

науково-практичний  
журнал 2021/6

# **EIE** Електротехніка і Електромеханіка

**Electrical Engineering**

**& Electromechanics**

**Інженерна електрофізика.**

**Техніка сильних електричних та магнітних полів**

**Електричні машини та апарати**

**Електротехнічні комплекси та системи**

**Електроізоляційна та кабельна техніка**

**Електричні станції, мережі і системи**

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

**Переліку фахових видань України**

**29 липня 2021 р. отримано позитивне рішення**

**щодо включення журналу до Scopus**

**З 2015 р. журнал індексується**

**у Web of Science Core Collection:**

**Emerging Sources Citation Index**



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

Науковий журнал. Засновано у 2002 р.

Видання засновано Національним технічним університетом «Харківський політехнічний інститут» (НТУ «ХПІ») та Державною установою «Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України» (ДУ «ІТІМ НАНУ») Свідоцтво про державну реєстрацію друкованого засобу масової інформації, серія КВ № 21021-10821ПР від 07.10.2014

## EDITORIAL BOARD

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

## Адреса редакції / Editorial office address:

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

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

ISSN (print) 2074-272X

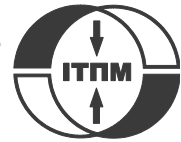
© Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 2021

ISSN (online) 2309-3404

© ДУ «Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України», 2021

Підписано до друку 03.12.2021 р. Формат 60 × 90 1/8. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,0.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-06-2021. Ціна договірна. Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



## **ЗМІСТ**

### **Електричні машини та апарати**

- Болух В.Ф., Щукін І.С.** Вплив обмеження тривалості струму обмотки якоря на робочі показники лінійного імпульсного електромеханічного перетворювача індукційного типу ..... 3
- Goolak S., Riabov Ie., Tkachenko V., Saprionova S., Rubanik I.** Model of pulsating current traction motor taking into consideration magnetic losses in steel ..... 11

### **Електротехнічні комплекси та системи**

- Akkouchi K., Rahmani L., Lebied R.** New application of artificial neural network-based direct power control for permanent magnet synchronous generator..... 18

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

- Батигін Ю.В., Шиндерук С.О., Чаплигін Є.О.** Взаємний вплив струмів в плоскій індукторній системі з соленоїдом між двох масивних провідників..... 25

### **Електроізоляційна та кабельна техніка**

- Баранов М.И., Буряковский С.Г., Князев В.В.** Деструкция полимерной изоляции и пороговые амплитуды импульсов тока различной временной формы для электрических проводов и кабелей в слабо- и сильнотоочных цепях устройств импульсной энергетики, электротехники и электроники..... 31
- Кириленко В.М., Кириленко К.В., Будько М.О., Денисюк П.Л.** Обґрунтування додаткових діагностичних параметрів для оцінки стану електричної ізоляції абсорбційними методами ..... 39

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

- Akbar F., Mehmood T., Sadiq K., Ullah M.F.** Optimization of accurate estimation of single diode solar photovoltaic parameters and extraction of maximum power point under different conditions ..... 46
- Khan S.A., Mahmood T., Awan K.S.** A nature based novel maximum power point tracking algorithm for partial shading conditions ..... 54
- Laggoun Z.E.Z., Benalla H., Nebti K.** A power quality enhanced for the wind turbine with sensorless direct power control under different input voltage conditions..... 64

## **TABLE OF CONTENTS**

### **Electrical Machines and Apparatus**

- Bolyukh V.F., Shchukin I.S.** Influence of limiting the duration of the armature winding current on the operating indicators of a linear pulse electromechanical induction type converter ..... 3
- Goolak S., Riabov Ie., Tkachenko V., Saprionova S., Rubanik I.** Model of pulsating current traction motor taking into consideration magnetic losses in steel ..... 11

### **Electrotechnical Complexes and Systems**

- Akkouchi K., Rahmani L., Lebied R.** New application of artificial neural network-based direct power control for permanent magnet synchronous generator..... 18

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

- Batygin Yu.V., Shinderuk S.O., Chaplygin E.O.** Mutual influence of currents in plane inductor system with solenoid between two massive conductors..... 25

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

- Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Kniaziev V.V.** Destruction of polymeric isolation and threshold amplitudes of impulses of current of different temporal form for electric wires and cables in the weak- and heavy-current chains of devices of impulsive energy, electrical engineering and electronics ..... 31
- Kyrylenko V.M., Kyrylenko K.V., Budko M.O., Denysiuk P.L.** Reasoning of additional diagnostic parameters for electric insulation diagnostics by absorption methods..... 39

## Power Stations, Grids and Systems

Akbar F., Mehmood T., Sadiq K., Ullah M.F. Optimization of accurate estimation of single diode solar photovoltaic parameters and extraction of maximum power point under different conditions .....	46
Khan S.A., Mahmood T., Awan K.S. A nature based novel maximum power point tracking algorithm for partial shading conditions .....	54
Laggoun Z.E.Z., Benalla H., Nebti K. A power quality enhanced for the wind turbine with sensorless direct power control under different input voltage conditions.....	64

### ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

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

### ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

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

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

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

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

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

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

29 липня 2021 р. отримано позитивне рішення щодо включення журналу до міжнародної наукометричної бази даних Scopus.



Scopus



ULRICHSWEB™  
GLOBAL SERIALS DIRECTORY



National Library of Ukraine  
Verнадsky



DOAJ  
DIRECTORY OF  
OPEN ACCESS  
JOURNALS



WEB OF SCIENCE



EBSCO  
HOST  
Research  
Databases



doi  
crossref



Google  
scholar

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

В.Ф. Болюх, І.С. Щукін

## Вплив обмеження тривалості струму обмотки якоря на робочі показники лінійного імпульсного електромеханічного перетворювача індукційного типу

**Вступ.** Лінійні імпульсні електромеханічні перетворювачі індукційного типу (ЛЕПІТ) використовуються в багатьох галузях науки і техніки як ударно-силові пристрої та електромеханічні прискорювачі. У них через фазовий зсув між струмом збудження в обмотці індуктора і індукованим струмом в обмотці якоря крім початкових електродинамічних сил (ЕДС) відитовхування виникають і наступні ЕДС тяжіння. Внаслідок цього робочі показники ЛЕПІТ знижуються. **Метою** статті є підвищення робочих показників лінійних імпульсних електромеханічних перетворювачів індукційного типу при роботі в якості ударно-силового пристрою та електромеханічного прискорювача за рахунок обмеження тривалості індукованого струму в обмотці якоря до зміни його полярності. **Методика.** Для аналізу електромеханічних характеристик та показників ЛЕПІТ використана математична модель, в якій розв'язки рівнянь, що описують взаємопов'язані електричні, магнітні, механічні та теплові процеси, представлені в рекурентному вигляді. **Результати.** Для усунення ЕДС тяжіння між обмотками ЛЕПІТ запропоновано обмеження тривалості індукованого струму в обмотці якоря до зміни його полярності шляхом підключення до неї випрямного діода. Встановлено, що при роботі перетворювача в якості ударно-силового пристрою без обмеження струму обмотки якоря величина імпульсу ЕДС після досягнення максимального значення знижується до кінця робочого циклу. За наявності діода в обмотці якоря критерій ефективності, що враховує імпульс ЕДС, силу віддачі, струм і температуру нагрівання обмотки індуктора, підвищується. При роботі перетворювача в якості електромеханічного прискорювача без обмеження струму обмотки якоря відбувається зменшення швидкості і ККД, що враховує кінетичну енергію і напругу ємнісного накопичувача енергії в кінці робочого циклу. За наявності діода в обмотці якоря критерій ефективності підвищується, перевищення температури обмотки якоря зменшується, величина максимального ККД збільшується, досягаючи 16,16 %. **Наукова новизна.** Встановлено, що за рахунок обмеження тривалості струму обмотки якоря підвищуються силові показники ЛЕПІТ при роботі в якості ударно-силового пристрою та швидкісні показники при роботі ЛЕПІТ в якості електромеханічного прискорювача. **Практична цінність.** Встановлено, що за допомогою випрямного діода, підключеного до багатовиткової обмотки якоря, забезпечується однополярність струму, що зумовлює усунення ЕДС тяжіння і підвищення робочих показників ЛЕПІТ. Бібл. 22, рис. 5.

**Ключові слова:** лінійний імпульсний електромеханічний перетворювач індукційного типу, ударно-силовий пристрій, електромеханічний прискорювач, робочі показники, обмеження тривалості струму обмотки якоря.

**Введение.** Линейные импульсные электромеханические преобразователи индукционного типа (ЛИЭПИТ) используются во многих отраслях науки и техники в качестве ударно-силовых устройств и электромеханических ускорителей. В них из-за фазового сдвига между током возбуждения в обмотке индуктора и индуцированным током в обмотке якоря помимо первоначальных электродинамических усилий (ЭДУ) отталкивания возникают и последующие ЭДУ притяжения. Вследствие этого рабочие показатели ЛИЭПИТ снижаются. **Целью статьи** является повышение рабочих показателей линейных импульсных электромеханических преобразователей индукционного типа при работе в качестве ударно-силового устройства и электромеханического ускорителя за счет ограничения длительности индуцированного тока в обмотке якоря до изменения его полярности. **Методика.** Для анализа электромеханических характеристик и показателей ЛИЭПИТ использована математическая модель, в которой решения уравнений, описывающих взаимосвязанные электрические, магнитные, механические и тепловые процессы, представлены в рекуррентном виде. **Результаты.** Для устранения ЭДУ притяжения между обмотками ЛИЭПИТ предложено ограничение длительности индуцированного тока в обмотке якоря до изменения его полярности путем подключения к ней выпрямительного диода. Установлено, что при работе преобразователя в качестве ударно-силового устройства без ограничения тока обмотки якоря величина импульса ЭДУ после достижения максимального значения снижается к концу рабочего цикла. При наличии диода в обмотке якоря критерий эффективности, учитывающий импульс ЭДУ, силу отдачи, ток и температуру нагрева обмотки индуктора, повышается. При работе преобразователя в качестве электромеханического ускорителя без ограничения тока обмотки якоря происходит уменьшение скорости и КПД, учитывающего кинетическую энергию и напряжение емкостного накопителя энергии в конце рабочего цикла. При наличии диода в обмотке якоря критерий эффективности повышается, превышение температуры обмотки якоря уменьшается, величина максимального КПД увеличивается, достигая 16,16 %. **Научная новизна.** Установлено, что за счет ограничения длительности тока обмотки якоря повышаются силовые показатели ЛИЭПИТ при работе в качестве ударно-силового устройства и скоростные показатели при работе ЛИЭПИТ в качестве электромеханического ускорителя. **Практическая ценность.** Установлено, что при помощи выпрямительного диода, подключенного к многовитковой обмотке якоря, обеспечивается однополярность тока, что приводит к устранению ЭДУ притяжения и повышению рабочих показателей ЛИЭПИТ. Библ. 22, рис. 5.

**Ключевые слова:** линейный импульсный электромеханический преобразователь индукционного типа, ударно-силовое устройство, электромеханический ускоритель, рабочие показатели, ограничение длительности тока обмотки якоря.

**Вступ.** Лінійні імпульсні електромеханічні перетворювачі індукційного типу (ЛЕПІТ) широко використовуються як для розгону виконавчого елемента до високої швидкості на короткій активній ділянці, так і для створення потужних силових імпульсів на об'єкті впливу при незначному переміщенні виконавчого елемента [1-4]. Такі перетворювачі широко використовую-

ються в багатьох галузях науки і техніки як ударно-силові пристрої і електромеханічні прискорювачі.

В якості ударно-силових пристроїв ЛЕПІТ застосовуються для електромагнітних молотів і перфораторів у будівництві, для бутобойів та вібраторів у гірській промисловості, для ударних сейсмічних дже-

рел у геологорозвідці, для молотів з великим діапазоном енергії удару та пристроїв для електродинамічної обробки зварних з'єднань у машинобудуванні, для віброзмішувачів у хімічній та медико-біологічній промисловості, для випробувальних пристроїв, що забезпечують перевірку відповідальної апаратури на ударні навантаження, для магнітно-імпульсних пристроїв, що забезпечують пресування спеціальних порошків кераміки, для пристроїв, що забезпечують очищення технологічних ємностей від налипання сипучих матеріалів, для пристроїв, що забезпечують знищення важливої інформації на накопичувачах при несанкціонованому доступі та ін. [5-9].

В якості електромеханічних прискорювачів ЛІЕПІТ застосовуються для швидкодійних електричних апаратів, для балістичних лазерних гравіметрів, для систем, що забезпечують запуск безпілотних літальних апаратів, для оборонних пристроїв, що забезпечують захист відповідальних об'єктів від пристроїв, що підлітають, для розгінних пристроїв в аерокосмічній техніці та ін. [10-15].

У ЛІЕПІТ в нерухомій обмотці індуктора при підключенні до ємнісного накопичувача енергії (ЄНЕ) протікає імпульсний струм, який за допомогою магнітного поля індуктує струм в обмотці якоря. Оскільки в початковий момент часу струми в обмотках мають протилежну полярність, то між ними виникають електродинамічні сили (ЕДС) відштовхування [16].

При роботі перетворювача в якості електромеханічного прискорювача обмотка якоря, яка переміщується під дією ЕДС відштовхування, здійснює розгін виконавчого елемента. А при роботі в якості ударно-силового пристрою обмотка якоря при незначному переміщенні забезпечує передачу силового імпульсу на виконавчий елемент.

У ЛІЕПІТ короткозамкнена обмотка якоря може бути виконана одно-або багатовитковою. При одновитковому виконанні обмотка якоря представляє собою, як правило, масивний електропровідний диск. Однак індукований струм по такому диску розподілений суттєво нерівномірно. При багатовитковому виконанні обмотка якоря щільно намотана проводом відносно малого поперечного перерізу і просочена компаундом на основі епоксидної смоли. У такій обмотці індукований струм розподіляється рівномірно по всьому перерізу, що забезпечує більш рівномірний силовий вплив на виконавчий елемент.

Як показують дослідження, через фазовий зсув між струмом збудження в обмотці індуктора і індукваним струмом в короткозамкненій обмотці якоря крім початкових ЕДС відштовхування виникають і наступні ЕДС тяжіння [17]. Внаслідок цього робочі показники перетворювача знижуються [18]. ЕДС тяжіння виникають через зміну полярності індукovanого струму в обмотці якоря, тоді як полярність струму збудження в обмотці індуктора може залишатися незмінною.

Усунути ЕДС тяжіння можна шляхом обмеження тривалості індукovanого струму в обмотці якоря до зміни його полярності. Для цього в обмотку якоря можна підключити випрямний діод  $VD$  (рис. 1). Обмеження струму в магнітно-імпульсній установці для

зміни впливу ЕДС на вторинний електропровідний елемент з використанням керованого вакуумного розрядника описано в роботі [19]. Але в тому дослідженні метою було збільшення ЕДС тяжіння, тоді як для ЛІЕПІТ такі сили є небажаними.

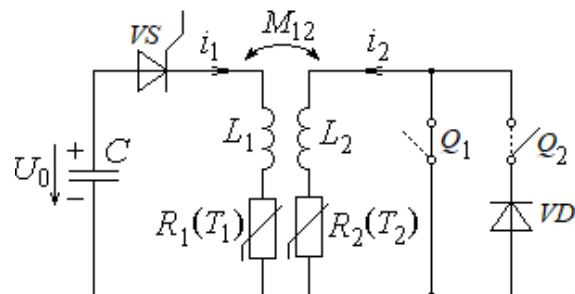


Рис. 1. Електрична схема ЛІЕПІТ за відсутності ( $Q_1, Q_2$  – суцільні лінії) та наявності ( $Q_1, Q_2$  – штрихові лінії) діода  $VD$  в обмотці якоря

Забезпечення однієї полярності індукovanого струму можна реалізувати шляхом підключення діода  $VD$  до багатовиткової обмотки якоря, тому в подальшому будемо саме її розглядати. Однак при цьому не досліджено доцільність обмеження тривалості індукovanого струму в обмотці якоря до зміни його полярності при роботі ЛІЕПІТ в якості ударно-силового пристрою та електромеханічного прискорювача.

**Метою статті** є підвищення робочих показників лінійних імпульсних електромеханічних перетворювачів індукційного типу при роботі в якості ударно-силового пристрою і електромеханічного прискорювача за рахунок обмеження тривалості індукovanого струму в обмотці якоря до зміни його полярності.

Розглянемо **математичну модель** ЛІЕПІТ, у якій використовуються зосереджені параметри багатовиткових обмоток індуктора та якоря. Для врахування взаємопов'язаних електричних, магнітних, механічних і теплових процесів, а також ряду нелінійних залежностей рішення рівнянь, що описують зазначені процеси, представимо в рекурентному вигляді.

Будемо вважати, що при роботі в якості ударно-силового пристрою переміщення обмотки якоря з виконавчим елементом відсутнє, а при роботі в якості електромеханічного прискорювача якорі переміщається на значну відстань з виконавчим елементом, який має відносно малу масу.

