжині МЕР за умов певної кількості шарів ОБШМГ максимум потужності також зростає, що відповідно корелює з показником Q у бік його зниження.

4. З'ясовано, що ефективна частота розрядних імпульсів ЕІД залежить від струму омичних контактів, без-

посереднє протікання якого до початку основного розряду спричиняє розігрівання контактних поверхонь гранул, що впливає на іонізаційні процеси розвитку електронних лавин та формування плазмових каналів.

5. Встановлено, що основною причиною зниження середньої потужності зі зростанням насипного об'єму металевих гранул на ділянці насичення кривої ефективної частоти розрядних імпульсів, є зниження його як початкового, так і еквівалентного опору, що викликано збільшенням площі поверхні дотику гранул з електродами реакційної камери, тому перехідний процес у розрядному контурі стає більш розгалуженим.

Конфлікт інтересів. Автор заявляє про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Monastyrsky G. Nanoparticles formation mechanisms through the spark erosion of alloys in cryogenic liquids. *Nanoscale Research Letters*, 2015, vol. 10, no. 1, art. no. 503. doi: <https://doi.org/10.1186/s11671-015-1212-9>.
2. Jin C.H., Si P.Z., Xiao X.F., Feng H., Wu Q., Ge H.L., Zhong M. Structure and magnetic properties of Cr/Cr₂O₃/CrO₂ microspheres prepared by spark erosion and oxidation under high pressure of oxygen. *Materials Letters*, 2013, vol. 92, pp. 213-215. doi: <https://doi.org/10.1016/j.matlet.2012.10.126>.
3. Vinnychenko D.V., Nazarova N.S., Adamchuk Y.O., Vinnychenko I.L., Vyshnevskiy O.A. Synthesis of Tungsten Carbides Submicron Powders by High-Frequency Electrospark Treatment Method. *Springer Proceedings in Physics*, 2024, vol. 312 SPPHY, pp. 385-395. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-67527-0_27.
4. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П. Фізичні передумови побудови математичних моделей електричного опору плазморозрядних навантажень. *Технічна електродинаміка*, 2017, № 2, С. 5-12. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.005>.
5. Шидловська Н.А., Захарченко С.М. Дискретна нелінійно-імовірнісна модель еквівалентного електричного опору шару металевих гранул. *Технічна електродинаміка*, 2021, № 2, С. 3-12. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.003>.
6. Щерб А.А., Супруновська Н.І. Циклічні перехідні процеси в ланцюгах електророзрядних установок з урахуванням впливу швидкості наростання розрядних струмів та паузи між ними на опір навантаження. *Технічна електродинаміка*, 2018, № 2, С. 3-10. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.02.003>.
7. Щерб А.А., Супруновська Н.І., Івашченко Д.С. Моделювання нелінійного опору електроіскрового навантаження для синтезу кола розряду конденсатора за часовими параметрами. *Технічна електродинаміка*, 2014, № 3, С. 12-18.
8. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Zakharchenko M.F., Kulida M.A., Zakusilo S.A., Yakovenko R.A. Distribution of volumes of plasma channels components between metal granules in working liquids. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 1, pp. 73-85. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.1.10>.
9. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Zakharchenko M.F., Kulida M.A., Zakusilo S.A. Spectral and optic-metric methods of monitoring parameters of plasma channels caused by discharge currents between metals granules in working liquids. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 6, pp. 72-83. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.6.10>.
10. Petrov O., Petrichenko S., Yushchishina A., Mitryasova O., Pohrebennyk V. Electrospark Method in Galvanic Wastewater Treatment for Heavy Metal Removal. *Applied Sciences*, 2020, vol. 10, no. 15, art. no. 5148. doi: <https://doi.org/10.3390/app10155148>.
11. Khrysto O.I. Current-voltage characteristics of single-stage semiconductor magnetic pulse generators with a distinctive structure of the conversion link in the input circuit. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 41-47. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.07>.
12. Syzonenko O.M., Tashev P., Torpakov A.S., Lypian Ye.V., Prystash M.S., Kandeve M., Dyakova V. Influence of the High-Voltage Discharge Treatment of Powders on the Properties of Metal Matrix Composites of the Ti-TiC System. *Materials Science*, 2022, vol. 58, pp. 165-174. doi: <https://doi.org/10.1007/s11003-022-00645-3>.
13. Khrysto O. Energy transfer processes in high-voltage circuits based on magnetic pulse compression. *Acta Electrotechnica et Informatica*, 2020, vol. 20, no. 3, pp. 3-10. doi: <https://doi.org/10.15546/aei-2020-0013>.
14. Khrysto O.I. Energy characteristics for nanosecond current interrupter of semiconductor-magnetic pulse generator's terminal stage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 59-65. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.09>.
15. Petrichenko S., Malyushevskaya A., Ivanov A., Mitryasova O., Salamon I. Improving the Efficiency of Water Purification from Heavy Metals using the Electric Spark Method. *Journal of Ecological Engineering*, 2024, vol. 25, no. 8, pp. 1-9. doi: <https://doi.org/10.12911/22998993/189230>.
16. Zakharchenko S.N., Kondratenko I.P., Perekos A.E., Zalutsky V.P., Kozyrsky V.V., Lopatko K.G. Influence of discharge pulses duration in a layer of iron granules on the size and structurally-phase conditions of its electroerosion particles. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2012, vol. 6, no. 5 (60), pp. 66-72. (Rus).
17. Захарченко С.Н. Моделирование зависимости электрического сопротивления гранулированных токопроводящих сред от протекающего в них импульсного тока. *Технічна електродинаміка*, 2012, № 5, С. 17-27. (Rus).
18. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A. Features of the formation of multi-channel pulse currents and fast-migrating electric sparks in the layer of current-conducting granules of electric-discharge installations. *Технічна Електродинаміка*, 2022, no. 2, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.003>.
19. Liu Y., Zhu K., Li X., Lin F., Li Y. Analysis of multi-scale Ni particles generated by ultrasonic aided electrical discharge erosion in pure water. *Advanced Powder Technology*, 2018, vol. 29, no. 4, pp. 863-873. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apt.2018.01.003>.
20. Захарченко С.М., Шидловська Н.А., Перекос А.О., Захарченко М.Ф. Енергоефективність електрофізичних методів диспергування та електрохімічного розчинення ряду металів. *Металофізика та новітні технології*, 2021, Т. 43, № 4, С. 465-487. doi: <https://doi.org/10.15407/mfint.43.04.0465>.
21. Gulbinowicz Z., Goroch O., Skoczylas P. Mathematical Modeling of Material Erosion During the Electrical Discharge. *Advances in Science and Technology Research Journal*, 2020, vol. 14, no. 2, pp. 27-33. doi: <https://doi.org/10.12913/22998624/114959>.

REFERENCES

1. Monastyrsky G. Nanoparticles formation mechanisms through the spark erosion of alloys in cryogenic liquids. *Nanoscale Research Letters*, 2015, vol. 10, no. 1, art. no. 503. doi: <https://doi.org/10.1186/s11671-015-1212-9>.
2. Jin C.H., Si P.Z., Xiao X.F., Feng H., Wu Q., Ge H.L., Zhong M. Structure and magnetic properties of Cr/Cr₂O₃/CrO₂ microspheres prepared by spark erosion and oxidation under high pressure of oxygen. *Materials Letters*, 2013, vol. 92, pp. 213-215. doi: <https://doi.org/10.1016/j.matlet.2012.10.126>.
3. Vinnychenko D.V., Nazarova N.S., Adamchuk Y.O., Vinnychenko I.L., Vyshnevskiy O.A. Synthesis of Tungsten Carbides Submicron Powders by High-Frequency Electrospark Treatment Method. *Springer Proceedings in Physics*, 2024, vol. 312 SPPHY, pp. 385-395. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-031-67527-0_27.
4. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskiy O.P. Physical prerequisites of construction of mathematical models of electric resistance of plasma-erosive loads. *Technical Electrodynamics*, 2017, no. 2, pp. 5-12. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.005>.
5. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M. Discrete nonlinear-probabilistic model of the equivalent electrical resistance of a layer of metal granules. *Technical Electrodynamics*, 2021, no. 2, pp. 3-12. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.003>.
6. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Cyclic transients in the circuits of electric discharge installations taking into account the influence of magnitude and rate of discharge currents rise on resistance of electric spark load. *Technical Electrodynamics*, 2018, no. 2, pp. 3-10. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.02.003>.
7. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Ivashchenko D.S. Modeling of nonlinear resistance of electro-spark load for synthesis of discharge circuit of capacitor by time parameters. *Technical Electrodynamics*, 2014, no. 3, pp. 12-18. (Ukr).

8. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Zakharchenko M.F., Kulida M.A., Zakusilo S.A., Yakovenko R.A. Distribution of volumes of plasma channels components between metal granules in working liquids. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 1, pp. 73-85. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.1.10>.
9. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Zakharchenko M.F., Kulida M.A., Zakusilo S.A. Spectral and optic-metric methods of monitoring parameters of plasma channels caused by discharge currents between metals granules in working liquids. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2024, no. 6, pp. 72-83. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.6.10>.
10. Petrov O., Petrichenko S., Yushchishina A., Mitryasova O., Pohrebennyk V. Electrospark Method in Galvanic Wastewater Treatment for Heavy Metal Removal. *Applied Sciences*, 2020, vol. 10, no. 15, art. no. 5148. doi: <https://doi.org/10.3390/app10155148>.
11. Khrysto O.I. Current-voltage characteristics of single-stage semiconductor magnetic pulse generators with a distinctive structure of the conversion link in the input circuit. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 41-47. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.07>.
12. Syzonenko O.M., Tashev P., Torpakov A.S., Lypian Ye.V., Prystash M.S., Kandeva M., Dyakova V. Influence of the High-Voltage Discharge Treatment of Powders on the Properties of Metal Matrix Composites of the Ti-TiC System. *Materials Science*, 2022, vol. 58, pp. 165-174. doi: <https://doi.org/10.1007/s11003-022-00645-3>.
13. Khrysto O. Energy transfer processes in high-voltage circuits based on magnetic pulse compression. *Acta Electrotechnica et Informatica*, 2020, vol. 20, no. 3, pp. 3-10. doi: <https://doi.org/10.15546/aeci-2020-0013>.
14. Khrysto O.I. Energy characteristics for nanosecond current interrupter of semiconductor-magnetic pulse generator's terminal stage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 59-65. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.09>.
15. Petrichenko S., Malyshevskaya A., Ivanov A., Mitryasova O., Salamon I. Improving the Efficiency of Water Purification from Heavy Metals using the Electric Spark Method. *Journal of Ecological Engineering*, 2024, vol. 25, no. 8, pp. 1-9. doi: <https://doi.org/10.12911/22998993/189230>.
16. Zakharchenko S.N., Kondratenko I.P., Perekos A.E., Zalutsky V.P., Kozyrsky V.V., Lopatko K.G. Influence of discharge pulses duration in a layer of iron granules on the size and structurally-phase conditions of its electroerosion particles. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2012, vol. 6, no. 5 (60), pp. 66-72. (Rus).
17. Zakharchenko S.N. Modelling of dependence of electrical resistance of granulated current-carrying mediums from a pulse current proceeding in them. *Technical Electrodynamics*, 2012, no. 5, pp. 17-27. (Ukr).
18. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A. Features of the formation of multi-channel pulse currents and fast-migrating electric sparks in the layer of current-conducting granules of electric-discharge installations. *Tekhnichna Elektrodynamika*, 2022, no. 2, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.003>.
19. Liu Y., Zhu K., Li X., Lin F., Li Y. Analysis of multi-scale Ni particles generated by ultrasonic aided electrical discharge erosion in pure water. *Advanced Powder Technology*, 2018, vol. 29, no. 4, pp. 863-873. doi: <https://doi.org/10.1016/j.appt.2018.01.003>.
20. Zakharchenko S.M., Shydlovska N.A., Perekos A.O., Zakharchenko M.F. Power Efficiency of Electrophysical Methods of Dispersion and Electrochemical Dissolution of Several Metals. *Metalofizika i Noveishie Tekhnologii*, 2021, vol. 43, no. 4, pp. 465-487. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/mfint.43.04.0465>.
21. Gulbinowicz Z., Goroch O., Skoczylas P. Mathematical Modeling of Material Erosion During the Electrical Discharge. *Advances in Science and Technology Research Journal*, 2020, vol. 14, no. 2, pp. 27-33. doi: <https://doi.org/10.12913/22998624/114959>.

How to cite this article:

Khrysto O.I. Analysis of energy characteristics of a transistor pulse generator in the process of electric spark dispersion of current-conductive granular media. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 5, pp. 70-79. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.5.10>

Надійшла (Received) 24.03.2025
 Прийнята (Accepted) 01.06.2025
 Опублікована (Published) 02.09.2025

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

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

O.I. Khrysto¹, PhD, Senior Researcher,

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

Analysis of energy characteristics of a transistor pulse generator in the process of electric spark dispersion of current-conductive granular media.

Introduction. Studies of electrophysical and technological aspects of electric discharge in reaction chambers with granular metal loading to obtain its highly dispersed states have been conducted for many decades, however, the power sources of electric spark dispersion installations today remain mainly classical in terms of the method of generating current pulses on the electric spark load. The main **problem** of using powerful current pulse generators and reaction chambers with a plane-parallel electrode system is to imitate the principle of the thermo-explosive mechanism of developing an electrical breakdown of dense intergranular gaps, which leads to deterioration of the dispersion of the eroded material, and the use of smaller energy ranges (<1 J) in such installations is complicated by the electrophysical limitations of the existence of plasma channels and the loss of energy efficiency of the electric spark treatment process. **Goal.** Research on the energy efficiency of the electric spark dispersion process of heterogeneous conductive granular media in a reaction chamber with a cylindrical electrode system, provided that it is powered by a transistor pulse generator. **Results.** Specific energy consumption in the process of electric spark dispersion of aluminum and titanium granules was determined, which correlate with the average power consumption indicators of processing depending on their bulk volume within a certain configuration of the electrode system. **Scientific novelty.** The flow of current through ohmic contacts until the formation of the main discharge in the intergranular volumes of the reaction chamber causes a voltage drop across the inductance of the discharge circuit, which accordingly reduces the amplitude of the applied voltage to the interelectrode gap, due to which the maximum of the average power consumption characteristic of the transistor pulse generator, which occurs before the beginning of the saturation section of the effective frequency curve of the discharge pulses, corresponds to the most consistent mode of energy input into the electric spark load. The **practical value** of the considered model of the electric discharge installation proves the feasibility of its use for the tasks of electric spark treatment of conductive granular media. References 21, tables 2, figures 7.

Key words: energy characteristics, electric spark dispersion, transistor pulse generator, cylindrical electrode system, layer of metal granules, ohmic contact current.

С.Ю. Шевченко, Д.О. Данильченко, Р.О. Ганус, С.І. Дривецький, С.К. Березка, О.М. Гречко

Особливості проєктування високовольтних повітряних ліній електропередавання в підземному колекторі

Проблема. Захист високовольтних повітряних ліній електропередавання (ПЛ) від зовнішніх атмосферних та військових впливів, та зменшення їх небезпечного електромагнітного випромінювання можливо при їх виконанні у компактному вигляді і розміщенні у підземному колекторі. Але для забезпечення високої пропускної спроможності та надійної роботи таких компактних повітряних ПЛ необхідно удосконалення існуючих конструкцій їх струмопровідних елементів. **Метою** роботи є визначення перспективних конструктивних параметрів струмопроводів компактних високовольтних повітряних ліній електропередавання, які прокладені у підземному колекторі (ПЛПК). **Методика** розрахунку допустимих тривалих струмів ПЛПК заснована на запропонованій авторами аналітичній моделі опису процесів масотеплоперенесення в повітрі підземного колектору. **Наукова новизна.** Вперше обґрунтовано можливість ефективного використання ПЛ в умовах підземного колектору та визначено умови надійної передачі ними електроенергії з підвищеною пропускною спроможністю. Це досягнуто завдяки застосуванню прямокутних плоских вертикальних струмопровідних шин, які мають збільшену площу поверхні та забезпечують кращий конвекційний теплообмін порівняно з традиційним круглим проводом, а також за рахунок визначення допустимого тривалого струму для таких ПЛ при зменшеній температурі зовнішнього середовища (15 °C), що характерна для умов експлуатації в підземних колекторах і суттєво нижча за стандартну температуру (25 °C), прийнятну для ПЛ, розміщених на відкритому повітрі. **Практична значимість.** Використання запропонованої ПЛПК має забезпечити надійне передавання електричної енергії, достатню пропускну спроможність і підвищену захищеність від зовнішніх факторів при зменшенні електромагнітного впливу на оточуюче середовище (за рахунок істотного зменшення міжфазної відстані з 3–4 м до 0,3–0,6 м для ПЛ 110 кВ), і має переваги над відомими підземними електромережами (лініями електропередавання з елегазовою ізоляцією та кабельними лініями, що характеризуються підвищеною вартістю ізоляції). Бібл. 36, табл. 1, рис. 6.

Ключові слова: компактна високовольтна повітряна лінія електропередавання, підземний колектор, струмопровід із плоских шин, моделювання теплового режиму.

Вступ. Забезпечення надійного електропостачання споживачів є головним завданням електроенергетичної галузі. Для його виконання необхідно покращення техніко-економічних показників високовольтних електромереж. Найчастіше використовуються два основних типи електромереж для живлення споживачів електричною енергією: високовольтні повітряні лінії електропередавання (ПЛ) та високовольтні підземні кабельні лінії (КЛ). Проте під час експлуатації ПЛ і КЛ виникають проблеми із забезпеченням їх надійного функціонування. Це зумовлено впливом природних атмосферних факторів (ожеледь, сонячна радіація, сильні вітри і зливи, тощо), а також високою вразливістю цих ліній у разі ведення бойових дій із використанням сучасного артилерійського та ракетного озброєння.

Окрім того, потребує нагального вирішення проблема покращення електроживлення сучасних мегаполісів з щільною забудовою. Зростання навантаження у містах призводить до необхідності пошуку нових методів з організації їх енергопостачання.

Одним з ефективних методів підвищення надійності електроживлення міст і захищеності електромереж від негативних зовнішніх техногенних, природних і військових впливів, є розміщення електромереж у підземних залізобетонних тунелях (колекторах), що достатньо широко розповсюджено у світі. Так, в роботах [1–11] наведено приклади розробки пілотних проєктів зі спорудження підземних електромереж різних класів напруги з ізоляцією із повітря, зшитого поліетилену та елегазу.

В роботах [1, 2] розглянуті питання вибору ізоляції для підземних ліній та підстанцій різного конструктивного виконання, наведені приклади їх розрахунків. Робота [3] присвячена аналізу впливу на навколишнє середовище ПЛ та підземних КЛ. У ній показано, що підземні лінії мають суттєво меншу кількість параметрів зовнішнього впливу та набагато менше впливають на оточуюче середовище.

Роботи [12–14] присвячені порівнянню параметрів ПЛ та підземних КЛ із зшитого поліетилену. Показано, що КЛ є більш захищеними від зовнішніх факторів і мають компактну конструкцію, яка зменшує електромагнітний вплив на довкілля і не вимагає відчуження великих земельних ділянок. Однак при однаковій пропускній спроможності, КЛ в порівнянні з ПЛ мають у 2–10 рази більшу вартість за рахунок високої вартості високовольтної ізоляції із зшитого поліетилену [13, 14]. Також слід зазначити, що ремонтні роботи ПЛ та КЛ можуть відрізнятися по вартості у 5–10 разів.