Для збудження ЛІЕПІТ від ЄНЕ використовуємо однополярний імпульс струму в обмотці індуктора, що формується пусковим тиристором  $VS$  (рис. 1). Це дозволяє зберігати частину енергії в ЄНЕ до кінця робочого циклу. Для обмеження тривалості індукovanого струму в обмотці якоря до зміни його полярності використовуємо випрямний діод  $VD$ . Вважаємо, що для напівпровідникових приладів  $VS$  і  $VD$  опори в прямому напрямку рівні нулю, а в зворотному напрямку – нескінченно великі.

Електричні процеси в ЛІЕПІТ при роботі в якості ударно-силового пристрою можна описати системою рівнянь:

$$R_1(T_1)i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_0} \int_0^t i_1 dt + M_{12} \frac{di_2}{dt} = 0, \quad (1)$$

$$\frac{1}{C_0} \int_0^t i_1 \cdot dt = U_0, \quad (2)$$

$$R_2(T_2) \cdot i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{21} \frac{di_1}{dt} = 0, \quad (3)$$

де  $n=1, 2$  – індекси обмоток індуктора та якоря відповідно;  $R_n, L_n, T_n, i_n$  – активний опір, індуктивність, температура і струм  $n$ -ої обмотки відповідно;  $M_{12}=M_{21}$  – взаємна індуктивність між обмотками;  $C_0, U_0$  – ємність та початкова (зарядна) напруга ЄНЕ.

При роботі ЛЕПІТ в якості електромеханічного прискорювача рівняння (1) і (3) набувають вигляду:

$$R_1(T_1)i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_0} \int_0^t i_1 dt + M_{12}(z) \frac{di_2}{dt} + v_z(t)i_2 \frac{dM_{12}}{dz} = 0; \quad (4)$$

$$R_2(T_2) \cdot i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{21}(z) \frac{di_1}{dt} + i_1 v(t) \frac{dM_{12}}{dz} = 0. \quad (5)$$

Рішення рівнянь для струмів в обмотках перетворювача в рекурентному вигляді представлені в роботі [18]. Переміщення  $h_z$  і швидкість  $v_z$  обмотки якоря відносно обмотки індуктора, що представлені в рекурентному вигляді [10], враховують миттєве значення аксіальних ЕДС між обмотками:

$$f_z(z, t) = i_1(t)i_2(t) \frac{dM_{12}}{dz}(z), \quad (6)$$

маси обмотки якоря та виконавчого елемента, щільність середовища переміщення та коефіцієнт аеродинамічного опору.

При роботі ЛЕПІТ в якості ударно-силового пристрою між обмотками існує тепловий контакт через ізоляційну прокладку. Температури обмоток при цьому можна описати рекурентними співвідношеннями [4], які враховують коефіцієнт теплопровідності та товщину прокладки, коефіцієнти тепловіддачі та теплоємності обмоток.

Для розрахунку характеристик і показників ЛЕПІТ використовуємо алгоритм циклічної дії [20], що дозволяє врахувати комплекс взаємопов'язаних електричних, магнітних, механічних і теплових процесів і різних нелінійних залежностей, наприклад  $R_n(T_n), M_{12}(z)$ . При розрахунку робочий процес розбиваємо на ряд чисельно малих інтервалів часу  $\Delta t = t_{k+1} - t_k$ , в межах яких усі величини вважаємо незмінними. За отриманими в момент часу  $t_{k+1}$  значеннями струму розраховуємо температури обмоток  $T_1$  і  $T_2$ , переміщення  $h_z$  і швидкість  $v_z$  обмотки якоря, взаємні індуктивності  $M_{12}$  між обмотками. При такому підході для визначення струмів на розрахунковому інтервалі часу  $\Delta t$  можна використовувати лінійні рівняння та співвідношення. Величина  $\Delta t$  вибирається таким чином, щоб вона істотно не впливала на результати розрахунку, забезпечуючи при цьому необхідну точність.

Початкові умови математичної моделі:

$T_n(0) = T_0$  – температура  $n$ -ої обмотки;

$i_n(0) = 0$  – струм  $n$ -ої обмотки;

$h_z(0) = h_{z0}$  – відстань між обмотками;

$u_c(0) = U_0$  – напруга ЄНЕ;

$v_z(0) = 0$  – швидкість обмотки якоря вздовж осі  $z$ .

**Основні параметри ЛЕПІТ.** Розглянемо ЛЕПІТ, у якого обмотка індуктора ( $n=1$ ) і обмотка якоря ( $n=2$ ) виконані у вигляді монолітних дискових котушок, щільно намотаних мідним проводом круглого перерізу діаметром  $d_0=1,3$  мм і просочених епоксидним компаундом. Зовнішній діаметр обмоток  $D_{ex}=100$  мм, їх внутрішній діаметр  $D_{in}=10$  мм. Аксіальна висота обмотки індуктора  $H_1=6$  мм і обмотки якоря  $H_2=3$  мм. Число витків обмотки індуктора  $N_1=120$  і обмотки якоря  $N_2=60$ . Початкова відстань між обмотками  $h_{z0}=1$  мм. ЄНЕ має енергію  $W_0=500$  Дж і його ємність  $C_0$  змінюється в діапазоні від 0,5 до 5 мФ при відповідній зміні початкової напруги  $U_0 = \sqrt{2W_0 C_0^{-1}}$ . При роботі ЛЕПІТ в якості електромеханічного прискорювача маса виконавчого елемента  $m_a=0,5$  кг.

Проведемо аналіз електромеханічних характеристик і робочих показників ЛЕПІТ, у якого в обмотці якоря здійснюється обмеження тривалості індукваного струму до зміни його полярності ( $Q_1$  розімкнений,  $Q_2$  замкнений), порівняно з ЛЕПІТ, у якого відсутнє таке обмеження ( $Q_1$  замкнений,  $Q_2$  розімкнений) (рис. 1).

При аналізі роботи ЛЕПІТ враховуватимемо наступні робочі показники: струм збудження, температуру нагрівання обмоток і силу віддачі. Максимальний струм збудження пропорційний амплітуді щільності струму в обмотці індуктора  $j_{1m}$ , температура нагрівання обмотки індуктора – перевищенню її температури  $\theta_1$ , а сила віддачі – амплітуді ЕДС  $f_{2m}$ . Максимальний струм збудження впливає на параметри електронного джерела, температура нагрівання – на тривалість роботи перетворювача в циклічному режимі, а сила віддачі – на механічну надійність. Так, для ручних ударних інструментів і різних автономних пускатрів сила віддачі негативно впливає як на сам пристрій, так і на обслуговуючий персонал. Особливо негативно сила віддачі проявляється у вимірювальних пристроях. Так, у балістичному лазерному гравіметрі, призначеному для вимірювання прискорення вільного падіння, використовується електромеханічна катапульта, яка забезпечує вертикальне підкидання кутового оптичного відбивача [21]. Сила віддачі викликає автосейсмічні коливання, що знижують точність вимірювання гравіметру [22].

**При роботі ЛЕПІТ в якості ударно-силового пристрою** його ефективність будемо оцінювати най-

більшою величиною імпульсу ЕДС  $P_z = \int_0^t f_z(t) dt$  при

мінімальних величинах сили віддачі, струму збудження та температури нагрівання обмотки індуктора.

На рис. 2 представлені електромеханічні характеристики ЛЕПІТ за відсутності (суцільні лінії) та наявності (лінії з кружками) обмеження тривалості індукваного струму в обмотці якоря до зміни його полярності.

При використанні ЄНЕ ємністю  $C_0=0,5$  мФ максимальна щільність струму в обмотці індуктора становить  $j_{1m}=1,03$  кА/мм<sup>2</sup>, а обмотці якоря –  $j_{2m}=1,41$  кА/мм<sup>2</sup> (рис. 2,а). Амплітуда ЕДС  $f_{2m}=30,85$  кН.

За відсутності обмеження індукваного струму в короткозамкненій обмотці якоря (без діода  $VD$  на рис. 1) до кінця робочого циклу перевищення температури обмотки індуктора становить  $\theta_1=1,58$  °C, а перевищення обмотки якоря  $\theta_2=2,87$  °C. За рахунок ЕДС тяжіння величина імпульсу цих сил, досягаючи максимального значення  $P_{zm}=12,5$  Н·с, до кінця робочого циклу знижується до  $P_{zf}=12,19$  Н·с.

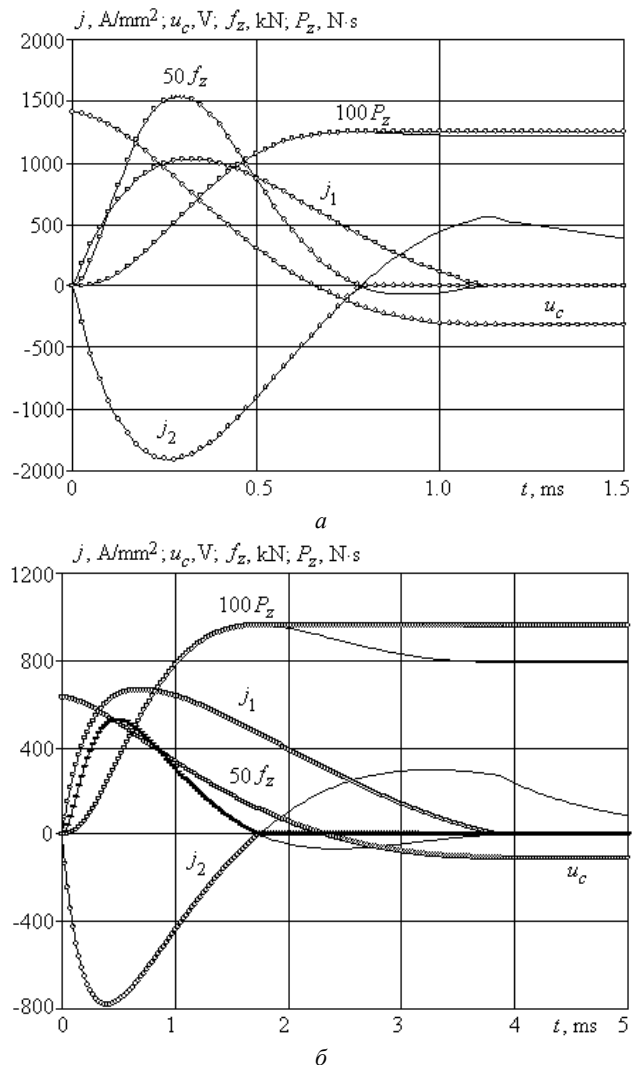


Рис. 2. Електромеханічні характеристики ЛПЕПТ при роботі як ударно-силовий пристрій при  $C_0$ : 0,5 мФ (а) та 2,5 мФ (б)

При використанні ЄНЕ підвищеної ємності ( $C_0=2,5$  мФ), а значить і зниженої напруги  $U_0$ , максимальні значення густини струму в обмотці індуктора знижується до  $j_{1m}=0,67$  кА/мм<sup>2</sup>, в обмотці якоря – до  $j_{2m}=0,78$  кА/мм<sup>2</sup>, ЕДС – до  $f_{zm}=10,58$  кН (рис. 2,б). Але до кінця робочого циклу перевищення температури обмотки індуктора збільшується до  $\theta_1=2,15$  °C, а перевищення обмотки якоря зменшується до  $\theta_2=1,86$  °C. При цьому величина імпульсу ЕДС, досягаючи максимального значення  $P_{zm}=9,61$  Н·с, до кінця робочого циклу знижується до  $P_{zf}=7,94$  Н·с.

При збільшенні ємності  $C_0$  ЄНЕ і незмінній енергії  $W_0=500$  Дж напруга  $U_0$  зменшується, що зумовлює зміну основних робочих показників ЛПЕПТ (рис. 3,а).

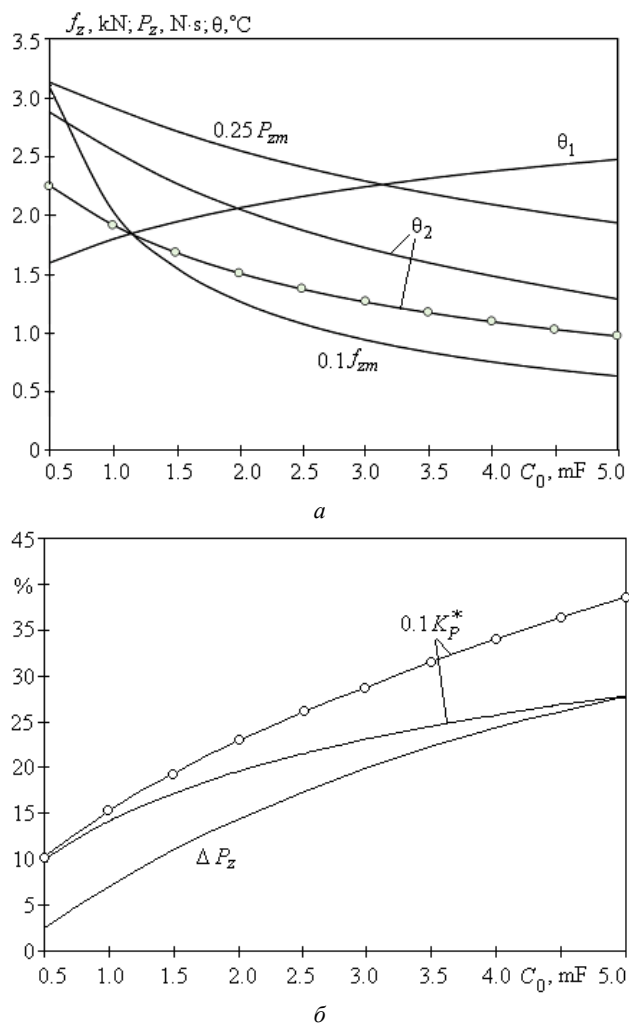


Рис. 3. Залежність робочих показників ЛПЕПТ при роботі як ударно-силовий пристрій від ємності ЄНЕ при  $W_0=500$  Дж

При збільшенні  $C_0$  від 0,5 до 5 мФ амплітуда ЕДС  $f_{zm}$  зменшується приблизно в 5 разів (від 30,85 до 6,06 кН), але величина максимального імпульсу ЕДС  $P_{zm}$  зменшується приблизно в 1,5 рази (від 12,5 до 7,7 Н·с). За такого збільшення ємності  $C_0$  перевищення температури обмотки індуктора  $\theta_1$  збільшується від 1,58 до 2,47 °C. Зазначені показники практично не залежать від наявності або відсутності обмеження тривалості індукваного струму в обмотці якоря до зміни його полярності. Однак обмеження тривалості струму впливає на перевищення температури обмотки якоря  $\theta_2$ . У перетворювачі без обмеження струму короткозамкненої обмотки якоря величина  $\theta_2$  зменшується від 2,87 до 1,27 °C. За наявності зазначеного обмеження за рахунок підключення діода  $VD$  величина  $\theta_2$  нижче, ніж за його відсутності, і зменшується від 2,24 до 0,96 °C.

Для того, щоб оцінити ефективність роботи ЛПЕПТ як ударно-силовий пристрій в залежності від величини ємності  $C_0$  ЄНЕ при  $W_0=500$  Дж використовуємо величину відносного зменшення імпульсу ЕДС  $\Delta P_z = 100(P_{zm} - P_{zf})P_{zm}^{-1}, \%$  і відносний критерій ефективності  $K_p^* = 100 \frac{P_{zf}^*}{J_{1m} J_{2m} \theta_1^*}, \%$ . Як базовий варіант для



$K_p^*$  використовуємо перетворювач, що збуджується від ЄНЕ ємністю  $C_0=0,5$  мФ без обмеження струму в короткозамкненій обмотці якоря. При збільшенні  $C_0$  від 0,5 до 5 мФ та відсутності обмеження струму в обмотці якоря відносно зменшення імпульсу ЕРС  $\Delta P_z$  зростає від 2,5 до 27,6 % (рис. 3,б). Однак критерій ефективності ЛІЕПІТ  $K_p^*$  при цьому збільшується в 2,78 разів насамперед за рахунок зменшення амплітуди щільності струму в обмотці індуктора  $j_{1m}$  і амплітуди ЕРС  $f_{zm}$ .

За наявності обмеження тривалості струму в обмотці якоря за рахунок підключення діода VD через відсутність зменшення імпульсу ОДС величина критерію ефективності  $K_p^*$  підвищується (на 38,6 % при  $C_0=0,5$  мФ) Це показує перспективність даного технічного рішення щодо усунення ЕДС тяжіння при роботі ЛІЕПІТ в якості ударно-силового пристрою.

**При роботі ЛІЕПІТ в якості електромеханічного прискорювача** його ефективність оцінюватимемо найбільшою величиною ККД

$$\eta = 100C_0^{-1} (m_2 + m_a) v^2 (U_0^2 - U_1^2)^{-1}, \%$$

який враховує кінетичну енергію якоря разом із виходним елементом та залишкову напругу ЄНЕ в кінці робочого циклу  $U_1$ . На рис. 4 представлені електромеханічні характеристики ЛІЕПІТ за відсутності (суцільні лінії) і наявності (лінії з кружками) обмеження індукваного струму в обмотці якоря.

При використанні ЄНЕ ємністю  $C_0=0,5$  мФ максимальна щільність струму в обмотці індуктора становить  $j_{1m}=0,87$  кА/мм<sup>2</sup>, а в якорі обмотці –  $j_{2m}=1,19$  кА/мм<sup>2</sup> (рис. 4,а), тобто вони нижче, ніж при роботі ЛІЕПІТ як ударно-силового устрій. Відповідно менше і амплітуда ЕДС  $f_{zm}=21,16$  кН.

У перетворювачі без обмеження струму в короткозамкненій обмотці якоря максимальна швидкість  $v_m=11,86$  м/с до кінця робочого циклу практично не зменшується, що забезпечує ККД електромеханічного прискорювача  $\eta=14,24$  %. Перевищення температури обмотки індуктора становить  $\theta_1=1,84$  °С, а перевищення обмотки якоря  $\theta_2=2,02$  °С. При використанні ЄНЕ ємністю  $C_0=2,5$  мФ максимальне значення щільності струму в обмотці індуктора знижується до  $j_{1m}=0,621$  кА/мм<sup>2</sup>, а в обмотці якоря – до  $j_{2m}=0,69$  кА/мм<sup>2</sup>, ЕРС – до  $f_{zm}=7,62$  кН (рис. 4,б).

До кінця робочого циклу перевищення температури обмотки індуктора збільшується до  $\theta_1=2,6$  °С, а в обмотки якоря знижується до  $\theta_2=1,12$  °С. Швидкість обмотки якоря, досягаючи максимального значення  $v_{zm}=7,97$  м/с, до кінця робочого циклу помітно знижується, складаючи  $v_{zf}=6,69$  м/с. В результаті ККД перетворювача, досягаючи максимального значення  $\eta_m=5,29$  %, до кінця робочого циклу знижується до  $\eta=3,65$  %.

Для того, щоб оцінити ефективність ЛІЕПІТ при роботі в якості електромеханічного прискорювача використовуємо величини відносного зменшення швидкості  $\Delta v = 100(v_{zm} - v_{zf})v_f^{-1}, \%$  і ККД

$$\Delta \eta = 100(\eta_m - \eta_f)\eta_m^{-1}, \%$$

ефективності  $K_v^* = 100 \frac{v_f^*}{j_{1m}^* f_{zm}^* \theta_1^*}, \%$ . У якості базового

варіанту використаний ЄНЕ ємністю  $C_0=0,5$  мФ при відсутності обмеження струму в короткозамкненій обмотці якоря.

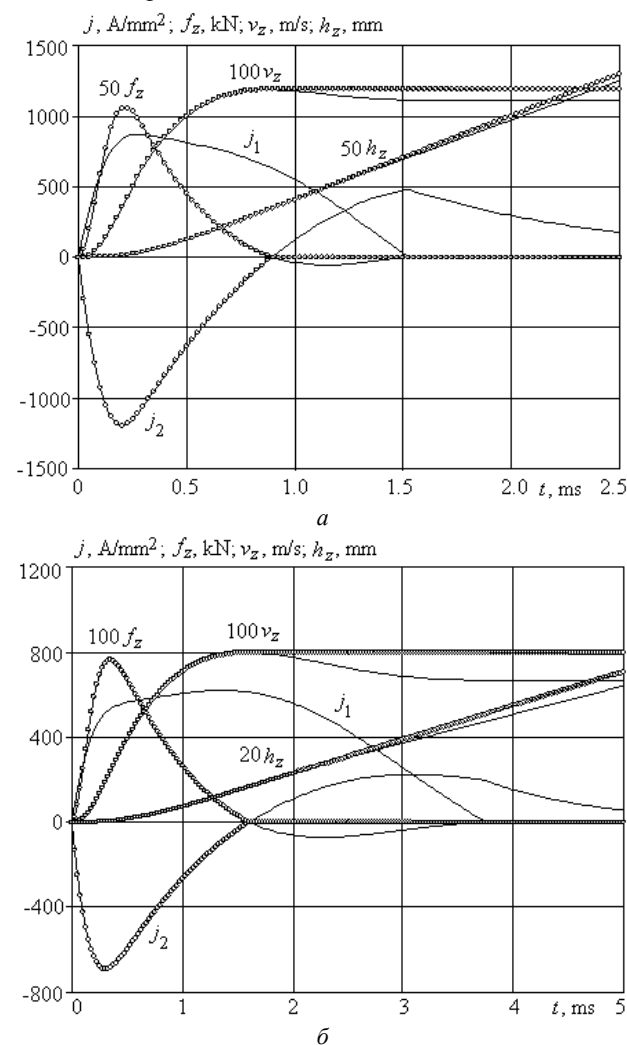


Рис. 4. Електромеханічні характеристики ЛІЕПІТ при роботі як електромеханічний прискорювач при  $C_0$ : 0,5 мФ (а) та 2,5 мФ (б)

При збільшенні ємності  $C_0$  від 0,5 до 5 мФ ( $W_0=500$  Дж) та відсутності обмеження струму обмотки якоря (гладкі лінії на рис. 5), максимальна швидкість  $v_{zm}$  зменшується від 11,86 до 6,19 м/с, що призводить до зменшення максимального ККД  $\eta_m$  від 14,24 до 4,02 %, збільшення перевищення температури обмотки індуктора  $\theta_1$  від 1,84 до 2,87 °С і зменшення аналогічної величини для обмотки якоря  $\theta_2$  від 2,02 до 0,78 °С. Величина відносного зменшення швидкості обмотки якоря  $\Delta v$  збільшується від 5,9 до 21,97 %. Величина відносного зменшення ККД  $\Delta \eta$  проявляється лише після збільшення ємності  $C_0$  понад 1 мФ. Вона збільшується до  $\Delta \eta=57$  % при  $C_0=5$  мФ. Відносний критерій ефективності перетворювача  $K_v^*$  збільшується практично вдвічі насамперед за рахунок зменшення амплітуди щільності струму в обмотці індуктора  $j_{1m}$  від 870,1 до 551,5 А/мм<sup>2</sup> і амплітуди ЕДС  $f_{zm}$  від 21,16 до 4,62 кН.

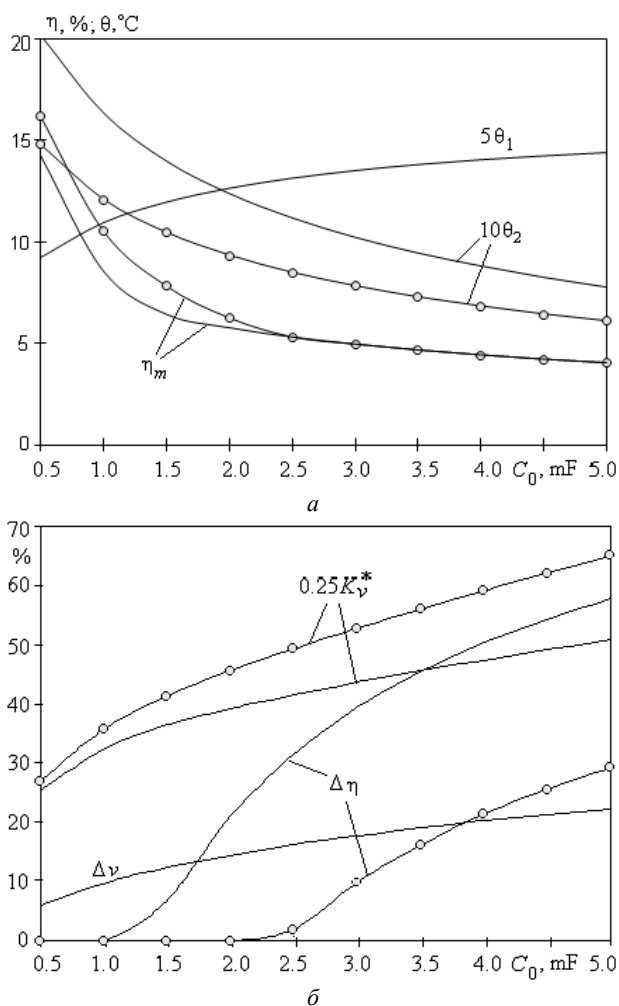


Рис. 5. Залежність робочих показників ЛІЕПІТ при роботі як електромеханічний прискорювач від ємності СНЕ при  $W_0=500$  Дж

За наявності обмеження струму в обмотці якоря за рахунок підключення діода  $VD$  (лінії з кружками на рис. 5) критерій ефективності  $K_v^*$  підвищується, причому більшою мірою при збільшенні ємності накопичувача енергії. Так при  $C_0=5$  мФ та відсутності діода  $K_v^*=2,01$ , а за наявності діода –  $K_v^*=2,56$ . Величина відносного зменшення ККД  $\Delta\eta$  істотно зменшується. Вона виникає лише після збільшення ємності понад  $C_0=2,5$  мФ та збільшується до  $\Delta\eta=28,86$  % при  $C_0=5$  мФ. Максимальний ККД  $\eta_m$  збільшується тільки в діапазоні  $C_0$  від 0,5 до 2,0 мФ, становлячи  $\eta_m=16,16$  % при  $C_0=0,5$  мФ. Перевищення температури обмотки якоря  $\theta_2$  зменшується, змінюючись у вказаному діапазоні від 1,48 до 0,61  $^{\circ}\text{C}$ .

Таким чином, обмеження тривалості індукованого струму в обмотці якоря до зміни його полярності шляхом підключення до неї випрямного діода забезпечує підвищення силових показників при роботі ЛІЕПІТ в якості ударно-силового пристрою і збільшення швидкісних показників при роботі перетворювача в якості електромеханічного прискорювача.

#### Висновки.

1. Для усунення ЕДС тяжіння між обмотками ЛІЕПІТ запропоновано обмежувати тривалість індукваного струму в обмотці якоря до зміни його полярності шляхом підключення до неї випрямного діода.

2. При роботі ЛІЕПІТ як ударно-силовий пристрій через ЕДС тяжіння величина імпульсу цих сил, досягаючи максимального значення, до кінця робочого циклу знижується. При обмеженні тривалості струму в обмотці якоря величина критерію ефективності, що враховує імпульс ЕДС, силу віддачі, струм і температуру нагрівання обмотки індуктора, підвищується (на 38,6 % при  $C_0=0,5$  мФ).

3. При роботі ЛІЕПІТ як електромеханічний прискорювач без обмеження струму в короткозамкненій обмотці якоря відбувається зменшення швидкості та ККД, який враховує кінетичну енергію та напругу СНЕ в кінці робочого циклу. При обмеженні індукваного струму в обмотці якоря за рахунок підключення випрямного діода критерій ефективності підвищується, а перевищення температури обмотки якоря зменшується. Максимальний ККД збільшується тільки в діапазоні від 0,5 до 2 мФ, складаючи 16,16 % при  $C_0=0,5$  мФ. Відносне зменшення ККД від максимального до кінцевого значення зменшується і виникає тільки після збільшення ємності  $C_0$  понад 2,5 мФ.

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

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ:

- Balikci A., Zabar Z., Birenbaum L., Czarkowski D. Improved performance of linear induction launchers. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2005, vol. 41, no. 1, pp. 171-175. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2004.839283>.
- Go B., Le D., Song M., Park M., Yu I. Design and Electromagnetic Analysis of an Induction-Type Coilgun System With a Pulse Power Module. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2019, vol. 47, no. 1, pp. 971-976. doi: <https://doi.org/10.1109/TPS.2018.2874955>.
- Vilchis-Rodriguez D.S., Shuttleworth R., Barnes M. Modeling Thomson Coils With Axis-Symmetric Problems: Practical Accuracy Considerations. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2017, vol. 32, no. 2, pp. 629-639. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2017.2651979>.
- Bolyukh V.F., Katkov I.I. Cryogenic Cooling System "KrioBlast" Increased Efficiency and Lowered the Operation Time of Protective Electrical Induction-Induced Devices. *Proceedings of the ASME 2013 International Mechanical Engineering Congress and Exposition. Volume 8B: Heat Transfer and Thermal Engineering*. San Diego, California, USA. November 15-21, 2013. V08BT09A003. ASME. doi: <https://doi.org/10.1115/imece2013-62383>.
- Zhou Y., Huang Y., Wen W., Lu J., Cheng T., Gao S. Research on a novel drive unit of fast mechanical switch with modular double capacitors. *The Journal of Engineering*, 2019, vol. 2019, no. 17, pp. 4345-4348. doi: <https://doi.org/10.1049/joe.2018.8148>.
- Liu X., Yu X., Ban R., Li Z. Analysis of the Capacitor-Aided Meat Grinder Circuits for an Inductive Pulsed Power Supply. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2017, vol. 45, no. 7, pp. 1339-1346. doi: <https://doi.org/10.1109/TPS.2017.2705179>.
- Кондратенко І.П., Жильцов А.В., Пащин М.О., Васюк В.В. Вибір параметрів електромеханічного перетворювача індукційного типу для електродинамічної обробки зварних з'єднань. *Технічна електродинаміка*, 2017, № 5, С. 83-88. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2017.05.083>.
- Soda R., Tanaka K., Takagi K., Ozaki K. Simulation-aided development of magnetic-aligned compaction process with pulsed magnetic field. *Powder Technology*, 2018, vol. 329, pp. 364-370. doi: <https://doi.org/10.1016/j.powtec.2018.01.035>.

9. Городжа К.А., Подольцев О.Д., Трошинский Б.А. Электромагнитні процеси в імпульсному електродинамічному випромінювачі для збудження пружних коливань у бетонних конструкціях. *Технічна електродинаміка*, 2019, № 3, С. 23-28. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2019.03.023>.

10. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V. The influence of the parameters of a ferromagnetic shield on the efficiency of a linear induction–dynamic converter. *Russian Electrical Engineering*, 2015, vol. 86, no. 7, pp. 425–431. doi: <https://doi.org/10.3103/S1068371215070044>.

11. Puumala V., Kettunen L. Electromagnetic design of ultrafast electromechanical switches. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2015, vol. 30, no. 3, pp. 1104–1109. doi: <https://doi.org/10.1109/tpwrd.2014.2362996>.

12. Bolyukh V.F., Schukin I.S., Lasocki J. Influence of the initial winding displacement on the indicators of the electromechanical induction accelerator of cylindrical configuration. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 5, pp. 3–10. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.5.01>.

13. Niu X., Li W., Feng J. Nonparametric Modeling and Parameter Optimization of Multistage Synchronous Induction Coilgun. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2019, vol. 47, no. 7, pp. 3246–3255. doi: <https://doi.org/10.1109/tps.2019.2918157>.

14. Kondratiuk M., Ambroziak L. Concept of the magnetic launcher for medium class unmanned aerial vehicles designed on the basis of numerical calculations, *Journal of Theoretical and Applied Mechanics*, 2016, vol. 54, no. 1, pp. 163–177. doi: <https://doi.org/10.15632/jtam-pl.54.1.163>.

15. Angquist L., Baudoin A., Norrga S., Nee S., Modeer T. Low-cost ultra-fast DC circuit-breaker: Power electronics integrated with mechanical switchgear. *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2018, pp. 1708–1713. doi: <https://doi.org/10.1109/icit.2018.8352439>.

16. Bolyukh V.F., Dan'ko V.G., Oleksenko S.V. The Effect of an External Shield on the Efficiency of an Induction-Type Linear-Pulse Electromechanical Converter. *Russian Electrical Engineering*, 2018, vol. 89, no. 4, pp. 275–281. doi: <https://doi.org/10.3103/S106837121804003X>.

17. Bolyukh V.F., Katkov I.I. Influence of the Form of Pulse of Excitation on the Speed and Power Parameters of the Linear Pulse Electromechanical Converter of the Induction Type. *Volume 2B: Advanced Manufacturing*, Nov. 2019, 8 p. doi: <https://doi.org/10.1115/imece2019-10388>.

18. Bolyukh V.F., Shchukin I.S. Influence of an excitation source on the power indicators of a linear pulse electromechanical converter of induction type. *Технічна електродинаміка*, 2021, № 3, С. 28–36. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.028>.

19. Ljutenko L.A., Mikhailov V.M. Expansion of cylindrical tubular workpieces on high-voltage magnetic-pulse installation with controlled vacuum discharger. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 3, pp. 42–46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.3.07>.

20. Болюх В.Ф., Кашанский Ю.В., Шукин И.С. Сравнительный анализ силовых и скоростных показателей линейных импульсных электромеханических преобразователей электродинамического и индукционного типов. *Технічна електродинаміка*, 2019, № 6, С. 35–42. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.035>.

21. Bolyukh V.F., Vinnichenko A.I. Concept of an Induction-Dynamic Catapult for a Ballistic Laser Gravimeter. *Measurement Techniques*, 2014, vol. 56, no. 10, pp. 1098–1104. doi: <https://doi.org/10.1007/s11018-014-0337-z>.