Роботи [4, 5] містять матеріали щодо спорудження підземної лінії 500 кВ у Каліфорнії, що виконана кабелем постійного струму. Таке рішення обумовлено неможливістю використання КЛ змінного струму у необхідній довжині. Вибір підземної лінії обумовлено спротивом громади спорудженню наземної ПЛ.

У роботах [6, 7] наведено дані про реалізацію в китайському місті Ухань проєкту з будівництва повністю підземної підстанції 220 кВ. Наразі у відкритих джерелах детальна інформація щодо цього проєкту не наведена, однак те, що вона розташована в торговому центрі, накладає на її конструкцію додаткові вимоги.

Робота [8] присвячена розробці у 2013 р. Харківським проєктно-конструкторським інститутом «Тепло-електропроект – Союз» проєкту підземної підстанції 220 кВ з ізоляцією із елегазу.

У роботах [9, 10] розглянута можливість спорудження підземних електромереж, визначені переваги таких мереж, однак не наведено дані про їх конструктивні особливості.

Робота [11] присвячена аналізу використання в електромережах елегазової ізоляції. Наведені переваги та недоліки використання елегазу у якості ізоляційного середовища. Розглянуті лінії електропередавання із елегазовою ізоляцією (GIL – Gas Insulated transmission Line). Пряме заглиблення в землю системи GIL поєднує у собі переваги підземної прокладки кабелів з високою

пропускною спроможністю наземних ПЛ відповідної потужності. Показано, що GIL мають високу надійність, високу пропускну спроможність, та низький рівень магнітного поля. Такі лінії за своїм конструктивом подібні до так званих комплектних струмопроводів та мають всередині конструкції ізолятори, що обмежує радіуси повороту та значення припустимих струмів короткого замикання. Окрім того, корпуси GIL мають бути виконані герметичними, що суттєво ускладнює їх конструкцію. Також варто відмітити високу вартість та складність обслуговування такої лінії у порівнянні з ПЛ аналогічної потужності.

В роботах [15–18] показано, що величина шкідливого для людей і довкілля магнітного поля, що створюється ПЛ і КЛ, пропорційна міжфазній відстані їх струмопроводів. Тому величина їх магнітного поля істотно (на порядок) зменшується при компактному виконанні електромереж, які характеризуються міжфазною відстанню менш 1 м.

Основним параметром, що суттєво впливає на характеристики електромереж, є конструкція їх фазних струмопроводів, в тому числі їх матеріал та геометрія. На теперішній час вибір струмопроводів ПЛ і КЛ регламентований нормативними документами [19]. Слід зазначити, що їх рекомендації є різними для різних класів напруги. Так, для визначення перерізу та кількості проводів у фазі для ПЛ з номінальною напругою до 20 кВ, необхідно виконувати електричні розрахунки, а ті ж параметри для ліній з більшою напругою визначаються без будь яких технічних або економічних розрахунків у [19] у вигляді табл. 2.5.16. Це обумовлює необхідність пошуку інших підходів до вибору матеріалу і конструкції струмопроводів у порівнянні з традиційним підходом [20–23], і особливо, зважаючи на те, що у вказаних джерелах не розглянуті питання вибору параметрів струмопроводу для електромереж, розміщених у підземних колекторах.

В роботах [24–26] наведені приклади використання та вибору так званих високотемпературних проводів. У роботах [27, 28] наведені відомості та висвітлені переваги проводів з композитним осердям, які дозволяють підвищити механічні характеристики та збільшити довжину прольотів ПЛ. В [29, 30] описуються переваги використання проводів, виготовлених зі сплавів алюмінію, та наведені приклади їх використання для ПЛ.

Слід зауважити, що наведені вище переваги новітніх марок проводів не можуть бути визначальними для вибору конструктивного виконання струмопроводів ПЛ у підземному колекторі. Необхідно враховувати, що визначення конструкції струмопроводів для ПЛ, розміщеної у підземному колекторі, буде досить близьким до вибору конструкції фаз закритих розподільних пристроїв з повітряною ізоляцією відповідно до [19–23]. В цих джерелах наведено таблиці зі значеннями перерізів проводів і шин та їх максимально допустимі тривалі струми. Однак не вказано, за яких умов вони діють.

Розглянуті вище роботи, що присвячені створенню компактних підземних електромереж різних типів, та їх конструктивних елементів, не містять конкретних технічних параметрів виконаних або запропонованих проєктів.

На думку авторів статті, найбільший інтерес для практичного використання мають високовольтні компактні ПЛ з повітряною ізоляцією, що розміщуються у

підземному колекторі (ПЛПК). Але ПЛПК в порівнянні з наземними ПЛ, підземними КЛ і підземними лініями GIL на сьогодні досліджені недостатньо. Рациональні конструктивні параметри їх струмопроводів, що при обмеженій вартості дозволяють реалізувати збільшену пропускну спроможність при підвищеній захищеності від зовнішніх факторів і зменшенні електромагнітного впливу на оточуюче середовище, залишаються досі не визначеними.

Метою роботи є визначення перспективних конструктивних параметрів струмопроводів компактних високовольтних повітряних ліній електропередавання, які прокладені у підземному колекторі.

Проведений вище аналіз показує, що ПЛПК можуть бути розглянуті як перспективний засіб передачі електричної енергії за умов забезпечення їх конкурентних техніко-економічних характеристик. Так, ПЛПК має досить суттєві переваги над ПЛ, і в першу чергу тому, що в підземному колекторі не діють негативні природні фактори, що впливають на ПЛ, які розміщені просто неба. Тому ПЛПК можуть розглядатися як альтернатива КЛ і GIL, які мають більш складну конструкцію ізоляції струмопроводів і високу вартість.

Таким чином, вимоги до конструктивних елементів ПЛПК будуть дуже відмінні від відомих вимог до конструктивних елементів ПЛ. Цей факт підтверджує необхідність виконання досліджень з визначення раціональної конструкції елементів ПЛПК, і в першу чергу конструкції їх фазного струмопроводу.

Визначення конструкції фазного струмопроводу ПЛПК. Одним з основних конструктивних параметрів як ПЛ, так і ПЛПК, є переріз струмопроводу. Спираючись на однозначні рекомендації нормативних документів щодо перетину фази ПЛ з номінальною напругою 110 кВ, прийнятий перетин фази 240 мм², рекомендований у [19] для проводів типу АС. Для фазних струмопроводів ПЛПК з плоских шин (ПШ) перетин може бути обраний таким самим, як і для проводу типу АС. Однак, якщо розрахувати допустимий тривалий струм проводу ПЛ 110 кВ виходячи з її максимальної натуральної потужності 30 МВт, отримаємо значення струму у фазі біля 272 А. При збільшенні потужності на 25 % (стандартна практика використання ліній 110 кВ) – струм зросте приблизно до 340 А. Для таких значень струмів можна з [19] визначити перетини проводів АС 95 мм² та 150 мм² відповідно. Вибір таких перерізів проводів призведе до збільшення втрат активної потужності, однак зменшить капіталовкладення у лінію. Тому для визначення раціонального перерізу проводу необхідно провести техніко-економічне порівняння конструкції фази з урахуванням усіх факторів, що впливають на неї.

Однак умови використання проводів фаз для ПЛ просто неба та струмопроводів ПЛПК, як зазначено вище, досить сильно відрізняються. Нормативні документи рекомендують проводити вибір фазних проводів на базі допустимого тривалого струму. Для його визначення необхідно розрахувати коефіцієнт тепловіддачі, який істотно залежить від конструктивних особливостей струмопроводів фаз та температури повітря в підземному колекторі.

Виходячи зі значень струмів (0,3–2 кА), які необхідно забезпечити для ПЛПК, їх створення не вимагає

використання спеціальних складних конструкцій струмопроводів у вигляді коробів, труб, двутаврів або декількох шин прямокутного перерізу [19–23]. Тому авторами пропонується у якості фазного струмопроводу ПЛПК розглянути використання або звичайного для ПЛ проводу типу АС, або однієї прямокутної ПШ. При цьому виникає необхідність виконання теплових розрахунків прямокутних шин ПШ, які широко вживані на низькі та середні напруги. Ця необхідність зумовлена тим, що номенклатура шин [19–23] не відповідає умовам їх використання для ліній електропередавання. Для ПЛПК можуть бути раціональними зовсім інші типорозміри ПШ, які відповідають вимогам [19] з перерізу струмопроводів фаз для різних класів номінальної напруги.

При визначенні коефіцієнту тепловіддачі та допустимого тривалого струму струмопроводів фаз ПЛПК також необхідно враховувати специфічні умови їх експлуатації. Основною відмінністю від ПЛ є те, що для ПЛПК не потрібно враховувати силу та напрям вітру, а також сонячне випромінювання, які впливають на тепловий режим при заданій тривалій допустимій температурі струмопроводу 70 °С [19–23].

Ефективність охолодження струмопроводів ПЛПК оцінюється коефіцієнтом їх тепловіддачі [31], що визначає інтенсивність передавання теплоти від твердої поверхні до повітря в навколишньому середовищі. Для його розрахунку за умов ламінарності та природної конвекції може бути використано наступне співвідношення [32]:

$$Nu = C (Gr \cdot Pr)^n, \quad (1)$$

де Nu – критерій Нуссельта; Gr – критерій Грасгофа; Pr – критерій Прандтля; коефіцієнти C та n залежать від режиму вільного руху і умов омивання поверхні.

Критерій Нуссельта Nu [33] характеризує інтенсивність теплообміну в прикордонному шарі між газом і поверхнею тіла, що обтікається:

$$Nu = \alpha \cdot l / \lambda_p, \quad (2)$$

де l – характерний розмір, м; λ_p – коефіцієнт теплопровідності газу, Вт/(м·К).

Критерій Прандтля Pr [33] визначає фізичні властивості газу:

$$Pr = \mu \cdot C_p / \lambda_p = \nu_p / a, \quad (3)$$

де μ – динамічний коефіцієнт в'язкості, Н·с/м²; ν_p – кінематичний коефіцієнт в'язкості газу за даної температури середовища t_p , м²/с; a – коефіцієнт температурної стійкості газу при заданій температурі, м²/с; C_p – ізобарична масова теплоємність газу, кДж/(кг·К).