22. Bolyukh V.F., Omel'chenko A.V., Vinnichenko A.I. Effect of Self-Seismic Oscillations of the Foundation on the Readout of a Ballistic Gravimeter with an Induction-Dynamic Catapult. *Measurement Techniques*, 2015, vol. 58, no. 2, pp. 137–142. doi: <https://doi.org/10.1007/s11018-015-0675-5>.

## REFERENCES

- Balikci A., Zabar Z., Birenbaum L., Czarkowski D. Improved performance of linear induction launchers. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2005, vol. 41, no. 1, pp. 171–175. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2004.839283>.
- Go B., Le D., Song M., Park M., Yu I. Design and Electromagnetic Analysis of an Induction-Type Coilgun System With a Pulse Power Module. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2019, vol. 47, no. 1, pp. 971–976. doi: <https://doi.org/10.1109/TPS.2018.2874955>.
- Vilchis-Rodriguez D.S., Shuttleworth R., Barnes M. Modelling Thomson Coils With Axis-Symmetric Problems: Practical Accuracy Considerations. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2017, vol. 32, no. 2, pp. 629–639. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2017.2651979>.
- Bolyukh V.F., Katkov I.I. Cryogenic Cooling System “KrioBlast” Increased Efficiency and Lowered the Operation Time of Protective Electrical Induction-Induced Devices. *Proceedings of the ASME 2013 International Mechanical Engineering Congress and Exposition. Volume 8B: Heat Transfer and Thermal Engineering*. San Diego, California, USA. November 15–21, 2013. V08BT09A003. ASME. doi: <https://doi.org/10.1115/imece2013-62383>.
- Zhou Y., Huang Y., Wen W., Lu J., Cheng T., Gao S. Research on a novel drive unit of fast mechanical switch with modular double capacitors. *The Journal of Engineering*, 2019, vol. 2019, no. 17, pp. 4345–4348. doi: <https://doi.org/10.1049/joe.2018.8148>.
- Liu X., Yu X., Ban R., Li Z. Analysis of the Capacitor-Aided Meat Grinder Circuits for an Inductive Pulsed Power Supply. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2017, vol. 45, no. 7, pp. 1339–1346. doi: <https://doi.org/10.1109/TPS.2017.2705179>.
- Kondratenko I.P., Zhylytsov A.V., Pashchyn N.A., Vasyuk V.V. Selecting induction type electromechanical converter for electrodynamic processing of welds. *Technical Electrodynamics*, 2017, no. 5, pp. 83–88. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2017.05.083>.
- Soda R., Tanaka K., Takagi K., Ozaki K. Simulation-aided development of magnetic-aligned compaction process with pulsed magnetic field. *Powder Technology*, 2018, vol. 329, pp. 364–370. doi: <https://doi.org/10.1016/j.powtec.2018.01.035>.
- Gorodza K.A., Podoltsev A.D., Troshchynkyi B.O. Electromagnetic processes in pulsed electrodynamic emitter to excite elastic vibrations in concrete structures. *Technical Electrodynamics*, 2019, no. 3, pp. 23–28. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2019.03.023>.
- Bolyukh V.F., Oleksenko S.V. The influence of the parameters of a ferromagnetic shield on the efficiency of a linear induction–dynamic converter. *Russian Electrical Engineering*, 2015, vol. 86, no. 7, pp. 425–431. doi: <https://doi.org/10.3103/S1068371215070044>.
- Puumala V., Kettunen L. Electromagnetic design of ultrafast electromechanical switches. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2015, vol. 30, no. 3, pp. 1104–1109. doi: <https://doi.org/10.1109/tpwrd.2014.2362996>.
- Bolyukh V.F., Schukin I.S., Lasocki J. Influence of the initial winding displacement on the indicators of the electromechanical induction accelerator of cylindrical configuration. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 5, pp. 3–10. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.5.01>.
- Niu X., Li W., Feng J. Nonparametric Modeling and Parameter Optimization of Multistage Synchronous Induction Coilgun. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2019, vol. 47, no. 7, pp. 3246–3255. doi: <https://doi.org/10.1109/tps.2019.2918157>.
- Kondratiuk M., Ambroziak L. Concept of the magnetic launcher for medium class unmanned aerial vehicles designed on the basis of numerical calculations, *Journal of Theoretical and Applied Mechanics*, 2016, vol. 54, no. 1, pp. 163–177. doi: <https://doi.org/10.15632/jtam-pl.54.1.163>.

15. Angquist L., Baudoin A., Norrga S., Nee S., Modeer T. Low-cost ultra-fast DC circuit-breaker: Power electronics integrated with mechanical switchgear. *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2018, pp. 1708-1713. doi: <https://doi.org/10.1109/icit.2018.8352439>.
16. Bolyukh V.F., Dan'ko V.G., Oleksenko S.V. The Effect of an External Shield on the Efficiency of an Induction-Type Linear-Pulse Electromechanical Converter. *Russian Electrical Engineering*, 2018, vol. 89, no. 4, pp. 275-281. doi: <https://doi.org/10.3103/S106837121804003X>.
17. Bolyukh V.F., Katkov I.I. Influence of the Form of Pulse of Excitation on the Speed and Power Parameters of the Linear Pulse Electromechanical Converter of the Induction Type. *Volume 2B: Advanced Manufacturing*, Nov. 2019, 8 p. doi: <https://doi.org/10.1115/imece2019-10388>.
18. Bolyukh V.F., Shchukin I.S. Influence of an excitation source on the power indicators of a linear pulse electromechanical converter of induction type. *Technical Electrodynamics*, 2021, no. 3, pp. 28-36. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.028>.
19. Ljutenko L.A., Mikhailov V.M. Expansion of cylindrical tubular workpieces on high-voltage magnetic-pulse installation with controlled vacuum discharger. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 3, pp. 42-46. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.3.07>.
20. Bolyukh V.F., Kashanskyi Y.V., Shchukin I.S. Comparative analysis of power and speed indicators linear pulse electromechanical converters electrodynamic and induction types. *Technical Electrodynamics*, 2019, no. 6, pp. 35-42. (Rus). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.035>.
21. Bolyukh V.F., Vinnichenko A.I. Concept of an Induction-Dynamic Catapult for a Ballistic Laser Gravimeter. *Measurement Techniques*, 2014, vol. 56, no. 10, pp. 1098-1104. doi: <https://doi.org/10.1007/s11018-014-0337-z>.
22. Bolyukh V.F., Omel'chenko A.V., Vinnichenko A.I. Effect of Self-Seismic Oscillations of the Foundation on the Readout of a Ballistic Gravimeter with an Induction-Dynamic Catapult. *Measurement Techniques*, 2015, vol. 58, no. 2, pp. 137-142. doi: <https://doi.org/10.1007/s11018-015-0675-5>.

Надійшла (Received) 26.10.2021

Прийнята (Accepted) 27.11.2021

Опублікована (Published) 03.12.2021

Болюх Володимир Федорович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Щукін Ігор Сергійович<sup>1,2</sup>, к.т.н, доц.,

<sup>1</sup> Національний технічний університет

«Харківський політехнічний інститут»,

61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,

e-mail: vfbolyukh@gmail.com (Corresponding author)

<sup>2</sup> ТОВ Фірма «ТЕТРА, Ltd»,

61024, Харків, вул. Гуданова, 18,

e-mail: tech@tetra.kharkiv.com.ua

V.F. Bolyukh<sup>1</sup>, I.S. Shchukin<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,

2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

<sup>2</sup> Firm Tetra, LTD,

18, Gudanova Str., Kharkiv, 61024, Ukraine.

## Influence of limiting the duration of the armature winding current on the operating indicators of a linear pulse electromechanical induction type converter.

**Introduction.** Linear pulse electromechanical converters of induction type (LPECIT) are used in many branches of science and technology as shock-power devices and electromechanical accelerators. In them, due to the phase shift between the excitation current in the inductor winding and the induced current in the armature winding, in addition to the initial electrodynamic forces (EDF) of repulsion, subsequent EDF of attraction also arise. As a result, the operating indicators of LPECIT are reduced. **The purpose** of the article is to increase the performance of linear pulse electromechanical induction-type converters when operating as a shock-power device and an electromechanical accelerator by limiting the duration of the induced current in the armature winding until its polarity changes.

**Methodology.** To analyze the electromechanical characteristics and indicators of LPECIT, a mathematical model was used, in which the solutions of equations describing interrelated electrical, magnetic, mechanical and thermal processes are presented in a recurrent form. **Results.** To eliminate the EDF of attraction between the LPECIT windings, it is proposed to limit the duration of the induced current in the armature winding before changing its polarity by connecting a rectifier diode to it. It was found that when the converter operates as a shock-power device without limiting the armature winding current, the magnitude of the EDF pulse after reaching the maximum value decreases by the end of the operating cycle. In the presence of a diode in the armature winding, the efficiency criterion, taking into account the EDF impulse, recoil force, current and heating temperature of the inductor winding, increases. When the converter operates as an electromechanical accelerator without limiting the armature winding current, the speed and efficiency decrease, taking into account the kinetic energy and voltage of the capacitive energy storage at the end of the operating cycle. In the presence of a diode in the armature winding, the efficiency criterion increases, the temperature rise of the armature winding decreases, the value of the maximum efficiency increases, reaching 16.16 %.

**Originality.** It has been established that due to the limitation of the duration of the armature winding current, the power indicators of the LPECIT increase when operating as a shock-power device and the speed indicators when the LPECIT operates as an electromechanical accelerator. **Practical value.** It was found that with the help of a rectifier diode connected to the multi-turn winding of the armature, unipolarity of the current is ensured, which leads to the elimination of the EDF of attraction and an increase in the performance of the LPECIT. References 22, figures 5.

**Key words:** linear pulse electromechanical converter of induction type, shock-power device, electromechanical accelerator, performance indicators, limiting the duration of the armature winding current.

S. Goolak, Ie. Riabov, V. Tkachenko, S. Sapronova, I. Rubanik

## Model of pulsating current traction motor taking into consideration magnetic losses in steel

*The aim of the work is to develop a mathematical model of the traction motor of the pulsating current of an electric locomotive taking into account the magnetic losses in the motor steel to determine the starting parameters depending on the voltage of the armature winding. **Methodology.** Mathematical modeling of electromagnetic processes in a traction motor of pulsating current is applied taking into account the nonlinear nature of the armature inductance, the inductance of the excitation winding and the nonlinear nature of the universal magnetic characteristic. The magnetic losses in the steel of the traction motor were taken into account by establishing the dependence of these losses on the frequency of reversal, the magnetic flux in the magnetic circuit of the motor and the geometric dimensions of the motor. **Results.** The mathematical model of calculation of starting parameters of the traction engine of the pulsating current of the traction drive of the electric locomotive of alternating current taking into account the equation of instantaneous value of losses in engine steel is developed. The dynamic characteristics of the traction motor with pulsating current are obtained. It allows to investigate starting parameters of the traction engine on the basis of the received mathematical model and to design elements of the traction drive of the electric locomotive according to the specification, to choose optimum design parameters. **Originality.** For the first time a comprehensive study of the pulsating current traction motor was carried out taking into account the nonlinear nature of the armature inductance, excitation winding inductance and nonlinear nature of the universal magnetic characteristic and taking into account the magnetic losses in the motor steel. **Practical significance.** The model of the traction motor of pulsating current taking into account losses in steel of the engine on the basis of the carried-out calculation is developed. Experimental studies have confirmed the adequacy of the model, which allows to apply the obtained model to develop a mathematical model of an AC electric locomotive to study the electrodynamic processes in it at different modes of operation of the electric locomotive. References 20, tables 2, figures 9.*

**Keywords:** pulsating current traction motor, eddy currents, magnetic losses, magnetic circuit.

*Запропоновано підхід до імітаційного моделювання тягових електродвигунів пульсуючого струму, заснований на врахуванні нелінійного характеру магнітної характеристики, індуктивностей якоря та обмотки збудження. Розроблено модель магнітних втрат у магнітопроводі якоря електродвигуна та досліджено їх вплив на характер електромагнітних процесів у електродвигуні. Показано, що отримані при цьому рішення узгоджуються з отриманими раніше результатами, але відкриваються додаткові можливості при дослідженні роботи двигуна в складі тягового електроприводу електровозу однофазно-постійного струму. Бібл. 20, табл. 2, рис. 9.*

**Ключові слова:** тяговий двигун пульсуючого струму, вихрові струми, магнітні втрати, магнітне коло.

**Introduction.** Development and modeling of control algorithms for traction electric drives of single-phase DC electric locomotives with pulsating current traction motors require a reasonable choice of the model of traction electric motors. Simulation of work performed by pulsating current traction electric motors and systems used to control these motors should give a possibility to take into account a number of uncertainties. These uncertainties are related to the nonlinear nature of motor magnetization curve, occurrence of eddy currents in the magnetic circuit, and magnetic losses in the motor magnetic circuit caused by these currents. In addition, traction electric motor can operate with both full and attenuated excitation.

In this regard, one important circumstance can be noted. Taking into account a large number of works devoted to development of a model of pulsating current traction electric motor demanded models are those that take into account nonlinearity of magnetization characteristics and occurrence of eddy currents and magnetic losses in the motor magnetic circuit. This can be confirmed by works on approximation of magnetization characteristic [1, 2] and simulation of pulsating current traction electric motors of pulsating current taking into consideration influence of eddy currents on the nature of the magnetization curve [3]. Simulation models obtained in the result of applying these methods give an opportunity to determine with high accuracy such traction motor parameters as motor shaft speed at any load,

currents flowing in traction motor circuits, electromotive force (EMF) generated by the motor, but taking into account all power losses in traction motor. This indicates that the subject of researches on development of a model of a pulsating current traction motor taking into account the nonlinear nature of the magnetization curve and the magnetic system as well as power losses in the traction motor is topical.

When modeling a direct current traction motor (DCM) of series excitation the main problem is to reproduce the dependence of magnetic flux on currents of field winding and armature currents; and this implies presence of load characteristics. In the work by [1] the authors propose to use universal magnetization curve for DCM of series excitation, and on the basis of universal magnetic characteristic to calculate universal expressions for the intrusive parameters of direct current traction electric machines and those of pulsating current traction motors. Since the universal magnetic characteristic is built for machines working under load, in order to reduce the error of approximation the author proposed to approximate the universal magnetic characteristic by means of two functions: magnetomotive force of the field winding and magnetomotive force of the armature reaction. For a particular rating of attenuation of excitation, it is possible to convert this expression into a function of one variable, such as armature current.

With an obviously correct approach to modeling the dependence of the magnetic flux on field winding currents this approach is not very convenient for modeling. This is due to the need to change the model parameters for each excitation attenuation mode.

The solution of this problem is given in the work by [2] where it is proposed to calculate the weber-ampere characteristic at certain coefficients of field attenuation based on electromechanical and mechanical characteristics of DCM. Also this work proposes a model for determining the dependence of magnetic flux on field winding currents and the armature winding currents. The transfer function with unknown parameters in this model is considered as an adaptive model with coefficients adapted to the experimental data.

Since DCM used for traction purposes have certain peculiarities of design and magnetic system, the use of universal magnetic characteristics is not always correct. Motor magnetic circuits consist of electrical materials that have both high magnetic conductivity and high electrical conductivity. These materials are characterized by eddy currents that occur during change of magnetic flux. These processes significantly affect the change of magnetic flux in the motor steel and, accordingly, the nature of electromagnetic processes occurring in it. In works by [1, 2] the influence caused by eddy currents in the motor magnetic circuit on the change of magnetic flux is not taken into account. Solution of this problem can be found in the work by [3]. In this study the authors propose a mathematical model of the pulsating current traction motor taking into account influence of eddy currents on the nature of electrodynamic processes occurring in the electric motor.

Since DC motors of series excitation always operate in the loaded mode, electrodynamic processes in the electric motor should also be modeled taking into account the load. This can be confirmed by studies presented in works by [4-6]. The authors show relationship between the nature of load and mechanical characteristics of DCM.

In addition, the works by [7-9] represent the effect of load on motor magnetic characteristic, which, in turn determine electromagnetic characteristics of DCM. But the above works do not show the transition from mathematical models to their implementation in simulation models.

The study by [10] states that during electric locomotive operation movement parameters are constantly changing starting, traction mode, braking mode, braking mode, skidding, etc.). As the operating mode (rating) is changed the motor shaft speed also changes. Magnetic losses in the magnetic circuit of the traction motor depend on the motor shaft speed [11-13].

When calculating magnetic losses in magnetic circuit of pulsating current traction electric motor certain difficulties occur. These difficulties are associated with the choice of loss calculation method. Different loss calculation methods use different normalization coefficients or ratios at the same approach to loss determination in DCM. Moreover, in different methods, the value of similar coefficients may differ significantly from each other. This leads to discrepancies in the results of loss calculations in DCM when applying different methods [14-16].