Критерій Грасгофа Gr характеризує співвідношення підйомних сил, що виникають в газу при нагріванні, і сил в'язкості [33]:

$$Gr = \frac{\beta \cdot g \cdot d^3 \cdot \Delta t}{\nu_p^2}, \quad (4)$$

де β – коефіцієнт об'ємного розширення газу, 1/К; g – прискорення під дією сили тяжіння, м/с²; Δt – різниця температур між поверхнею (стілкою) розміром d і газом, між якою здійснюється обмін теплом, °С або К.

Використаємо співвідношення (1–4) для розрахунку допустимого тривалого струму струмопроводу ПЛПК із круглого проводу типу АС.

Розрахунок допустимого тривалого струму ПЛПК із круглого проводу. Геометрія струмопроводу ПЛПК із круглого проводу наведена на рис. 1.

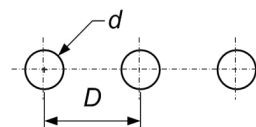


Рис. 1. До визначення коефіцієнта тепловіддачі круглого проводу ПЛПК

Для розрахунку обрано рекомендовану в [19] конструкцію фази 110 кВ з одним проводом типу АС перетином 240 мм², яка використовується для ПЛ.

Розрахунок виконано за наступних умов.

ПЛПК напругою 110 кВ розташовується у залізобетонному колекторі з мінімальним внутрішнім розміром 3×4 м, який знаходиться під землею на глибині не менш 4 м. При цьому розрахункова температура повітря у колекторі відповідно до [34] буде складати 14–16 °С. Тому розрахунок виконаємо для температури повітря $t_p = 15$ °С, а також для порівняння для температури $t_p = 25$ °С, яка відповідно до [19–23] є розрахунковою для наземних ПЛ.

Тривала допустима температура струмопроводу $t_{st} = 70$ °С, коефіцієнт теплопровідності $\lambda = 0,0287$ Вт/м·К; кінематичний коефіцієнт в'язкості $\nu_p = 17,46 \cdot 10^{-6}$ м²/с; критерій Прандтля для повітря $Pr = 0,698$; коефіцієнт об'ємного розширення повітря $\beta = 0,00343$ 1/К.

При розрахунку використані наступні параметри проводу фази: діаметр проводу АС 240/32 $d = 21,4$ мм; коефіцієнт випромінювання абсолютно чорного тіла $G_0 = 5,67 \cdot 10^{-8}$ Вт/м²; коефіцієнт чорноти тіла $E_b = 0,4$; активний опір проводу $r_0 = 0,1182$ мОм/м.

З урахуванням того, що провід типу АС виконано із пучка дротів меншого діаметру, використаний еквівалентний діаметр проводу, збільшений на коефіцієнт 1,33 [35]. Наявність стінок колектору в розрахунку не враховувалася.

Критерій Грасгофа Gr розрахований відповідно до (4). Враховуючи значення за критерієм Прандтля для повітря, критерій Нуссельта визначаємо як [33]:

$$Nu = 0,5 (Gr \cdot Pr)^{0,25}. \quad (5)$$

Коефіцієнт тепловіддачі від проводу розраховуємо за формулою:

$$\alpha = Nu \cdot \lambda / d. \quad (6)$$

Тепловий потік від проводу за рахунок конвекції з 1 м² дорівнює:

$$q = \alpha_2 \cdot (t_{st} - t_p). \quad (7)$$

Тепловиділення від проводу за рахунок конвекції з 1 м² поверхні проводу АС 240/32 [33] дорівнює:

$$Q_C = \alpha_1 (t_{st} - t_p) F, \quad (8)$$

де F – площа поверхні проводу.

Тепловиділення з 1 м² поверхні проводу АС 240/32 за рахунок випромінювання складає [33]:

$$Q_R = \varepsilon_0 C_0 \left((t_{st}/100)^4 - (t_p/100)^4 \right) \cdot F. \quad (9)$$

Сумарне тепловиділення в каналі дорівнює:

$$Q_p = Q_C + Q_R. \quad (10)$$

Тепловиділення від протікання струму I складає:

$$Q_e = I^2 R, \quad (11)$$

де R – електричний опір струмопроводу.

Допустиме значення сили струму, що протікає у проводі за умови $Q_e = Q$ дорівнює:

$$I = (Q_p / R)^{0,5}. \quad (12)$$

Результати розрахунку допустимого тривалого струму для проводу АС 240/32, що виконаний відповідно до (5–12) за (1–4), представлені на рис. 3 і дозволяють порівняти його з табличним, наведеним в [19]. Похибка розрахунку склала 2,6 % (табличне значення 505 А, розраховане значення 518,13 А). Це підтверджує коректність розробленої методики розрахунку і можливість її використання для визначення допустимих тривалих струмів струмопроводів, розміщених в підземному колекторі. При цьому умови роботи струмопроводів у колекторі є практично однаковими з умовами їх роботи у приміщенні.

Розрахунок допустимого тривалого струму струмопроводу ПЛПК із плоскої шини (ПШ). Пропонується виконувати фазний струмопровід ПЛПК у вигляді однієї шини ПШ прямокутного перерізу. Така конструкція фазного струмопроводу обрана враховуючи простоту її монтажу та експлуатації. При аналізі перетин ПШ приймаємо рівним перерізу проводу для АС 240 ПЛ 110 кВ, який рекомендується в [19]. Слід зазначити, що при рівному перерізі з проводом типу АС, ПШ на відміну від АС може мати різне конструктивне виконання.

Для розрахунку обрані варіанти ПШ з геометрією, що відповідає співвідношенню наступних розмірів h/d (рис. 2): 240/1, 120/2, 80/3, 60/4, 48/5, 24/10, 20/12, 12/20, 12/24, 5/48, 4/60, 3/80, 2/120, 1/240.

Розрахунок допустимого тривалого струму ПШ ґрунтується на співвідношеннях (1–4), які використані і для круглого проводу. Геометрія струмопроводу з ПШ наведена на рис. 2.

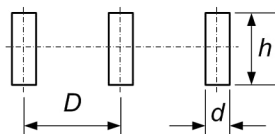


Рис. 2. До визначення коефіцієнта тепловіддачі струмопроводу ПЛПК з плоских шин

В ПШ процес тепловиділення відрізняється у зв'язку з наявністю виражених вертикальної та горизонтальної поверхонь ПШ, для яких, за наявності природної конвекції, умови тепловіддачі є іншими. Ця відмінність враховується різними коефіцієнтами у (1).

Співвідношення для визначення критерію Нуссельта для горизонтальної частини ПШ [32]:

$$Nu = 1,18 \cdot (Gr \cdot Pr)^{0,125}. \quad (13)$$

Для вертикальної частини ПШ [32]:

$$Nu = 0,75 \cdot (Gr \cdot Pr)^{0,25}. \quad (14)$$

Розрахунок коефіцієнта тепловіддачі за умови природної конвекції виконуємо відповідно до (6). Умови розрахунку аналогічні визначенням вище для круглого проводу типу АС.

Розрахуємо критерії подібності Прандтля та Грасгофа, які необхідні для визначення критерію Нуссельта за (3) та (4) відповідно. Критерій Нуссельта визначаємо для горизонтальної та вертикальної поверхні шини.

Коефіцієнт тепловіддачі ПШ від горизонтальної поверхні складає:

$$\alpha_1 = Nu \cdot \lambda / d, \quad (15)$$

де d – товщина прямокутної шини.

Коефіцієнт тепловіддачі від вертикальної поверхні складає:

$$\alpha_2 = Nu \cdot \lambda / h, \quad (16)$$

де h – висота прямокутної шини.

Площа горизонтальної поверхні шини (рис. 2) дорівнює:

$$F_1 = 2 \cdot d \cdot L, \quad (17)$$

де L – довжина прямокутної шини.

Площа вертикальної поверхні шини (рис. 2) складає:

$$F_2 = 2 \cdot h \cdot L. \quad (18)$$

Тепловий потік за рахунок конвекції з горизонтальної поверхні шин дорівнює:

$$q_{C1} = \alpha_1 \cdot (t_{st} - t_p). \quad (19)$$

Тепловиділення за рахунок конвекції з горизонтальної поверхні шин дорівнює:

$$Q_{C1} = q_{C1} \cdot F_1. \quad (20)$$

Тепловий потік за рахунок конвекції з вертикальної поверхні шин складає:

$$q_{C2} = \alpha_2 \cdot (t_{st} - t_p). \quad (21)$$

Тепловиділення за рахунок конвекції з вертикальної поверхні шин дорівнює:

$$Q_{C2} = q_{C2} \cdot F_2. \quad (22)$$

Тепловиділення за рахунок конвекції визначимо як:

$$Q_C = Q_{C1} + Q_{C2}. \quad (23)$$

Тепловиділення від ПШ за рахунок випромінювання визначаємо за (9), а сумарне – за (10).

Допустимий тривалий струм для ПШ визначається відповідно до (12). Результати його розрахунку, що виконані відповідно до (12–23), представлені на рис. 3.