The solution to this problem can be found in the study by [17] where the authors based on the analysis of existing methods have identified and proposed the most accurate approach to calculation and modeling of instant magnetic losses in steel of DC traction motor on the example of NB-418K6 motor.

Therefore, **the aim of the article** is to develop a mathematical model of a traction motor with pulsating current taking into account magnetic losses to study electrodynamic processes.

**Simulation model of pulse current traction motor.** Simulation of electrodynamic processes in a pulsating current traction motor was performed on the example of the NB-418K6 traction motor. Rating data of NB-418 K6 pulsating current traction motor is presented in Table 1.

Table 1  
Rating data of NB-418 K6 pulsating current traction motor

Parameter	Designation	Units	Value
Nominal voltage	$U_d$	V	950
Nominal power in the continuous rating	$P$	kW	740
Nominal current in continuous rating	$I_a$	A	820
Nominal speed of the motor shaft in continuous rating	$n$	rpm	915
Nominal torque on the motor shaft	$T$	N·m	7727
Armature winding resistance at $t = 115\text{ }^\circ\text{C}$	$r_{aw}$	$\Omega$	0.01612
Resistance of additional poles and field winding at $t = 115\text{ }^\circ\text{C}$	$r_{ap+cw}$	$\Omega$	0.01612
Resistance of main poles at $t = 115\text{ }^\circ\text{C}$	$r_{mp}$	$\Omega$	0.01064
Field winding resistance at $t = 115\text{ }^\circ\text{C}$	$r_f$	$\Omega$	0.001
Number of pole pairs	$p$	-	3
Number of pairs of parallel branches in armature winding	$a$	-	3
Number of armature winding conductors	$N$	-	696
Inertia moment of the motor rotor	$J$	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$	73
Cross sectional area of the armature yoke	$S_y$	$\text{m}^2$	0.0810
Cross sectional area of the armature teeth	$S_z$	$\text{m}^2$	0.0415

Electric scheme of the DC traction motor is presented in Fig. 1.

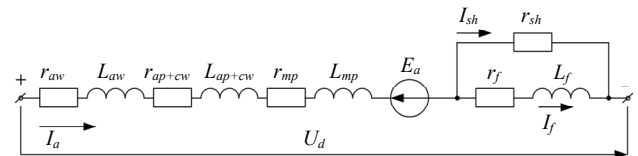


Fig. 1. Electric scheme of the pulsating current traction motor windings:

$r_{aw}, r_{ap+cw}, r_{mp}, r_{sh}, r_f$  – active resistances of armature winding, additional poles and compensation winding, main poles, shunt, field winding;  $L_{aw}, L_{ap+cw}, L_{mp}, L_f$  – inductances of armature winding, additional poles and compensation winding, main poles, field winding;  $U_d$  – armature voltage;  $E_a$  – armature EMF;  $I_a, I_{sh}, I_f$  – currents of armature, shunt and field winding

According to Kirchhoff's laws equations of the motor electrics for the circuit shown in Fig. 1 are as follows:

$$U_d = E_a + r_a \cdot I_a + L_a \cdot \frac{dI_a}{dt} + r_{sh} \cdot I_{sh}; \quad (1)$$

$$r_{sh} \cdot I_{sh} = L_f \cdot \frac{dI_f}{dt} + r_f \cdot I_f; \quad (2)$$

$$I_a = I_{sh} + I_f, \quad (3)$$

where  $E_a$  is the armature electromotive force;  $r_a$ ,  $L_a$  are the active resistance and inductance of armature circuit respectively;  $r_f$ ,  $L_f$  are the active resistance and inductance of field winding respectively;  $r_{sh}$  is the resistance of shunt resistor;  $I_a$  is the armature current;  $I_f$  is the field winding current;  $r_{sh}$  is the resistance of shunt resistor;  $U_d$  is the armature voltage.

For convenience of modeling electrical scheme of the pulsating current traction motor windings is shown in the following form (Fig. 2).

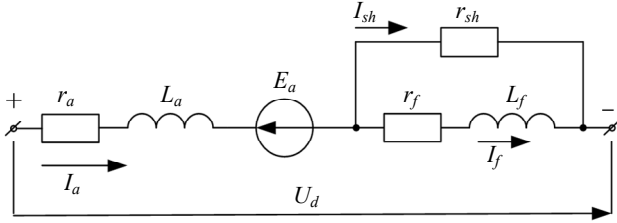


Fig. 2. Simplified electric scheme of the pulsating current traction motor windings:  $r_a$  - active resistance of armature;  $L_a$  - inductance of armature circuit

Armature resistance is defined as

$$r_a = r_{aw} + r_{ap+cw}, \quad (4)$$

where  $r_{aw}$  is the armature winding active resistance;  $r_{ap+cw}$  is the active resistance of additional poles and compensation winding.

Armature inductance is defined as

$$L_a = L_{aw} + L_{ap+cw}, \quad (5)$$

where  $L_{aw}$  is the inductance of armature winding;  $L_{ap+cw}$  is the inductance of additional poles and compensation winding.

Electromotive force  $E_a$  is calculated as

$$E_a = C_E \cdot \Phi \cdot \omega, \quad (6)$$

where  $C_E$  is the constructive constant coefficient for EMF;  $\Phi$  is the total magnetic flux of the motor.

Constructive constant coefficient for EMF for shaft speed expressed in *rpm* is determined by the following expression

$$C_E = \frac{N \cdot p}{2 \cdot \pi \cdot a}, \quad (7)$$

where  $N$  is the number of armature winding conductors;  $p$  is the number of pole pairs;  $a$  is the number of pairs of parallel branches in armature winding.

Equation of motor mechanical equilibrium:

$$M - M_c = J \cdot \frac{d\omega}{dt}, \quad (8)$$

where  $M$  is the torque moment;  $M_c$  is the load moment on the motor shaft;  $J$  is the inertia moment of the motor rotor;  $\omega$  is the angular motor shaft speed.

For modeling convenience expression (8) is represented as a derivative of the angular velocity over time:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (M - M_c). \quad (9)$$

Torque moment is determined according to the following expression:

$$M = C_M \cdot \Phi \cdot I_a, \quad (10)$$

where  $C_M$  is the constructive constant coefficient for the moment.

Constructive constant coefficients for the EMF and for the moment are equal ( $C_E = C_M$ ).

In this research, the authors propose to implement the model of pulsating current traction motor on the basis of real magnetic characteristics of the motor.

Magnetic characteristics of NB-418 K6 traction motor is presented in Fig. 3 [17].

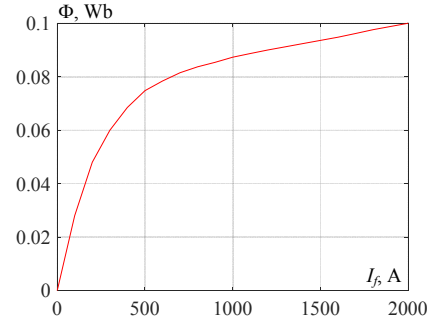


Fig. 3. Dependence of the magnetic flux  $\Phi$  of the NB-418 K6 traction motor on the field current  $I_f$

Consideration of magnetic losses in traction motor steel is performed according to the algorithm presented in equations (11) – (20).

Specific power losses in electrical steel on eddy currents and hysteresis, taking into account the accumulation of magnetic energy at a given magnetic permeability  $\mu_r = 1$ , as a function of time, respectively [17] can be presented by the following equations:

$$p_{loss}(t) = \left( H_c + K_{hyst} \cdot |B_p \cdot \sin(\omega_r \cdot t)| \right) \cdot \left( B_p \cdot \omega_r \cdot \cos(\omega_r \cdot t) \right) + K_{addy} \cdot B_p^2 \cdot \omega_r^2 \cdot \cos^2(\omega_r \cdot t), \quad (11)$$

where  $p_{loss}$  is the specific power losses,  $W/m^3$ ;  $H_c$  is the coercive force;  $V_{is}$  is the induction amplitude of the charge;  $\omega_r$  is the frequency of alternating magnetization;  $t$  is the time;  $K_{addy}$  is the coefficient taking into account specific losses on eddy currents;  $K_{hyst}$  is the coefficient taking into account the specific losses on hysteresis.

Frequency of alternating magnetization can be found from the expression

$$\omega_r = p \cdot \omega, \quad (12)$$

where  $p$  is the number of pole pairs;  $\omega$  is the rotation frequency of electric motor shaft.

In order to implement the model of magnetic losses in electrical steel, it is necessary to find the amplitudes of inductions in the nodes made of electrical steel – yoke and anchor teeth [17].

Magnetic induction in the armature yoke can be calculated by means of the following expression

$$B_a = \frac{2 \cdot \Phi_a}{S_a}, \quad (13)$$

where  $S_a$  is the cross sectional area of the armature yoke [17];  $\Phi_a$  is the armature magnetic flux.

Magnetic induction in the armature teeth can be calculated by means of the following expression

$$B_z = \frac{\Phi_a}{S_z}, \quad (14)$$

where  $S_z$  is the cross sectional area of the armature teeth [17].

The armature magnetic flux is equal to the total magnetic flux of the traction motor.

The total magnetic loss is the sum of magnetic losses in the armature and armature teeth, i.e.

$$P_{loss\Sigma}(t) = P_{lossY}(t) + P_{lossz}(t), \quad (15)$$

where  $P_{lossY}(t)$ ,  $P_{lossz}(t)$  are the magnetic losses in the armature core and armature teeth.

The given magnetic permeability of 2212 steel differs from 1 [17]. That is, for the transition from a generalized steel sheet with reduced magnetic permeability  $\mu_r = 1$ , defined by means of equation (11), to a 2212 steel sheet with permeability  $\mu_{r1}$  equation (15) should be multiplied by  $\mu_{r1}$ .

Coefficients  $H_c$ ,  $K_{hyst}$  and  $K_{addy}$  in equation (11) were determined for specific power losses expressed in W/kg. For transition to losses expressed in watts, equation (11) should be multiplied by the mass of steel of the corresponding motor structural element. Mass of steel of the structural element is determined by the following expression

$$m_i = \rho \cdot V_i, \quad (16)$$

where  $V_i$  is the volume of the structural element;  $\rho = 7750 \text{ kg/m}^3$  is the specific weight of 2212 electrical steel.

Then the instantaneous values of losses in the yoke and anchor teeth, taking into account equation (11) can be expressed as follows:

$$P_{lossY}(t) = P_{lossY}(t) \cdot \rho \cdot V_Y^2 \cdot \mu_{r1}, \quad (17)$$

$$P_{lossz}(t) = P_{lossz}(t) \cdot \rho \cdot V_z^2 \cdot \mu_{r1}, \quad (18)$$

where  $V_Y$ ,  $V_z$  are the volumes of armature yoke steel and steel of armature teeth respectively;  $\mu_{r1} = 2400$  is the relative magnetic permeability of 2212 steel at frequency of 50 Hz and inductance  $B = 1.82 \text{ T}$  [17].

Magnetic losses in the motor steel of the model are taken into account as follows. Relationship between active power and engine shaft speed is defined by the following expression:

$$P_{loss} = \omega \cdot M_{closs}, \quad (19)$$

where  $M_{closs}$  is the static moment caused by magnetic losses in the motor steel.

Hence the static moment caused by the magnetic losses in the motor steel is as follows

$$M_{closs} = \frac{P_{loss}}{\omega}. \quad (20)$$

The work by [18] shows that both armature circuit inductance and inductance of field winding have a non-linear dependence on armature current and field current respectively. In this regard, the model of the electrical part of the traction motor in the MATLAB software environment was implemented in the Special Power System section of the Simulink library. This gave an opportunity to use real values of motor winding resistances, and the nonlinear dependences of the armature circuit inductance and field winding inductance on the corresponding currents was substituted with units of controlled current sources. Control signals for current sources simulating armature circuit inductance and field winding inductance were presented as the following dependences

$$I_a = f(\psi_a), \quad (21)$$

$$I_f = f(\psi_f), \quad (22)$$

where  $\psi_a$  is the flux linkage of armature;  $\psi_f$  is the flux linkage of field winding.

Flux linkages  $\psi_a$  and  $\psi_f$  were obtained based on expressions (1) i (2) respectively.

With this end in view, based on the results for dependences of the armature circuit inductance and field winding inductance on the corresponding currents presented in the work [18], dependence of the armature current on the armature circuit flux linkage (Fig. 4) and dependence of field winding current from field current (Fig. 5) were calculated and constructed.

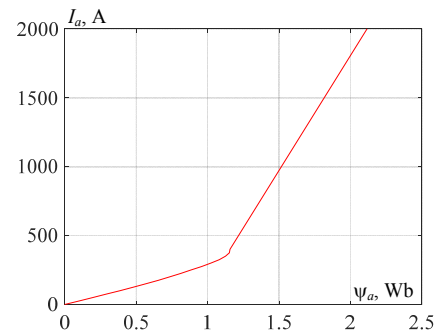


Fig. 4. Dependence of armature circuit current  $I_a$  on flux linkage  $\psi_a$

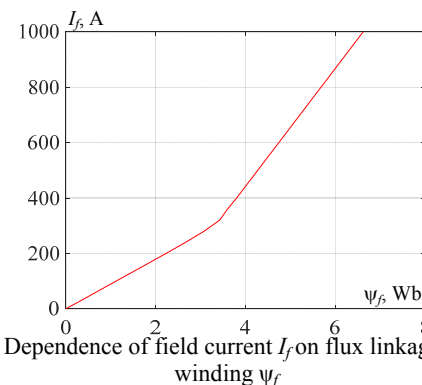


Fig. 5. Dependence of field current  $I_f$  on flux linkage of field winding  $\psi_f$

All other structural elements of the traction motor model were presented in form of structural diagrams.

Simulation model performed on the example of the NB-418 K6 traction electric motor used on electric locomotives of alternating current VL-80T, VL-80K (Fig. 6).

Implementation of the traction motor electrical part in the MATLAB software environment is shown in Fig. 6 in form of the «Engine currents determination unit». Calculation of magnetic flux performed by approximation of the magnetic characteristic (Fig. 3) based on the arctangent function. In Fig. 6 implementation of Magnetic Characteristic is presented in form of the «Magnetic flux detection unit».

Electric motor mechanical part in Fig. 6 is represented in form of the «Unit for calculating the mechanical parameters of the engine» that implements equations (9), (10). Calculation of instantaneous values of magnetic losses in electric motor steel that implements equations (11) – (20) is presented in the simulation model in form of the «Unit for calculating the static moment caused by magnetic losses» (Fig. 6).



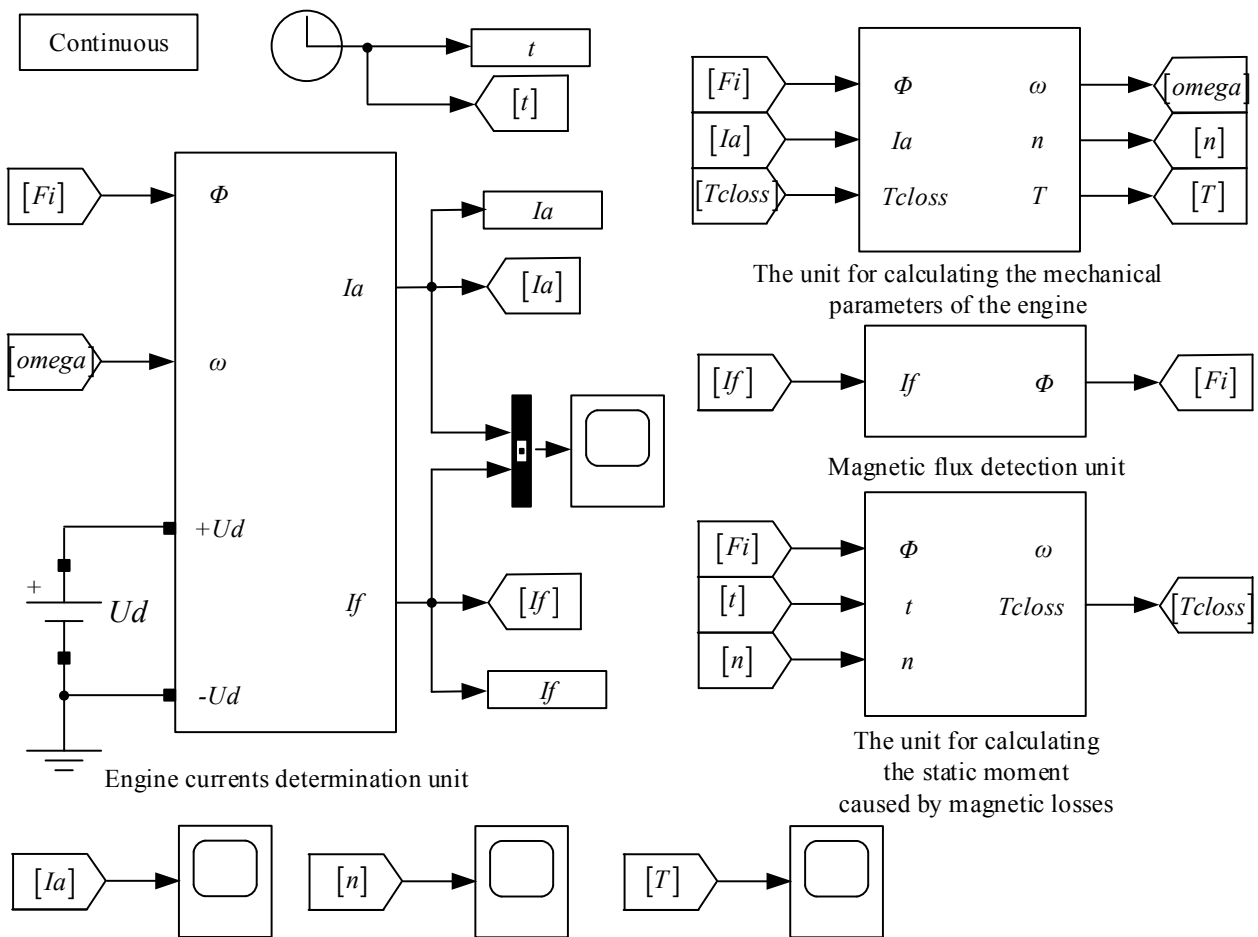


Fig. 6. Simulation model of a traction electric motor implemented in the MATLAB software environment

**Simulation results.** In order to determine starting characteristics of pulsating current traction electric motor a constant voltage  $U_d$  of 950 V corresponding to the nominal voltage value for NB-418 K6 traction motor. In the «Unit for calculating the mechanical parameters of the engine» a static moment  $T_c$  of 7727 N·m was created; and in the «Engine currents determination unit» shunt resistance  $r_{sh}$  was accepted as 0.24  $\Omega$  and these values also correspond to the nominal mode of electric motor operation.

On the simulation model (Fig. 6) obtained are time diagrams of armature current (Fig. 7), torque moment on the electric motor shaft (Fig. 8) and motor shaft speed (Fig. 9).

For the steady-state rating a value of excitation flux  $\Phi$  was equal to 0.0819 Wb.

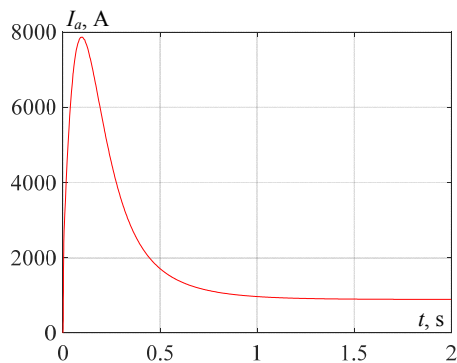


Fig. 7. Time diagrams of armature current  $I_a$

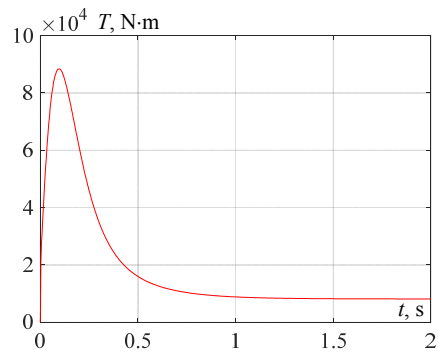


Fig. 8. Time diagram of torque moment  $T$  on the motor shaft

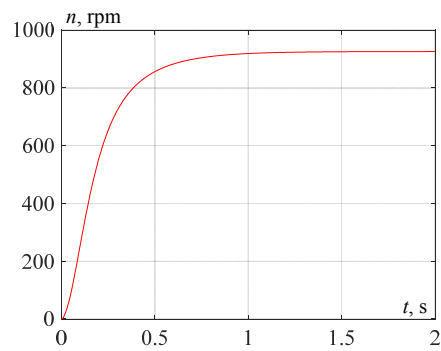


Fig. 9. Time diagram of motor shaft speed  $n$

Values of armature circuit current, the torque moment on the motor shaft, motor shaft speed and the

magnetic flux for the steady-state rating obtained during the simulation were used to calculate errors in determining these values.

Error in determination of armature circuit current

$$\delta_{I_a} = \left| \frac{I_{anom} - I_{amod}}{I_{anom}} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{820 - 881}{820} \right| \cdot 100\% = 6,93\%, \quad (23)$$

where  $I_{anom} = 820$  A is the armature nominal current (see Table 1);  $I_{amod} = 881$  A is the armature current obtained in the result of modeling for the steady-state rating.

Flux determination error

$$\delta_{\Phi} = \left| \frac{\Phi_{nom} - \Phi_{mod}}{\Phi_{nom}} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{0,08 - 0,0819}{0,08} \right| \cdot 100\% = 2,375\%, \quad (24)$$

where  $\Phi_{anom} = 0.08$  Wb is the nominal magnetic flux (see Table 1);  $\Phi_{amod} = 0.0819$  Wb is the magnetic flux obtained in the result of modeling for the steady-state rating.

Error in determination of torque moment on the motor shaft:

$$\delta_T = \left| \frac{T_{nom} - T_{mod}}{T_{nom}} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{7727 - 7990}{7727} \right| \cdot 100\% = 3,4\%, \quad (25)$$

where  $T_{anom} = 7727$  N·m is the nominal torque moment on the motor shaft (see Table 1);  $T_{amod} = 7990$  N·m is the torque moment on the motor shaft obtained in the result of modeling for the steady-state rating.

Error in determination of torque moment on the motor shaft:

$$\delta_n = \left| \frac{n_{nom} - n_{mod}}{n_{nom}} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{915 - 951,6}{915} \right| \cdot 100\% = 4\%, \quad (26)$$

where  $n_{anom} = 915$  rpm is the rated motor shaft speed (Table 1);  $n_{amod} = 951.6$  rpm is the motor shaft speed obtained in the result of modeling for the steady-state rating.

Results of modeling and calculation of errors in determination of controlled motor parameters are listed in Table 2.

Table 2

Results of calculation of errors in determination of controlled parameters during modeling

Rating	Controlled parameter											
	Armature current $I_a$ , A			Static moment $T$ , N·m			Motor shaft speed $n$ , rpm			Flux $\Phi$ , Wb		
	$I_a$	$I_{amod}$	$\delta_{I_a}, \%$	$T$	$T_{mod}$	$\delta_T, \%$	$n$	$n_{mod}$	$\delta_n, \%$	$\Phi$	$\Phi_{mod}$	$\delta_{\Phi}, \%$
$U_d = 950$ V	820	881	6.93	7727	7990	3.4	915	951.6	4.0	0,08	0,0819	2,375
Excitation 96%												
$T_c = 7727$ N·m												
$U_d = 1080$ V	840	885.3	5.39	7727	8030	3.9	1050	1088	3.5	0,082	0,0839	2,317
Excitation 96 %												
$T_c = 7727$ N·m												
$U_d = 950$ V	1155	1212	4.93	7727	8174	5.78	1055	1091	3.41	0,11	0,1127	2,45
Excitation 43 %												
$T_c = 7727$ N·m												
$U_d = 950$ V	665	691.8	4.03	5597	5859	4.68	965	996.2	3.23	0,065	0,0664	2,154
Excitation 96 %												
$T_c = 5597$ N·m												

The results shown in Table 2 indicate a high reliability of measuring controlled parameters. Thus, the armature current measurement error for all measurement modes did not exceed 7 %; torque measurement error was up to 6 %; the error of measuring the motor shaft speed was not more than 4 % and the error of measuring the magnetic flux did not exceed 3 %. This indicates a high reliability of the modeling results and increases the accuracy of calculations of energy-intensive modes of rolling stock [19, 20].

### Conclusions.

The use of the unit for determining the magnetic losses in the motor armature of the motor made it possible to clarify values of the controlled parameters during modeling. Comparison of the controlled parameters in the steady-state rating with the motor passport data showed a high degree of reliability of the simulation results. Thus, the armature current measurement error for all measurement modes did not exceed 7 %; torque measurement error was up to 6 %; the error of measuring

the motor shaft speed was not more than 4 %, the error of measuring the magnetic flux did not exceed 3 %. Further refinement of the mathematical model is related to taking into account all types of losses in the motor components when it is powered from a pulsating voltage source.

The proposed approach to modeling of a pulsating current traction electric motor will give an opportunity to apply this model for development of a mathematical model of the traction electric drive of an electric locomotive aimed at studying electrodynamic processes occurring in the electric drive.

The presence of the unit for determining magnetic losses in the motor steel will give an opportunity to reliably assess spectral composition of the traction current and voltage in the secondary winding of the traction transformer at various modes of electric locomotive operation. This, in turn, will give an opportunity to evaluate operation of reactive power compensators taking into account various modes of electric locomotive operation.

**Funding.** This work was supported by the Ministry of Education and Science of Ukraine in the project DR No. 0120U101912: Increasing the energy efficiency of rolling stock based on resource-saving technologies and smart energy systems.

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

#### REFERENCES

1. Nayak B., Sahu S., Choudhury T.R. Parameter estimation of DC motor using adaptive transfer function based on Nelder-Mead optimization. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 2018, vol. 9, no 3, pp. 696-702. doi: <https://doi.org/10.11591/ijeecs.v9.i3.pp696-702>.
2. Drubetskiy A.Y. Approximation of universal magnetic characteristic for modelling electric traction machines. *Science and Transport Progress. Bulletin of Dnipropetrovsk National University of Railway Transport*, 2017, no. 1(67), pp. 106-116. doi: <https://doi.org/10.15802/stp2017/94031>.
3. Kulnich Yu.M., Shukharev S.A., Drogolov D.Yu. Simulation of the pulsating current traction motor. *VNIIZHT Scientific Journal*, 2019, vol. 78, no. 5, pp. 313-319. (Rus). doi: <https://doi.org/10.21780/2223-9731-2019-78-5-319>.
4. Shepvalova O.V., Belenov A.T. Investigation of DC Motors Mechanical Characteristics with Powered by Comparable Capacity PV Array. *Energy Procedia*, 2017, vol. 119, pp. 990-994. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2017.07.132>.
5. Evseev, V. Y., Savos'kin, A. N. A Mathematical Model of a Collector Traction Motor with Separate Consideration of Eddy Currents of the Main and Additional Poles. *Russian Electrical Engineering*, 2020, vol. 91, no 9, pp. 557-563. doi: <https://doi.org/10.3103/s1068371220090047>.
6. Litovchenko V.V., Nazarov D.V. Sharov V.A. Simulation Model of a Direct-Current Electric Locomotive with Commutator Traction Motors. *Russian Electrical Engineering*, 2020, vol. 91, no. 1, pp. 69-76. doi: <https://doi.org/10.3103/s1068371220010071>.
7. Spiriyagin M., Wolfs P., Cole C., Spiriyagin V., Sun Y.Q., McSweeney T. *Design and Simulation of Heavy Haul Locomotives and Train*. New York, Taylor & Francis Group, 2016. 477 p. doi: <https://doi.org/10.1201/9781315369792>.
8. Castaneda C.E., Loukianov A.G., Sanchez E.N., Castillo-Toledo B. Discrete-Time Neural Sliding-Mode Block Control for a DC Motor With Controlled Flux. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, vol. 59, no. 2, pp. 1194-1207. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2161246>.
9. Kharchenko V., Kostenko I., Liubarskiy B., Shaida V., Kuravskiy M., Petrenko O. Simulating the traction electric drive operation of a trolleybus equipped with mixed excitation motors and a DC-DC converter. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2020, vol. 3, no. 9 (105), pp. 46-54. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2020.205288>.
10. Goolak S., Tkachenko V., Bureika G., Vaičiūnas G. Method of spectral analysis of traction current of AC electric locomotives. *Transport*, 2020, vol. 35, no 6, pp. 658-668. doi: <https://doi.org/10.3846/transport.2020.14242>.
11. Liu R., Li L. Calculation Method of Magnetic Material Losses Under DC Bias Using Statistical Loss Theory and Energetic Hysteresis Model. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2019, vol. 55, no 10, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2921357>.
12. Zhang H., Mueller M. Electromagnetic properties of curved HTS trapped field stacks under high-frequency cross fields for high-speed rotating machines. *Superconductor Science and Technology*, 2021, vol. 34, no 4, pp. 045018. doi: <https://doi.org/10.1088/1361-6668/abe4b6>.
13. Kwon H., Park H. Numerical Investigation of Optimal Air Flowrate for Cooling 600 W Brushless Direct-Current Motor. *Journal of Thermal Science and Engineering Applications*, 2021, vol. 13, no 4, pp. 041008. doi: <https://doi.org/10.1115/1.4048755>.
14. Rens J., Vandenbossche L., Dorez O. Iron Loss Modelling of Electrical Traction Motors for Improved Prediction of Higher Harmonic Losses. *World Electric Vehicle Journal*, 2020, vol. 11, no 1, p. 24. doi: <https://doi.org/10.3390/wevj11010024>.
15. Zhao J., Quan X., Jing M., Lin M., Li N. Design, Analysis and Model Predictive Control of an Axial Field Switched-Flux Permanent Magnet Machine for Electric Vehicle/Hybrid Electric Vehicle Applications. *Energies*, 2018, vol. 11, no. 7, pp. 1859. doi: <https://doi.org/10.3390/en11071859>.
16. Cheng G., Guo X., Wen Y., Wang Q., Li G., Zhou R. Electromagnetic Modeling and Analysis of 3-DOF Permanent Magnet Spherical Motor Using Magnetic Equivalent Circuit Method. *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2018, pp. 2643-2648. doi: <https://doi.org/10.23919/ICEMS.2018.8548998>.
17. Goolak S., Sapronova S., Tkachenko V., Riabov I., Batrak Y. Improvement of the model of power losses in the pulsed current traction motor in an electric locomotive. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2020, vol. 6, no. 5 (108), pp. 38-46. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2020.218542>.
18. Goolak S., Tkachenko V., Sapronova S., Spivak O., Riabov I., Ostroverkh O. Determination of inductances for pulsating current traction motor. *Technology audit and production reserves*, 2021, vol. 2, no. 1(58), pp. 40-43. doi: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2021.229217>.
19. Petrenko A.N., Liubarskiy B.G., Pliugin V.E. Determination of railway rolling stock optimal movement modes. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2017, no. 6, pp. 27-31. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.6.04>.
20. Buriakovskiy S.G., Maslii A.S., Panchenko V.V., Pomazan D.P., Denis I.V. The research of the operation modes of the diesel locomotive CHME3 on the imitation model. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 2, pp. 59-62. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.2.10>.

Received 11.10.2021

Accepted 13.11.2021

Published 03.12.2021

S. Goolak<sup>1</sup>, PhD,

Ie. Riabov<sup>2</sup>, PhD, Associate Professor,

V. Tkachenko<sup>1</sup>, Doctor of Technical Science, Professor,

S. Sapronova<sup>1</sup>, Doctor of Technical Science, Professor,

I. Rubanik<sup>3</sup>, Chief Designer,

<sup>1</sup> State University of Infrastructure and Technologies,

9, Kyrilivska Str., Kyiv, 04071, Ukraine,

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

<sup>2</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,

2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

<sup>3</sup> JSC «Riga Electric Machine Building Works»,

53, Ganibu Dambis Str., Riga, LV-1005, Latvia.

K. Akkouchi, L. Rahmani, R. Lebled

## New application of artificial neural network-based direct power control for permanent magnet synchronous generator

**Purpose.** This article proposes a new strategy for Direct Power Control (DPC) based on the use of Artificial Neural Networks (ANN-DPC). The proposed ANN-DPC scheme is based on the replacement of PI and hysteresis regulators by neural regulators. Simulation results for a 1 kW system are provided to demonstrate the efficiency and robustness of the proposed control strategy during variations in active and reactive power and in DC bus voltage. **Methodology.** Our strategy is based on direct control of instant active and reactive powers. The voltage regulator and hysteresis are replaced by more efficient and robust artificial neuron networks. The proposed control technique strategy is validated using MATLAB / Simulink software to analysis the working performances. **Results.** The results obtained clearly show that neuronal regulators have good dynamic performances compared to conventional regulators (minimum response time, without overshoots). **Originality.** Regulation of continuous bus voltage and sinusoidal currents on the network side by using artificial neuron networks. **Practical value.** The work concerns the comparative study and the application of DPC based on ANN techniques to achieve a good performance control system of the permanent magnet synchronous generator. This article presents a comparative study between the conventional DPC control and the ANN-DPC control. The first strategy based on the use of a PI controller for the control of the continuous bus voltage and hysteresis regulators for the instantaneous powers control. In the second technique, the PI and hysteresis regulators are replaced by more efficient neuronal controllers more robust for the system parameters variation. The study is validated by the simulation results based on MATLAB / Simulink software. References 26, tables 5, figures 19.

**Key words:** artificial neural network, direct power control, permanent magnet synchronous generator, direct power control based on the use of artificial neural networks.