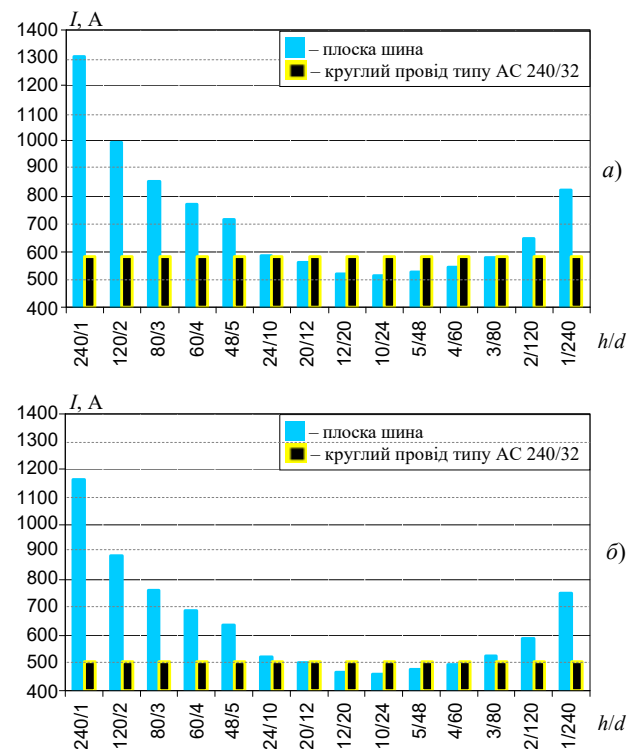


Рис. 3. Результати розрахунку допустимого тривалого струму ПЛПК при різному конструктивному виконанні фазного струмопроводу перерізом 240 мм² і різних температурах повітря: а) при $t_p = 15$ °C; б) при $t_p = 25$ °C

Аналіз результатів розрахунку допустимих тривалих струмів та вибір конструкції фазного струмопроводу ПЛПК. Аналіз отриманих результатів показує, що плоскі шини ПЛПК у порівнянні із круглим проводом того ж перерізу мають більші значення допустимих тривалих струмів.

На рис. 3 на осі абсцис відкладено співвідношення h/d для різної геометрії ПШ, які розглядалися. Отже, при температурі повітря 15 °С у колекторі, граничні значення струмів для ПЛПК з ПШ у порівнянні з температурою 25 °С можуть бути підвищені. Так, для ПЛПК 110 кВ з ПШ 240/1, допустимий тривалий струм зростає на 12 % (з 1164 А до 1302 А), що дозволить збільшити пропускну спроможність електромережі на 15 МВт. У той же час, при виконанні ПЛПК з проводу типу АС 240/32, зміна температури повітря з 25 °С до 15 °С призводить до збільшення допустимого тривалого струму тільки на 9 %.

Результати розрахунків допустимих тривалих струмів для ПШ з різним співвідношенням h/d дозволяють визначити найбільш раціональні конструкції фазних проводів ПЛПК з ПШ. Такі конструкції мають бути враховані у техніко-економічному обґрунтуванні при реалізації конкретного проекту ПЛПК, враховуючі такі інші технічні параметри, як траса проходження лінії, наявність техногенних впливів, наявність мережі номінальної напруги, вплив на оточуюче середовище, витрати на експлуатацію та ремонт, необхідна пропускна спроможність, механічна міцність, реактивний та активний опір та ін. Визначення раціональних конструкцій ПЛПК з ПШ дозволить скоротити кількість варіантів для більш детального техніко-економічного аналізу.

ПЛПК з ПШ має більші допустимі тривалі струми, що пов'язано зі збільшенням поверхні тепловіддачі P струмопроводу (рис. 4).

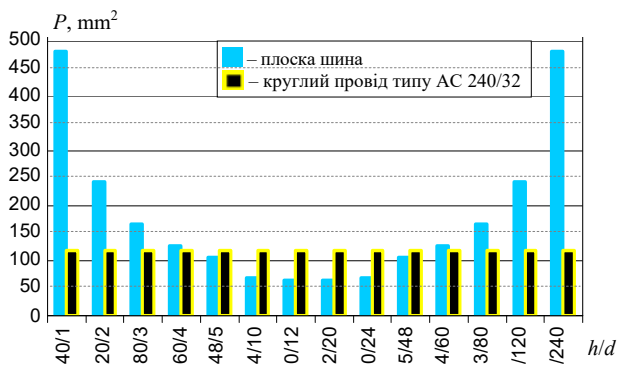


Рис. 4. Площа поверхні тепловіддачі P різних конструкцій струмопроводів ПЛПК перерізом 240 мм²

Аналізуючи результати, наведені на рис. 3, 4, можна зробити висновок, що існують конструкції ПШ які за меншої ніж у проводу АС площі поверхні або периметру (за однакової довжини) мають більші допустимі тривалі струми. За рівної довжини струмопроводів, що порівнюються, їх площа пропорційна периметру струмопроводу. При цьому периметри струмопроводів з ПШ, досить суттєво відрізняються від периметру проводу типу АС 240/32. Це підтверджує, що допустимі тривалі струми для ПЛПК з ПШ будуть більшими за струм для круглого проводу. Це також підтверджує рис. 5, де наведено співвідношення k між

периметрами різних конструкцій ПШ і проводу круглого перерізу та співвідношення k для допустимих тривалих струмів ПШ і проводу круглого перерізу.

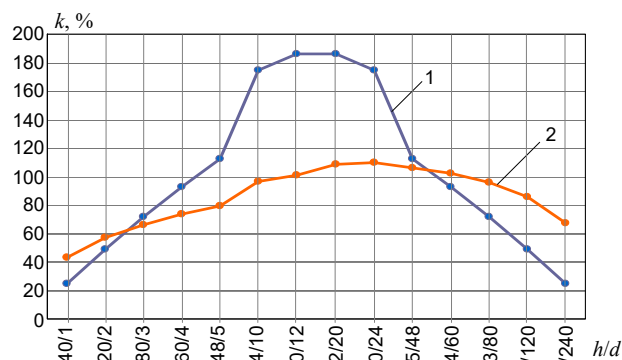


Рис. 5. Співвідношення k між параметрами проводів:

1 – співвідношення площі поверхні тепловіддачі для проводу типу АС 240/32 для різних конструкцій ПШ з перерізом 240 мм²;

2 – співвідношення допустимих тривалих струмів для проводу типу АС 240/32 для різних конструкцій ПШ

Як показано вище, ефективність охолодження струмопроводів ПЛПК і інтенсивність природної конвекції визначаються їх коефіцієнтом тепловіддачі α відповідно до (1–4, 6, 15, 16). При заданих температурі повітря в колекторі і граничній температурі струмопроводу, α істотно залежить від його геометрії, яка визначає площу поверхні, а також від просторової орієнтації струмопроводу, що ілюструє рис. 3.

Так найбільшу ефективність охолодження і найбільші значення допустимих тривалих струмів мають струмопроводи з ПШ (рис. 2) з максимальним співвідношенням його висоти h до ширини d . До таких конструкцій, теоретично можна віднести ПШ з співвідношенням сторін h/d 240/1, 120/2, 80/3, 48/5 з вертикальною установкою ПШ (при $h > d$) відповідно до рис. 2. Однак з урахуванням забезпечення необхідної механічної міцності ПШ, при проектуванні ПЛПК доцільно обмежитись вертикальним струмопроводом товщиною не менш 2 мм.

В разі горизонтальної установки ПШ ($h < d$), ефективність охолодження і значення допустимих тривалих струмів зменшуються (рис. 3) в зв'язку з погіршенням природної конвекції.

Визначення міжфазної відстані і довжини прольотів для ПЛПК з ПШ. Геометричні розміри ПЛПК з ПШ визначаються їх мінімальною міжфазною відстанню D (рис. 2), яка залежить від ізоляційних властивостей повітря. Для закритих розподільних пристроїв 110 кВ, найменша міжфазна відстань між їх шинами відповідно до [36] складає 250–450 мм, що може бути прийняте і для ПЛПК.

Ще одним важливим питанням є визначення мінімальної довжини прольотів ПЛПК з ПШ за прийнятої міжфазної відстані, яка залежить від електродинамічних сил, що виникають при протіканні ударного струму короткого замикання через струмопроводи ПЛПК. У такому аварійному режимі фазні струмопроводи не повинні наближатися до сусідньої фази на відстань, при якій можливе пробивання ізоляції.

Для дослідження цього питання виконані розрахунки мінімально допустимого значення прольоту між

опорами ПЛПК при використанні ПШ. При аналізі було прийняте допущення, що ПШ може бути представлена як балка, що спирається на декілька опор. При цьому припущенні припустиме зусилля σ на розрив ПШ з алюмінію може бути визначено як [35]:

$$\sigma = \sqrt{3} \cdot 10^{-8} \cdot \frac{i_y^2 \cdot l^2}{W \cdot D}, \quad (24)$$

де i_y – ударний струм КЗ, кА; l – довжина прольоту; D – відстань між фазами, м; W – момент опору шини відносно осі, перпендикулярної до дії зусилля, м³.

Мінімальну довжину прольоту ПЛПШ визначимо із наступного співвідношення, отриманого відповідно до (24) та табл. 1, обмеживши припустиме зусилля σ для ПШ з алюмінію значенням 40 МПа:

$$l = \left((\sigma \cdot W \cdot D) / (\sqrt{3} \cdot 10^{-8} \cdot i_y^2) \right)^{0,5}. \quad (25)$$

Табл. 1

Визначення моменту інерції та моменту опору ПШ ПЛПК

Розташування шин	Момент інерції	Момент опору
	$d \cdot h^3 / 12$	$d \cdot h^2 / 6$
	$h \cdot d^3 / 12$	$h \cdot d^2 / 6$

Результати розрахунку довжини прольотів для різних конструкцій ПЛПК з ПШ при дії різних ударних струмів короткого замикання, що виконані відповідно до [35] для мінімально можливої за умовами пробою повітряної ізоляції міжфазної відстані у 300 мм для ПЛПК 110 кВ [36] і представлені на рис. 6.