**Мета.** У статті пропонується нова стратегія прямого керування потужністю (DPC), яка базується на використанні штучних нейронних мереж (ANN-DPC). Запропонована схема ANN-DPC заснована на заміні пропорційно-інтегрального (PI) та гістерезисного регуляторів на нейронні регулятори. Наведено результати моделювання для системи потужністю 1 кВт для демонстрації ефективності та надійності запропонованої стратегії керування при зміні активної та реактивної потужності, а також напруги на шині постійного струму. **Методологія.** Запропонована стратегія базується на прямому керуванні миттєвими активними та реактивними потужностями. Регулятор напруги та гістерезисний регулятор замінені більш ефективними та надійними штучними нейронними мережами. Запропонована методика керування перевірена з використанням програмного забезпечення MATLAB / Simulink для аналізу робочих характеристик. **Результати.** Отримані результати показують, що нейронні регулятори мають хороші динамічні характеристики порівняно зі звичайними регуляторами (мінімальний час відгуку, без викидів). **Оригінальність.** Регулювання постійної напруги на шині та синусоїдальних струмів на стороні мережі за допомогою штучних нейронних мереж. **Практична цінність.** Робота стосується порівняльного дослідження та застосування прямого керування потужністю (DPC) на основі методів штучної нейронної мережі (ANN) для досягнення хороших показників системи керування синхронного генератора з постійними магнітами. У цій статті представлено порівняльне дослідження між звичайним керуванням DPC та керуванням ANN-DPC. Перша стратегія заснована на використанні PI-регулятора для керування постійною напругою на шині та гістерезисних регуляторів для керування миттєвою потужністю. У другому методі PI- та гістерезисні регулятори замінюються більш ефективними нейронними контролерами, більш стійкими до зміни параметрів системи. Дослідження підтверджено результатами моделювання на основі програмного забезпечення MATLAB / Simulink. Бібл. 26, табл. 5, рис. 19.

**Ключові слова:** штучна нейронна мережа, пряме керування потужністю, синхронний генератор з постійними магнітами, пряме керування потужністю на основі штучних нейронних мереж.

**Introduction.** Electric machines are often known by their windings and their own and complex geometry. In electrical engineering laboratories, the study of synchronous machines with permanent magnet generators is currently a broad research topic. A permanent magnet synchronous generator (PMSG) which obtains energy from mechanical energy for generate an electric current [1]. Synchronous machines with permanent magnets have experienced a great boom in recent years. This is thanks to the improvement of the qualities of permanent magnets more precisely with the help of rare earths, the development of power electronics and the evolution of non-linear control techniques. The advantages of this type of electric machine are numerous, among which we can cite: robustness, low inertia, high mass torque, high efficiency, higher maximum speed and low maintenance cost. In addition, permanent magnets have undeniable advantages: on the one hand, the inducing flux is created without loss of excitation and on the other hand, the use of these materials will make it possible to deviate

significantly from the usual sizing constraints. machines and therefore increase the specific power significantly [2]. Several control strategies applied to PMSG, for example vector control [3, 4], direct torque control [5, 6], direct power control (DPC) and sliding mode control [7, 8]. In [9] compared a conventional multi-network, in which the supervision network is replaced by an expert system and a conventional network. They obtained results similar to those of authors in [10]. Their results are more effective when the characteristics are more relevant. In [11] have taken over the multi-networks used in [9] to assess the detection of epileptic transients. The results obtained were compared with those of 4 experts. Even if these results are insufficient to be used in medical practice, they have made it possible to demonstrate that it is possible to detect epileptic transients and that the supervision network eliminates certain bad decisions. In [10] compared several multi-network architectures with a conventional neural network. The neural networks used are error

© K. Akkouchi, L. Rahmani, R. Lebled

backpropagation with an input range of 0 to 1. Each neural network is trained 3 times to verify the repetition of the results obtained and to avoid overtraining. The total sum of the squared errors of the test set is used to evaluate the training. The main qualities of neural networks are their capacity for adaptability and self-organization and the possibility of solving non-linear problems with a good approximation [12, 13]. The reason for this trend is the many advantages, which the architectures of artificial neural network (ANN) have over traditional algorithmic methods [14].

**Related works.** We cite a few articles in this area of research. The article [4] presents a comparative study between voltage oriented control and DPC. It has been shown that best power quality features are given by vector control techniques. On the other hand, direct control offers the better dynamic response. The work [1] assessed the performance of DPC, HYN-DPC (Neural hysteresis DPC) and ANN-DPC. The results obtained confirm that the use of neuron networks improves the total harmonic distortion (THD) and minimizes power ripple. Works [15, 16] proposed the design of sensorless induction motor drive based on DPC technique. An effective sensorless strategy based on ANN is developed to estimate rotor's position and speed of induction motor. Simulation results confirm the performance of ANN based sensorless DPC induction motor drive in various conditions. The article [17] presents a study between HYN-DTC (Neural hysteresis Direct Torque Control) and fuzzy logic PI controller applied to an induction motor. The first method has less THD. The work [18] proposed a new DPC strategy based on a second order sliding mode controller of a doubly fed induction generator (DFIG) integrated in a wind energy conversion system. In the first step it proposed to use a five-level inverter based on the neural space vector pulse width modulation to supply the DFIG rotor side. The results obtained confirm that the use of neural hysteresis controller decrease the THD. The article [19] presents an ANN based DPC of bidirectional 2-level pulse width modulated (PWM) rectifier. Instead of the traditional PI controller, ANN controller is used in this paper to reduce the peak overshoot and ripple in active power. The work [20] a direct power control strategy for a 2.25 kW DFIG is proposed and implemented using a controller based on an ANN with the multilayer perceptron (MLP) structure, which allows the control of the coupled and nonlinear system. All the PI controllers and rotor current estimation block that generated the set of samples for training process were replaced with success by a single MLP controller with twenty hidden neurons. The results have shown that the DPC approach combined with the MLP controller maintain the features of the DPC and adds the inherent characteristic of an ANN controller, more specifically the capability of controlling the coupled and nonlinear system and to generalize the performance to the whole range of operation considered in the training data.

**Aim.** In this paper a DPC strategy for a PMSG is proposed and implemented using a controller based on an ANN structure. The ANN controller replaces the PI and hysteresis controllers.

**Research path followed in this article.** The flowchart (Fig. 1) shows the steps followed in this article.

The disadvantages of each technique are cited as well as the solutions given in the literature. We always opt for a simple and optimal solution.

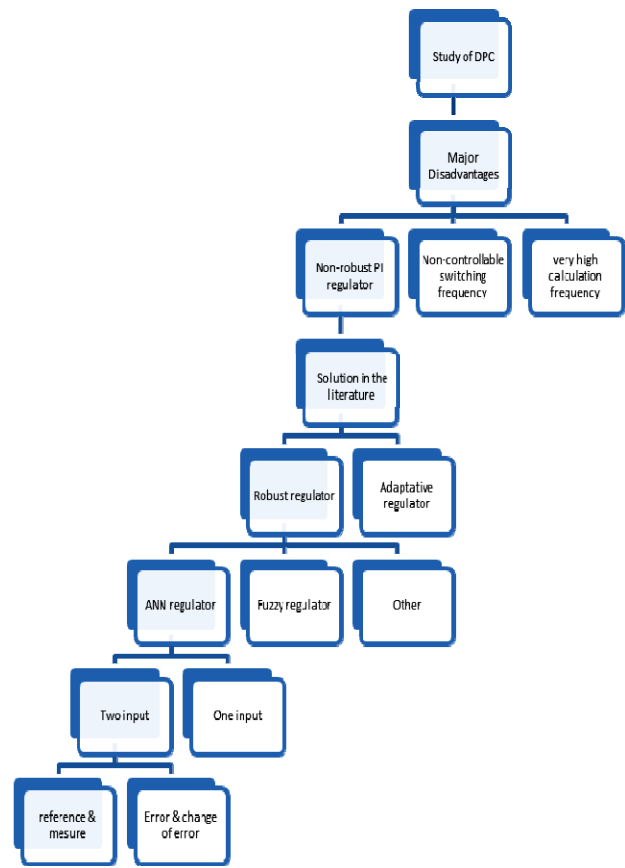


Fig. 1. Flowchart showing the research steps for this article

**PMSG modeling.** The mathematical model of the PMSG obeys certain essential assumptions simplifying:

- the absence of saturation in the magnetic circuit;
- the sinusoidal distribution of the FMM created by the stator windings;
- hysteresis is neglected with eddy currents and skin effect;
- the notching effect is negligible;
- the resistance of the windings does not vary with temperature.

The structure of the PMSG has a three-phase stator winding. The rotor excitation is created by permanent magnets at the rotor. These magnets are assumed to be rigid and of permeability similar to that of air [21, 22]:

$$U_{ds} = -R_s I_{ds} - L_d \frac{d}{dt} I_{ds} + \omega_r L_{qs} I_{qs} ; \quad (1)$$

$$U_{qs} = -R_s I_{q} - L_q \frac{d}{dt} I_{qs} - \omega_r L_d I_{ds} + \omega_r \varphi_f , \quad (2)$$

where  $U_{ds}$  and  $U_{qs}$  are the stator voltage components;  $R_s$  is the stator resistance;  $L_d$  and  $L_q$  are the components of stator inductances;  $I_{ds}$  and  $I_{qs}$  are the components of stator current;  $\varphi_f$  is the permanent magnet flux;  $\omega_r$  is the electric pulsation.

The electrical rotation speed is given by:

$$\omega_e = p \cdot \omega, \quad (3)$$

where  $p$  is the number of pairs of poles;  $\omega$  is the mechanical speed.

The electromagnetic torque  $C_e$  represented by:

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \varphi_f \cdot I_{qS}. \quad (4)$$

The power equations are provided by:

$$P = \frac{3}{2} \cdot (U_{dS} \cdot I_{dS} - U_{qS} \cdot I_{qS}); \quad (5)$$

$$Q = \frac{3}{2} \cdot (U_{qS} \cdot I_{dS} - V_{dS} \cdot I_{qS}), \quad (6)$$

where  $P$  is the active power;  $Q$  is the reactive power.

**Uncontrolled rectifier PWM.** We have 3 phase line voltages and the fundamental line currents in [22]:

$$U_a = U_m \cos 2\omega t; \quad (7)$$

$$U_b = U_m \cos(2\omega t + \frac{2\pi}{3}); \quad (8)$$

$$U_c = U_m \cos(2\omega t - \frac{2\pi}{3}); \quad (9)$$

$$I_a = I_m \cos(2\omega t + \varphi); \quad (10)$$

$$I_b = I_m \cos(2\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi); \quad (11)$$

$$I_c = I_m \cos(2\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi), \quad (12)$$

where  $U_m$ ,  $I_m$  are the amplitudes of the phase voltage and current respectively;  $\omega$  is the rotational frequency;  $\varphi$  is the phase difference [23].

Line to line input voltages of PWM rectifier can be described as:

$$U_{sa} = (S_a - S_b) \cdot U_{dc}; \quad (13)$$

$$U_{sb} = (S_b - S_c) \cdot U_{dc}; \quad (14)$$

$$U_{sc} = (S_c - S_a) \cdot U_{dc}; \quad (15)$$

and phase voltages equations give by:

$$U_{sa} = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \cdot U_{dc}; \quad (16)$$

$$U_{sb} = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3} \cdot U_{dc}; \quad (17)$$

$$U_{sc} = \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3} \cdot U_{dc}, \quad (18)$$

where  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  are the switching states of the rectifier;  $U_{dc}$  is voltage rectifier.

**DPC of PMSG.** DPC appeared to be competitive with vector control technique. This control method was proposed in [24]. The DPC control is based on the selection of a voltage vector in such a way that the errors between the measured and reference quantities are reduced and maintained between the limits of the bands hysteresis [23, 25]. On the other hand, DPC control is an active and reactive power-based control technique with the advantages of robustness and rapid control (see Fig. 2) it is possible to express that of the reference power by [15]:

$$P_{ref} = U_{dc} \cdot I_{dc}, \quad (19)$$

where  $I_{dc}$  represents the rectifier output current.

**Artificial neural network-based DPC.** Neural networks have properties of learning, approximation and generalization, so they are of interest for the synthesis of such a command [17, 26]. ANN is a simplified mathematical formulation of biological neurons. They have the capacity of memorization, of generalization and especially of learning which is the most important phenomenon.

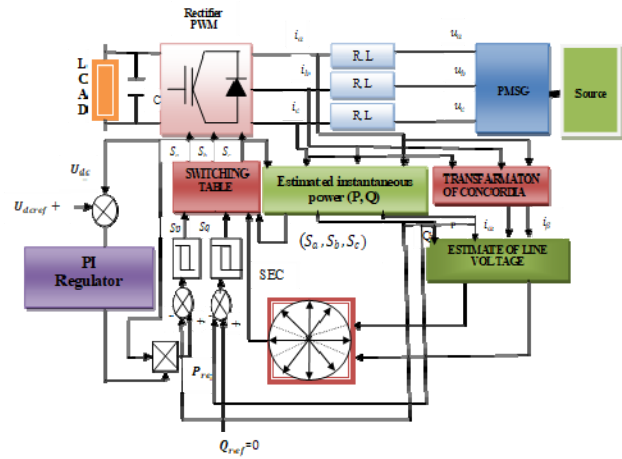


Fig. 2. Block diagram of the DPC

**Structure of a neuron.** The neuron is the fundamental cell of a network of artificial neurons. By analogy with the biological neuron, the neuron must be able to accomplish the following tasks: collect, process the data coming from the sending neurons and transmit the messages to the other neurons. The relation between the input and the output of the neuron can be given by the following equation:

$$S_i = F(a); \quad (20)$$

$$S_i = \sum_{j=0}^N W(i, j) \cdot x(j), \quad (21)$$

where the variables  $N$ ,  $S_i$ ,  $F$ ,  $x$  and  $W$  respectively denote the number of inputs of the neural network, the output vector of the network, the activation function, the vector of the inputs of the neural network and the weight matrix.

We present in Fig. 3 the structure of a simple neuron.

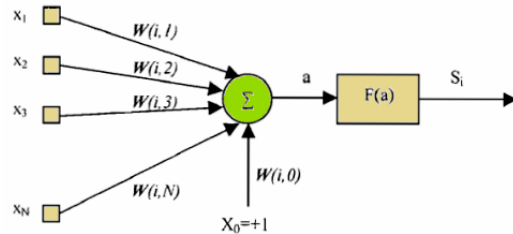


Fig. 3. Structure of a simple neuron

**Structure of a single layered neural network.** Layered network is a network whose neurons are organized in layers, the simplest form is the single layer network. All input signals are propagated from the input nodes to the output neural layer.

The number of input (nodes) and output neurons is generally related to the problem to be solved. The inputs will be propagated through the matrix of weights  $W$  to then obtain the output response (Fig. 4). The equivalent equation can be written in the form:

$$y_i = \sum_{j=0}^N W(i, j) \otimes x(j), \quad (22)$$

where  $x(i)$  is the input vector;  $y(i)$  is the output vector;  $W(i, j)$  is the weight of the neural network.

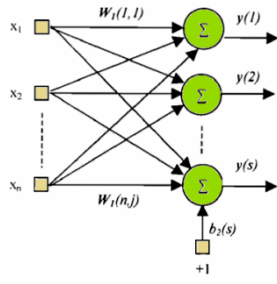


Fig. 4. Structure of a single layered neural network

**ANN activation functions.** The activation functions used in today's connection models are varied. We can identify three main types of best known functions: *Tansig*, *Logsig* and *Pureline*.

**Artificial neural network (ANN) learning modes.** Learning can be defined as the ability to store information that can be recalled later. The knowledge of a connection network is stored in the connection weights which will be determined during learning. The goal of learning for a network is to find a set of mimic weights that will error between the output of the network and the desired result.

**Learning methods of neural networks.**

- learning by backpropagation of the error;
- learning according to a gradient descent;
- learning according to the Quasi-Newton method.

**Direct neural power control of PMSG.** Figure 5 depicts the construction of the PMSG's direct neural power control (ANN-DPC). The PI voltage regulator and the active and reactive instantaneous power hysteresis regulators are replaced with neural controllers. To generate the ANN controller by MATLAB / Simulink or we have chosen 24 hidden layers for the voltage controller and 5 hidden layers for each hysteresis regulator. Figure 5 gives the block diagram proposed of ANN-DPC.

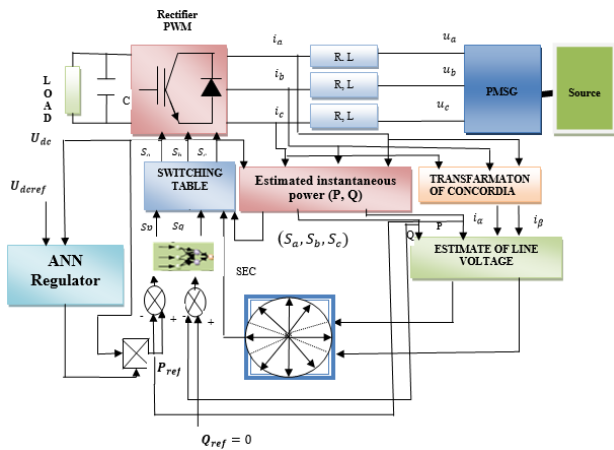


Fig. 5. Block diagram proposed of ANN-DPC

The activation functions are respectively of the «*tansig*» type for the hidden layers and «*pureline*» for the output layers (see Table A.3 in Appendix of this article). An algorithm of this network retropropagation called the Levenberg-Marquardt (LM) algorithm.