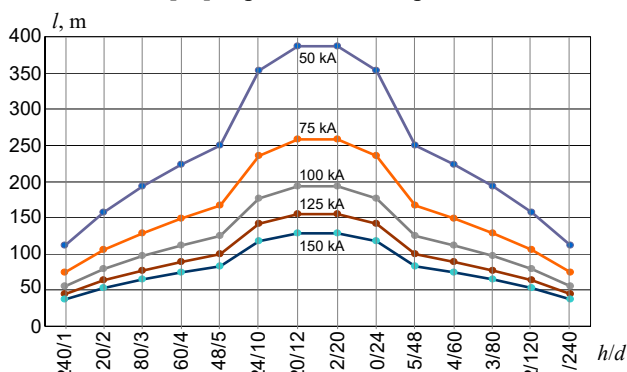


Рис. 6. Результати розрахунку довжини прольотів / ПЛПК в залежності від конструкції ПШ перерізом 240 мм² (h/d) при різних струмах

Аналіз отриманих результатів (рис. 6) показує, що припустима довжина прольоту ПЛПК з ПШ досить суттєво залежить від її конструктивних параметрів. Отримані при розрахунках значення довжин прольотів свідчать про можливість спорудження ПЛПК з ПШ практично для всіх конструкцій ПШ, що розглянуті в роботі. Це свідчить про те, що ПЛПК з ПШ навіть за найменших значень прольотів (50 м) буде дешевшою, ніж звичайна ПЛ у зв'язку з відсутністю традиційних опор, які в нашому випадку замінюються на більш дешевші гірлянди ізоляторів, або опорні ізолятори. Тому ПЛПК, навіть при скороченні її прольотів

до мінімального значення (50 м), є конкурентоздатною в порівнянні з ПЛ.

Таким чином, запропоновані авторами ПЛПК в порівнянні з наземними ПЛ, а також підземними КЛ однакової потужності, дозволяють забезпечити надійне передавання електроенергії з високою пропускнуною спроможністю, підвищення якої в порівнянні з наземними ПЛ 110 кВ складає від 3 % до 230 % (в залежності від конструкції ПШ) при однакових перерізах їх струмопроводів. При цьому запропоновані ПЛПК забезпечують високу захищеність від негативних зовнішніх атмосферних та військових факторів при зменшенні електромагнітного впливу на оточуюче середовище.

При напругах 20–110 кВ запропоновані ПЛПК є конкурентними з підземними лініями з елегазовою ізоляцією, так як при близьких технічних характеристиках вони мають спрощену конструкцію струмопроводів, яка потребує менших капітальних та експлуатаційних видатків.

Висновки.

1. Обґрунтовано техніко-економічні переваги використання ПЛПК при розміщенні в підземному колекторі на основі порівняльного аналізу характеристик ПЛ, КЛ, та ліній з елегазовою ізоляцією.

2. Запропоновано методику розрахунку допустимих тривалих струмів ПЛПК, яка заснована на розробленій авторами аналітичній моделі опису процесів масотеплоперенесення в повітрі підземного колектору і дозволяє обґрунтувати раціональну конструкцію фазних струмопроводів, виконаних із плоских шин.

3. Показано, що виконання струмопроводу ПЛПК із вертикальних плоских шин зі співвідношенням сторін 240/1, 120/2, 80/3, 48/5, які характеризуються збільшеною площею поверхні та підвищеним природним конвекційним теплообміном порівняно з круглим проводом однакового перерізу, а також із урахуванням зниження температури повітря в підземному тунелі до 15 °С порівняно із зовнішнім середовищем (25 °С), дозволяє суттєво підвищити пропускну спроможність ПЛПК у порівнянні з ПЛ.

4. На основі аналізу теплових, електромагнітних, електродинамічних процесів в ПЛПК та літературних джерел обґрунтовано можливість істотного зменшення міжфазної відстані для ПЛПК в порівнянні з ПЛ (для ПЛ 110 кВ з 3–4 м до 0,3–0,6 м), що дозволяє проектувати ПЛПК в компактному виконанні із зменшеним рівнем електромагнітних полів.

5. Вперше обґрунтовані техніко-економічні переваги використання ПЛПК в порівнянні з наземними ПЛ, а також підземними КЛ і підземними лініями з елегазовою ізоляцією, та визначені умови для забезпечення надійного передавання ПЛПК електроенергії з високою пропускнуною спроможністю, підвищення якої складає від 3 % до 230 % (в залежності від конструкції ПШ) в порівнянні з ПЛ 110 кВ просто неба при однакових перерізах їх струмопроводів.

6. Запропоновані ПЛПК є конкурентними з підземними лініями з елегазовою ізоляцією на напругу 20–110 кВ, так як при близьких технічних характеристиках вони мають спрощену конструкцію струмопроводів, яка потребує менших капітальних та експлуатаційних видатків.

7. Проектування і будівництво запропонованих ПЛПК забезпечить надійне передавання електричної енергії, достатню пропускну спроможність і підвищену захищеність від негативних зовнішніх атмосферних та військових факторів при зменшенні електромагнітного впливу на оточуюче середовище.

8. Подальші дослідження планується зосередити на розробленні наукових основ нормативних документів з проектування ПЛПК, які наразі в Україні відсутні.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Faria J.H.S., Santos I.N., Rosentino A.J.P., Antunes A.H.P., Silva F.M., de Paula H. Design of an Underground, Hermetic, Pressurized, Isolated and Automated Medium Voltage Substation. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 2020, vol. 1, pp. 205-215. doi: <https://doi.org/10.1109/OJIA.2020.3034764>.
2. Shevchenko S., Danylchenko D., Hanus R., Radohuz S., Tomashevskiy R., Makhonin M., Potryvai A. Methods of Calculating Moisture Discharge Characteristics of Insulators. *Problems of the Regional Energetics*, 2025, no. 1(65), pp. 146-157. doi: <https://doi.org/10.52254/1857-0070.2025.1-65.11>.
3. CIGRE Joint Working Group 21/22.01. Comparison of high voltage overhead lines and underground cables - Report and Guidelines. CIGRE, 1996. 68 p.
4. Chino Hills Underground Project Update. 2015. 26 p. Available at: <https://www.chinohills.org/DocumentCenter/View/11427> (Accessed: 26 March 2025).
5. GridLAB. Transmission in California. 2023. 42 p. Available at: <https://gridlab.org/wp-content/uploads/2023/03/Transmission-in-California.pdf> (Accessed: 26 March 2025).
6. 华中第一个全地下变电站首台变压器吊装. Available at: http://m.cnhubei.com/content/2022-02/12/content_14493225.html (Accessed: 26 March 2025). (Chinese).
7. Prahladao S. Wuhan's First Fully Underground 220-kilovolt Substation Supports World-class Power Grid. Available at: <https://www.arcweb.com/blog/wuhans-first-fully-underground-220-kilovolt-substation-supports-world-class-power-grid> (Accessed: 26 March 2025).
8. LLC Kharkiv Design Development Institute «Теплоэлектропроект-Сoyuz». Unique Underground 220 kV «Smirnov» SS Construction. Available at: <https://tep-soyuz.com.ua/en/projects/raspredelenie-elektroenergii/stroitelstvo-unikalnoj-podzemnoj-ps-220-kv-smirnov> (Accessed: 26 March 2025).
9. Danylchenko D., Meshkov T. Study of the Possibility of Placing the Transformer Underground in Compliance with the Thermal Regime. 2024 IEEE 5th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), 2024, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61434.2024.10878057>.
10. Shevchenko S., Danylchenko D., Dryvetskiy S., Potryvay A., Hanus R. Justification of the need to build underground substations and power lines. *Bulletin of the National Technical University «KhPI». Series: Energy: Reliability and Energy Efficiency*, 2023, no. 2(7), pp. 91-98. doi: <https://doi.org/10.20998/2224-0349.2023.02.14>.
11. Grechko O., Kulyk O. Current State and Future Prospects of Using SF6 Gas as an Insulation in the Electric Power Industry. 2024 IEEE 5th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), Kharkiv, Ukraine, 2024, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61434.2024.10877987>.
12. Newton E. Overhead vs. Underground Power: Why Do We Use Both Locations? Energy Central, 2022. Available at: <https://www.energycentral.com/energy-management/post/overhead-vs-underground-power-why-do-we-use-both-locations-ch64fqBV7OglDaf> (Accessed: 26 March 2025).
13. Fenrick S.A., Getachew L. Cost and reliability comparisons of underground and overhead power lines. *Utilities Policy*, 2012, vol. 20, no. 1, pp. 31-37. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jup.2011.10.002>.
14. MacDonald M. A Comparison of Electricity Transmission Technologies: Costs and Characteristics. An Independent Report by Mott MacDonald in Conjunction with the IET. 2025, 335 p. Available at: https://www.theiet.org/media/axwkktkb/100110238_001-rev-j-electricity-transmission-costs-and-characteristics_final-full.pdf (Accessed: 26 March 2025).
15. COY-H EE 20.179:2008 Розрахунок електричного і магнітного полів ліній електропередавання. Методика (зі змінами) (у редакції наказу Міненерго вугілля від 01 липня 2016 р. №423). К.: Міненергвугілля України, 2016. 37 с.
16. Rozov V.Y., Pelevin D.Y., Kundius K.D. Simulation of the magnetic field in residential buildings with built-in substations based on a two-phase multi-dipole model of a three-phase current conductor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 87-93. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.13>.
17. Rozov V., Grinchenko V., Tkachenko O., Yerisov A. Analytical Calculation of Magnetic Field Shielding Factor for Cable Line with Two-Point Bonded Shields. 2018 IEEE 17th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET), 2018, pp. 358-361. doi: <https://doi.org/10.1109/MMET.2018.8460425>.
18. Розов В.Ю., Реуцкий С.Ю., Пелевин Д.Е., Яковенко В.Н. Исследование магнитного поля высоковольтных линий электропередачи переменного тока. *Технічна електродинаміка*, 2012, № 1, С. 3-9.
19. Правила улаштування електроустановок. Харків: Видавництво «Форт», 2017. 760 с.
20. Справочник по проектированию линий электропередачи. Под ред. М.А. Реута, С.С. Рокотьяна. М.: Энергия, 1980. 296 с.
21. Справочник по проектированию высоковольтных систем. Под ред. С.С. Рокотьяна, И.М. Шапиро. М.: Энергоатомиздат, 1985. 352 с.
22. Grigsby L.L. Power systems. CRC Press, 2007. 452 p.
23. Pardalos P.M., Rebennack S., Pereira M.V.F., Iliadis N.A. Handbook of power systems I. Springer, 2010. 494 p.
24. Reddy B.S., Mitra G. Investigations on High Temperature Low Sag (HTLS) Conductors. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2020, vol. 35, no. 4, pp. 1716-1724. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2019.2950992>.
25. Nuchprayoon S., Chaichana A. Performance Comparison of Using ACSR and HTLS Conductors for Current Upgrading of 230-kV Overhead Transmission Lines. 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2018, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/EEEIC.2018.8493888>.
26. Alawar A., Bosze E.J., Nutt S.R. A Composite Core Conductor for Low Sag at High Temperatures. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2005, vol. 20, no. 3, pp. 2193-2199. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2005.848736>.
27. Hadzimuratovic S., Fickert L. Impact of gradually replacing old transmission lines with advanced composite conductors. 2018 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe), 2018, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/ISGTEurope.2018.8571614>.
28. Dong X., Wang Q., Zhou Z., Li R., Liao Y., He J., Gong B., Zheng D., Chen W., Fan L., Zhu Y. Technical and Economic Analysis of Aluminum Conductor with Multi-stranded Composite Core and Its Application. 2019 IEEE Innovative Smart Grid

Technologies - Asia (ISGT Asia), 2019, pp. 2634-2638. doi: <https://doi.org/10.1109/ISGT-Asia.2019.8880908>.

29. Lew J. Aluminum-Calcium Composite Conductors: The Future of America's Power Grid. 2020 IEEE MIT Undergraduate Research Technology Conference (URTC), 2020, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/URTC51696.2020.9668908>.

30. Tian L., Russell A., Riedemann T., Mueller S., Anderson I. A deformation-processed Al-matrix/Ca-nanofilamentary composite with low density, high strength, and high conductivity. *Materials Science and Engineering: A*, 2017, vol. 690, pp. 348-354. doi: <https://doi.org/10.1016/j.msea.2017.03.010>.

31. Alvarez Gómez F., Garcia de María J.M., Garcia Puertas D. Numerical study of the thermal behaviour of bare overhead conductors in electrical power lines. *Recent Researches in Communications, Electrical & Computer Engineering*, 2011, no. 1, pp. 149-153. Available at: <http://www.wseas.us/e-library/conferences/2011/Meloneras/ACELAE/ACELAE-25.pdf> (Accessed: 26 March 2025).

32. Михеев М.А., Михеева И.М. *Основы теплопередачи*. М.: Энергия, 1977. 344 с.

33. Уонг Х. *Основные формулы и данные по теплообмену для инженеров*. М.: Атомиздат, 1979. 216 с.

34. Soil temperature at 2 m depth. Available at: <http://renouvelable-habitat.fr/en/soil-temperature-at-2m-depth> (Accessed: 26 March 2025).

35. Лежнюк П.Д., Лагутін В.М., Тептя В.В. Проектування електричної частини електричних станцій. Вінниця: ВНТУ, 2009. 194 с.

36. COY 45.2-00100227-24:2010 Захист проводів і тросів повітряних ліній електропередавання від вітрових коливань (вібрації, галопування, субколивань). Методичні вказівки.

REFERENCES

1. Faria J.H.S., Santos I.N., Rosentino A.J.P., Antunes A.H.P., Silva F.M., de Paula H. Design of an Underground, Hermetic, Pressurized, Isolated and Automated Medium Voltage Substation. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 2020, vol. 1, pp. 205-215. doi: <https://doi.org/10.1109/OJIA.2020.3034764>.
2. Shevchenko S., Danylchenko D., Hanus R., Radohuz S., Tomashevskyi R., Makhonin M., Potryvai A. Methods of Calculating Moisture Discharge Characteristics of Insulators. *Problems of the Regional Energetics*, 2025, no. 1(65), pp. 146-157. doi: <https://doi.org/10.52254/1857-0070.2025.1-65.11>.
3. CIGRE Joint Working Group 21/22.01. Comparison of high voltage overhead lines and underground cables - Report and Guidelines. CIGRE, 1996. 68 p.
4. Chino Hills Underground Project Update. 2015. 26 p. Available at: <https://www.chinohills.org/DocumentCenter/View/11427> (Accessed: 26 March 2025).
5. GridLAB. *Transmission in California*. 2023. 42 p. Available at: <https://gridlab.org/wp-content/uploads/2023/03/Transmission-in-California.pdf> (Accessed: 26 March 2025).
6. 华中第一个全地下变电站首台变压器吊装. Available at: http://m.cnhubei.com/content/2022-02/12/content_14493225.html (Accessed: 26 March 2025). (Chinese).
7. Prahlaad S. Wuhan's First Fully Underground 220-kilovolt Substation Supports World-class Power Grid. Available at: <https://www.arcweb.com/blog/wuhans-first-fully-underground-220-kilovolt-substation-supports-world-class-power-grid> (Accessed: 26 March 2025).
8. LLC Kharkiv Design Development Institute «Теплоэлектропроект-Сoyuz». *Unique Underground 220 kV «Smirnov» SS Construction*. Available at: <https://tep-soyuz.com.ua/en/projects/raspredelenie-elektroenergii/stroitelstvo-unikalnoj-podzemnoj-ps-220-kv-smirnov> (Accessed: 26 March 2025).
9. Danylchenko D., Meshkov T. Study of the Possibility of Placing the Transformer Underground in Compliance with the Thermal Regime. 2024 IEEE 5th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), 2024, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61434.2024.10878057>.
10. Shevchenko S., Danylchenko D., Dryvetskyi S., Potryvai A., Hanus R. Justification of the need to build underground substations and power lines. *Bulletin of the National Technical University «KhPI». Series: Energy: Reliability and Energy Efficiency*, 2023, no. 2(7), pp. 91-98. doi: <https://doi.org/10.20998/2224-0349.2023.02.14>.
11. Grechko O., Kulyk O. Current State and Future Prospects of Using SF6 Gas as an Insulation in the Electric Power Industry. 2024 IEEE 5th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), Kharkiv, Ukraine, 2024, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61434.2024.10877987>.
12. Newton E. *Overhead vs. Underground Power: Why Do We Use Both Locations?* Energy Central, 2022. Available at: <https://www.energycentral.com/energy-management/post/overhead-vs-underground-power-why-do-we-use-both-locations-ch64fqBV7OglDaf> (Accessed: 26 March 2025).
13. Fenrick S.A., Getachew L. Cost and reliability comparisons of underground and overhead power lines. *Utilities Policy*, 2012, vol. 20, no. 1, pp. 31-37. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jup.2011.10.002>.
14. MacDonald M. *A Comparison of Electricity Transmission Technologies: Costs and Characteristics*. An Independent Report by Mott MacDonald in Conjunction with the IET. 2025, 335 p. Available at: https://www.theiet.org/media/axwkkktb/100110238_001-rev-j-electricity-transmission-costs-and-characteristics_final-full.pdf (Accessed: 26 March 2025).
15. SOU-NEE 20.179:2008. *Calculation of electric and magnetic fields of power lines. Methodology (with changes) (in the edition of the order of the Minenergvugillya dated July 1, 2016, no. 423)*. Kyiv, Minenergvugillya Ukraine Publ., 2016. 37 p. (Ukr).
16. Rozov V.Y., Pelevin D.Y., Kundius K.D. Simulation of the magnetic field in residential buildings with built-in substations based on a two-phase multi-dipole model of a three-phase current conductor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 5, pp. 87-93. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.13>.
17. Rozov V., Grinchenko V., Tkachenko O., Yerisov A. Analytical Calculation of Magnetic Field Shielding Factor for Cable Line with Two-Point Bonded Shields. 2018 IEEE 17th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET), 2018, pp. 358-361. doi: <https://doi.org/10.1109/MMET.2018.8460425>.
18. Rozov V.Y., Reutsky S.Y., Pelevin D.Y., Yakovenko V.N. The research of magnetic field of high-voltage ac transmissions lines. *Technical Electrodynamics*, 2012, no. 1, pp. 3-9. (Rus).
19. *Electrical installation regulations*. Kharkiv, Fort Publ., 2017. 760 p. (Ukr).
20. Reut M.A., Rokotyan S.S. *Handbook of Power Transmission Line Design*. Moscow, Energiya Publ., 1980. 296 p. (Rus).
21. Rokotyan S.S., Shapiro I.M. *Handbook of Electrical Power Systems Design*. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1985. 352 p. (Rus).
22. Grigsby L.L. *Power systems*. CRC Press, 2007. 452 p.
23. Pardalos P.M., Rebennack S., Pereira M.V.F., Iliadis N.A. *Handbook of power systems I*. Springer, 2010. 494 p.
24. Reddy B.S., Mitra G. Investigations on High Temperature Low Sag (HTLS) Conductors. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2020, vol. 35, no. 4, pp. 1716-1724. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2019.2950992>.
25. Nuchprayoon S., Chaichana A. Performance Comparison of Using ACSR and HTLS Conductors for Current Upgrading of

- 230-kV Overhead Transmission Lines. 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), 2018, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/EEEIC.2018.8493888>.
26. Alawar A., Bosze E.J., Nutt S.R. A Composite Core Conductor for Low Sag at High Temperatures. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2005, vol. 20, no. 3, pp. 2193-2199. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2005.848736>.
27. Hadzimuratovic S., Fickert L. Impact of gradually replacing old transmission lines with advanced composite conductors. 2018 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe), 2018, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/ISGTEurope.2018.8571614>.
28. Dong X., Wang Q., Zhou Z., Li R., Liao Y., He J., Gong B., Zheng D., Chen W., Fan L., Zhu Y. Technical and Economic Analysis of Aluminum Conductor with Multi-stranded Composite Core and Its Application. 2019 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia), 2019, pp. 2634-2638. doi: <https://doi.org/10.1109/ISGT-Asia.2019.8880908>.
29. Lew J. Aluminum-Calcium Composite Conductors: The Future of America's Power Grid. 2020 IEEE MIT Undergraduate Research Technology Conference (URTC), 2020, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/URTC51696.2020.9668908>.
30. Tian L., Russell A., Riedemann T., Mueller S., Anderson I. A deformation-processed Al-matrix/Ca-nanofilamentary composite with low density, high strength, and high conductivity. *Materials Science and Engineering: A*, 2017, vol. 690, pp. 348-354. doi: <https://doi.org/10.1016/j.msea.2017.03.010>.
31. Alvarez Gómez F., Garcia de María J.M., Garcia Puertas D. Numerical study of the thermal behaviour of bare overhead conductors in electrical power lines. *Recent Researches in Communications, Electrical & Computer Engineering*, 2011, no. 1, pp. 149-153. Available at: <http://www.wseas.us/e-library/conferences/2011/Meloneras/ACELAE/ACELAE-25.pdf> (Accessed: 26 March 2025).
32. Mikheyev M.A., Mikheyeva I.M. *Basics of Heat Transfer*. Moscow, Energiya Publ., 1977. 344 p. (Rus).
33. Wang H. *Basic Heat Transfer Formulas and Data for Engineers*. Moscow, Atomizdat Publ., 1979. 216 p. (Rus).
34. Soil temperature at 2 m depth. Available at: <https://renouvelable-habitat.fr/en/soil-temperature-at-2m-depth> (Accessed: 26 March 2025).
35. Lezhniuk P.D., Lahutin V.M., Teptia V.V. *Design of electrical parts of power plants*. Vinnytsia, VNTU Publ., 2009. 194 p. (Ukr).
36. SOU 45.2-00100227-24:2010 Protection of wires and cables of overhead power lines from wind vibrations (vibrations, galloping, sub-oscillations). Methodological guidelines.

Надійшла (Received) 12.03.2025

Прийнята (Accepted) 04.05.2025

Опублікована (Published) 02.09.2025

How to cite this article:

Shevchenko S.Yu., Danylchenko D.O., Hanus R.O., Dryvetskyi S.I., Berezka S.K., Grechko O.M. Features of designing high-voltage overhead power lines in an underground collector. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 5, pp. 80-88. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.5.11>

Шевченко Сергій Юрійович¹, д.т.н., проф.,
Данильченко Дмитро Олексійович¹, к.т.н., доц.,
Ганус Роман Олексійович¹, аспірант,
Дривецький Станіслав Ігорович¹, к.т.н., доц.,
Березка Сергій Костянтинович¹, к.т.н.,
Грецько Олександр Михайлович¹, к.т.н., доц.

¹ Національний технічний університет

«Харківський політехнічний інститут»,

61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,

e-mail: dmytro.danylchenko@khp.edu.ua (Corresponding Author)

S.Yu. Shevchenko¹, Doctor of Technical Science, Professor,

D.O. Danylchenko¹, PhD, Associate Professor,

R.O. Hanus¹, PhD Student,

S.I. Dryvetskyi¹, PhD, Associate Professor,

S.K. Berezka¹, PhD,

O.M. Grechko¹, PhD, Associate Professor,

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

Features of designing high-voltage overhead power lines in an underground collector.

Problem. Protection of HV overhead power lines (OPL) from external atmospheric and military influences and reduction of their hazardous electromagnetic radiation is possible if they are made in a compact form and placed in an underground collector. But to ensure high capacity and reliable operation of such compact HV OPL, it is necessary to improve the existing designs of their current-carrying elements. The **goal** of the work is to determine promising design parameters of busbars of compact high-voltage overhead power lines laid in an underground collector. The **methodology** for calculating permissible long-term currents of HV OPL laid in an underground collector is based on the analytical model proposed by the authors for describing the processes of mass and heat transfer in the air of an underground collector. **Scientific novelty.** For the first time, the possibility of efficient use of HV OPL in an underground collector conditions is substantiated and the conditions for their reliable transmission of electric energy with increased capacity are determined. This is achieved through the use of rectangular flat vertical conductive busbars with an increased surface area and providing better convective heat exchange compared to traditional round wire, as well as by determining the rated current for such overhead lines at a reduced ambient temperature (15 °C), which is typical for operating conditions in underground collectors (25 °C) adopted for overhead lines located outdoors. **Practical value.** The use of the proposed HV OPL laid in an underground collector should ensure reliable transmission of electrical energy, sufficient throughput and increased protection from external factors while reducing the electromagnetic impact on the environment (due to a significant reduction in the interphase distance from 3–4 m to 0.3–0.6 m for 110 kV HV OPL), and has advantages over SF6-insulated cable lines and cable lines characterized by an increased insulation cost). References 36, table 1, figures 6.

Key words: compact high-voltage overhead power line, underground collector, busbar conductor, thermal modeling.

БОЛЮХ ВОЛОДИМИР ФЕДОРОВИЧ

(до 70-річчя з дня народження)

Володимир Федорович Болюх народився 1 вересня 1955 р. в м. Полтава. У 1979 р. закінчив Харківський політехнічний інститут. Навчався на фізико-технічному факультеті за спеціальністю «Кріогенна техніка». Інженер-фізик.

З 1979 по 1982 р. працював інженером-фізиком в Харківському фізико-технічному інституті АН УРСР, де займався розробкою надпровідникового лінійного прискорювача електронів та надпровідникових резонаторів НВЧ-діапазону.

З 1982 р. працює в Національному технічному університеті «Харківський політехнічний інститут» на кафедрі загальної електротехніки. Займав посади старшого інженера, аспіранта, молодшого наукового співробітника, асистента, доцента, докторанта, провідного наукового співробітника, професора.

В 1987 р. Володимир Федорович захистив кандидатську дисертацію, пов'язану з розробкою надпровідникових магнітів спеціальної форми та кріогенних модулів для електродинамічного підвісу і лінійного електроприводу з обмеженими малогабаритними параметрами.

В 2004 р. Болюха В.Ф. захистив докторську дисертацію на тему «Науково-технічні основи створення електромеханічних імпульсних перетворювачів індукційного типу з кріорезистивними обмотками».

Наукові дослідження Болюха В.Ф. пов'язані з використанням кріогенного охолодження в електромагнітних, електромеханічних і біологічних системах та створенням електромеханічних пускових і силових пристроїв різного призначення.

Проф. Болюх є учасником багатьох міжнародних конференцій, в тому числі в Чехії, Німеччині, США, Франції, Аргентині, Китаю, Іспанії тощо. Основні напрямки його досліджень:

- надпровідниковий лінійний прискорювач електронів і надпровідникові резонатори НВЧ-діапазону;
- високошвидкісний наземний транспорт з електродинамічним підвісом і лінійним електроприводом;
- високоефективні надпровідникові електромагніти спеціальної форми і кріогенні модулі з обмеженими масо-габаритними параметрами;
- повністю надпровідниковий турбогенератор із зовнішнім електромагнітним екраном;
- електромеханічні імпульсні перетворювачі індукційного типу з кріорезистивними обмотками;
- лінійні імпульсні електродвигуни, приводи та пристрої ударної дії;
- надшвидке охолодження біологічних об'єктів з використанням кріогенного охолодження, при якому вони переходять вітрифікований стан (спільно з Celltronix, Сан-Дієго, США);

- комплекс електромеханічних пристроїв, призначених для знищення важливої інформації, яка зберігається на цифрових накопичувачах, при несанкціонованому доступі сторонніми особами (спільно з ТОВ «Фірма «Тетра, LTD», м. Харків);

- для державного первинного еталона одиниці прискорення вільного падіння розроблено і введено концепцію універсального балістичного лазерного гравіметра, який реалізує як симетричний, так і несиметричний способи вимірювання (спільно з ННЦ «Інститут метрології», м. Харків).

Болюх В.Ф. є автором 638 наукових праць, серед яких: 5 монографій, 15 навчальних посібників, 64 статті в базі Scopus. Монографії Володимира Федоровича опубліковані в Україні, Словенії та Німеччині. Він є автором 130 винаходів,

що включають авторські свідоцтва СРСР, патенти України та США.

Проф. Болюх є керівником багатьох держбюджетних і госпдоговірних тем, пов'язаних із розробкою високоефективних лінійних ударних електромеханічних прискорювачів та силових пристроїв. Також він є заступником головного редактора журналу «Електротехніка і електромеханіка», членом редколегії журналів «Енергозбереження. Енергетика. Енергоаудит» та «Світлотехніка та електроенергетика».

Проф. Болюх В.Ф. є головою спеціалізованої вченої ради Д 64.050.08 при НТУ «ХПІ» за спеціальностями «Електричні машини і апарати», «Теоретична електротехніка» і «Фізика сильних електричних та магнітних полів». Також Володимир Федорович є членом спеціалізованої вченої ради Д 64.050.09 при НТУ «ХПІ» за спеціальністю «Прилади і методи контролю та визначення складу речовин». Був головою 4-х і рецензентом 5-ти разових спеціалізованих рад по захисту дисертацій при НТУ «ХПІ» на здобуття наукового ступеня доктора філософії. Під його керівництвом захистились 1 доктор і 2 кандидата наук.

Болюх В.Ф. захоплюється подорожами в горах та на байдарках. Він з рюкзаком побував в Альпах (Франція), в горах Каліфорнії (США), в Андах (Перу), на Кавказі, Алтаї та Хібінах, в Криму та Карпатах, в горах Вірменії та Киргизстану.

Володимир Федорович має високу повагу серед науково-педагогічних працівників як в університеті, так і за його межами, та є прикладом для багатьох у працелюбності та старанності у виконанні будь-яких задач.

Друзі, колеги, учні Володимира Федоровича щиро вітають його з ювілеєм, бажають йому доброго здоров'я та подальших успіхів у науковій роботі.

Редакційна колегія журналу «Електротехніка і електромеханіка» приєднується до цих щирих побажань.



Матеріали приймаються за адресою:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Кирпичева, 2, м. Харків, 61002, Україна

Електронні варіанти матеріалів по e-mail: a.m.grechko@gmail.com

Довідки за телефонами: +38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович

Передплатний індекс: 01216