The representation of the internal structure of the neural voltage controller is shown in Fig. 6.

Figure 7 and 8 illustrates the internal structure of layers 1 and 2 of the neural voltage controller respectively.

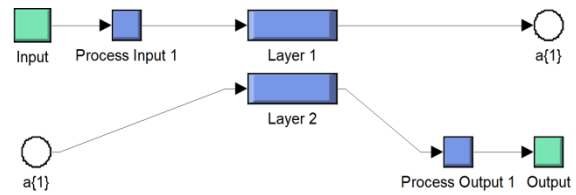


Fig. 6. Internal structure of the neural voltage controller

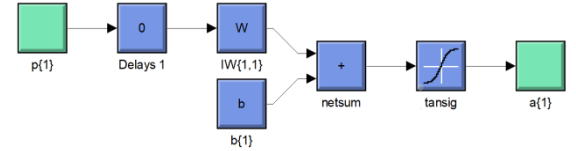


Fig. 7. Internal structure of layer 1

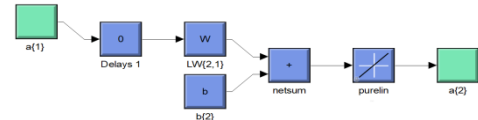


Fig. 8. Internal structure of layer 2

The training performance of ANN-DPC is shown on Fig. 9.

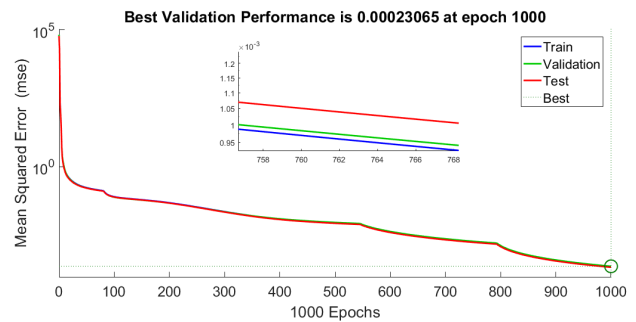


Fig. 9 The training performance of ANN-DPC

The three curves are superimposed. This result is justified in Fig. 10, where the training regression of ANN-DPC also is shown.

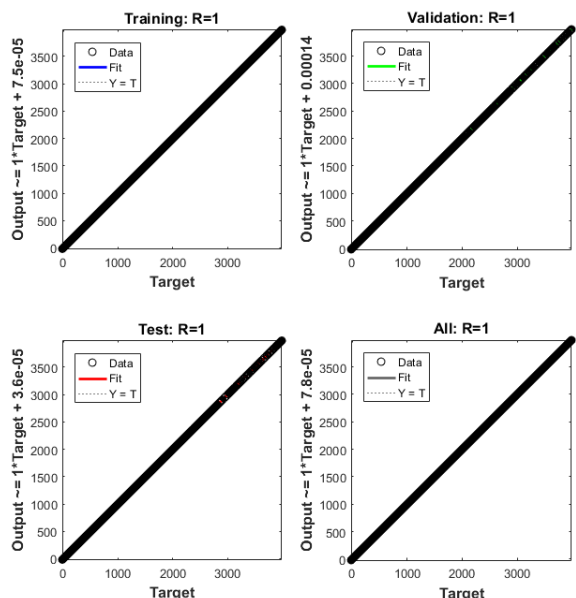


Fig. 10 Training regression of ANN-DPC

**Simulation and results of DPC.** In Fig. 11 the stator voltage and current of PMSG is shown.

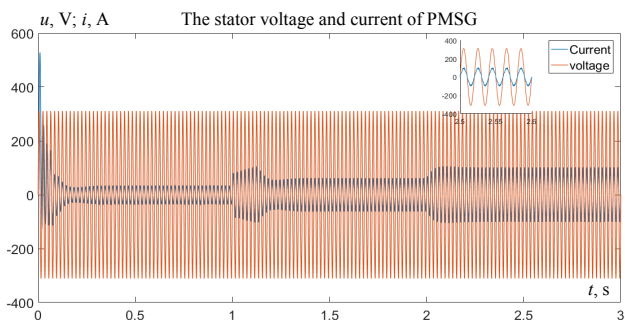


Fig. 11. The stator voltage and current of PMSG

In Fig. 12 the rectified voltage DPC is shown.

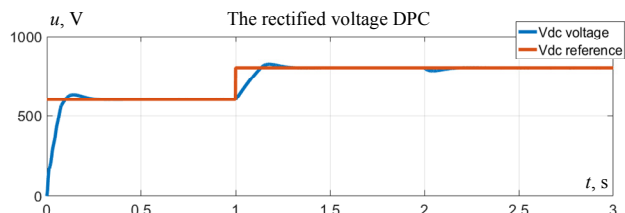


Fig. 12. The rectified voltage DPC

In Fig. 13 the active power DPC is shown.

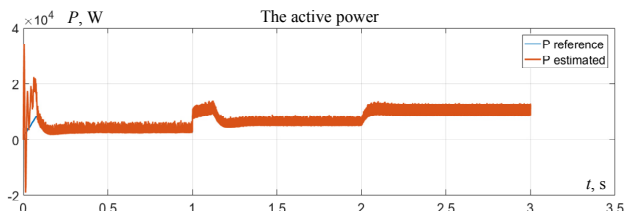


Fig. 13. The active power DPC

The results obtained when changing the DC bus reference voltage for the twelve sector control are shown in the next figures. Figure 14 shows a clear improvement in THD (7.3 %) compared to conventional DPC (12.71 %).

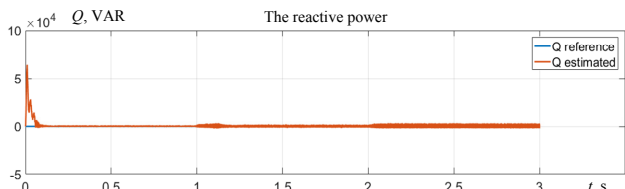


Fig. 14. The reactive power DPC

In Fig. 15 the line current  $i_b$  and its harmonic spectrum are shown.

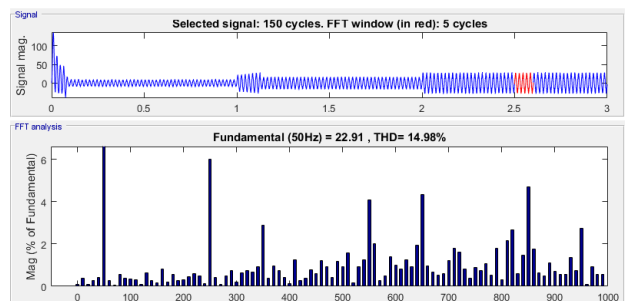


Fig. 15. The line current  $i_b$  and its harmonic spectrum

**Simulation and results for ANN-DPC.** Figure 16 shows that the DC bus voltage follows its reference without overshoot with minimal retraining time and allowable static error.

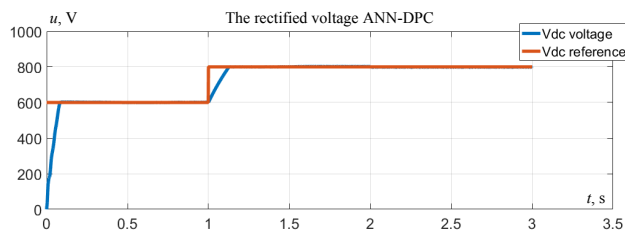


Fig. 16. Rectified voltage ANN-DPC

Figure 17 shows that the active energy follows its reference with the existence of peaks.

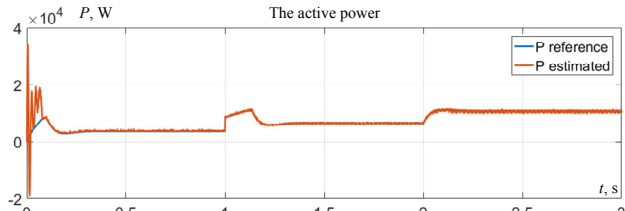


Fig. 17. The active power ANN-DPC

Figure 18 shows that reactive energy follows its reference with a peak passage at start-up.

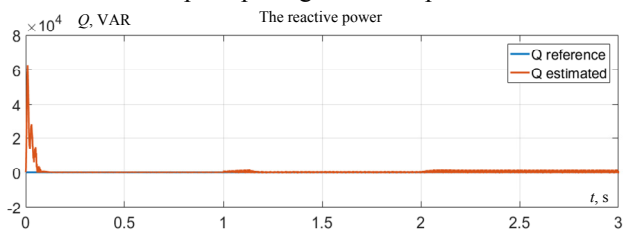


Fig. 18. The reactive power ANN-DPC

Figure 19 shows that the current is sinusoidal with a start peak passage.

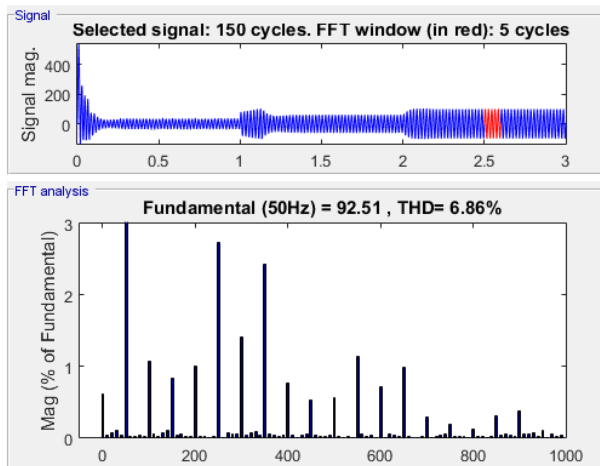


Fig. 19. The line current  $i_a$  and its harmonic spectrum ANN-DPC

Study comparative between DPC and ANN-DPC is shown on Table 1.

Table 1  
Study comparative between DPC and ANN-DPC

		THD	Active power ripple	Reactive power ripple
Reference test	Classical DPC	12.71	bad	very good
	ANN-DPC	7.3	very good	good
Robustness test	Classical DPC	9.34	bad	bad
	ANN-DPC	6.86	very good	very good



As an example a comparative study with published results are shown on Table 2.

Table 2  
A comparative study with published results

Method	THD, %	Ripple of power
1. ANN-DPC (ANN replaces PI controller) [19]	6.52	bad
2. HYN-DPC (ANN replaces Hysteresis controller) [1]	37.25	good
3. ANN-DPC (ANN replaces switching table) [1]	31.95	very good
4. Proposed method – ANN-DPC (combination of methods 1 and 2)	6.86	very good

### Conclusions.

In this paper, a direct power control (DPC) is proposed for controlling the PWM rectifier supplied by a PMSG in terms of rapid control of active and reactive power. Decoupled active and reactive power control is achieved without the use of a decoupling system or a change in coordinates. DC voltage is controlled to a consistent incentive in all conditions. The application of a new scheme by replacing the PI and hysteresis regulators has been applied in order to minimize the THD and a better control of the instantaneous powers in terms of speed and ripple rate. The simulation results confirm the effectiveness of the applied technique:

- the sinusoidal form of the line current;
- the current must be in phase with the voltage;
- reactive energy compensation
- a low THD;
- ripple rate of powers;
- time response of DC voltage.

Finally, we prove that the method (ANN-DPC) is the best compared to the classic DPC control.

### APPENDIX

Table A.1  
PMSG parameters

Parameter	Value
Direct stator inductance $L_d$ , H	0.012
Stator quadrature inductance $L_q$ , H	0.0211
Permanent magnet flux $\phi_f$ , Wb	0.9
Stator resistance $R_s$ , $\Omega$	0.895
Inertia $J$ , kg·m <sup>2</sup>	0.00141
Number of poles $n_p$	3
Friction force $F_f$ , N·m/rad·s	0

Table A.2

### Rectifier parameter

Parameter	Value
Line resistance $R_l$ , $\Omega$	0.2
Line inductance $L$ , H	0.011
Filtering capacity $C$ , F	0.0047
DC voltage reference $U_{dcref}$ , V	600-800

Table A.3

### Parameters of Levenberg-Marquardt (LM) algorithm

LM parameters	$V_{dc}$ controller	$H_p, H_q^*$
Number of hidden layers	24	5
Learning rate	0.002	0.002
Number of iterations (epochs)	1000	200
Convergence acceleration rate	0.9	0.9
Goal	0	0
Activation function	<i>tansig</i>	<i>tansig</i>

\* $H_p, H_q$  are respectively hysteresis active and reactive power controllers.

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

### REFERENCES

1. Ghouzil A., Achour D., Benbouhenni H. Etude comparative entre la commande DPC, DPC-HYN et DPC-RNA de la GSAP. *Journal of Advanced Research in Science and Technology*, 2018, vol. 5, no. 2, pp. 735-752. (Fra). Available at: <https://www.asjp.cerist.dz/en/downArticle/112/5/2/59632> (accessed 15 May 2021).
2. Multon B. Historique des machines électriques et plus particulièrement des machines à réductance variable. *La Revue 3 E. I, Société de l'électricité, de l'électronique et des technologies de l'information et de la communication*, 1995, pp. 3-8. (Fra). Available at: <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00674038/document> (accessed 15 May 2021).
3. Hemieda A.M., Farag W.A., Maghoub O.A. Modeling and control of direct driven PMSG for ultra large wind turbines. *World Academy of Science, Engineering and Technology*, 2011, vol. 59, pp. 918-924. Available at: [https://scholar.cu.edu.eg/sites/default/files/wael\\_farag/files/modeling\\_and\\_control\\_of\\_direct\\_driven\\_pmsg\\_for\\_ultra\\_large\\_wind\\_turbines.pdf](https://scholar.cu.edu.eg/sites/default/files/wael_farag/files/modeling_and_control_of_direct_driven_pmsg_for_ultra_large_wind_turbines.pdf) (accessed 15 May 2021).
4. Allagui M., Hasnaoui O.B.K., Belhadj J. A 2 MW direct drive wind turbine; vector control and direct torque control techniques comparison. *Journal of Energy in Southern Africa*, 2014, vol. 25, no. 2, pp. 117-126. doi: <https://doi.org/10.17159/2413-3051/2014/v25i2a2679>.
5. Errami Y., Ouassaid M., Cherkaoui M., Maaroufi M. Variable structure sliding mode control and direct torque control of wind power generation system based on the PM synchronous generator. *Journal of Electrical Engineering*, 2015, vol. 66, no. 3, pp. 121-131. doi: <https://doi.org/10.2478/jee-2015-0020>.
6. Freire N., Estima J., Cardoso A. A comparative analysis of PMSG drives based on vector control and direct control techniques for wind turbine applications, *Przegląd Elektrotechniczny*, 2012, vol. 88, no. 1a, pp. 184-187. Available at: <http://pe.org.pl/articles/2012/1a/39.pdf> (accessed 15 May 2021).
7. Merzoug M.S., Benall H., Louze L. Sliding Mode Control (SMC) Of Permanent Magnet Synchronous Generators (PMSG). *Energy Procedia*, 2012, vol. 18, pp. 43-52. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2012.05.016>.
8. Mendis N., Muttaqi K.M., Perera S. Management of battery-supercapacitor hybrid energy storage and synchronous condenser for isolated operation of PMSG based variable-speed wind turbine generating systems. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2014, vol. 5, no. 2, pp. 944-953. doi: <https://doi.org/10.1109/tsg.2013.2287874>.
9. Gehlot N.S., Alsina P.J. A comparison of control strategies of robotic manipulators using neural networks. *Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*, 1992, vol. 2, pp. 688-693. doi: <https://doi.org/10.1109/IECON.1992.254549>.
10. Mavrouniotis M.L., Chang S. *Numerical recipes in C*. New York, Cambridge University Press, 1990.
11. Ozdamar O., Yaylali I., Jayaker P., Lopez C.N. Inversion of multilayer networks. *Int. Joint. Conf. Neural Networks*, Washington, June 1989, pp. 425-430.
12. Narendra K.S., Mukhopadhyay S. Intelligent control using neural networks. *IEEE Control Systems Magazine*, 1992, vol. 12, no. 2, pp. 11-18. doi: <https://doi.org/10.1109/37.126848>.
13. Watrous R.L. Learning algorithms for connectionist networks: applied gradient methods of nonlinear optimization. *International Journal of Power Electronics and Drive System*, 1988, vol. 8, no. 4, pp. 619-627.
14. Hassan Adel A., Abo-Zaid S., Refky A. Improvement of direct torque control of induction motor drives using neuro-

- fuzzy controller. *Journal of Multidisciplinary Engineering Science and Technology*, 2015, vol. 2, no. 10, pp. 2913-2918. Available at: <https://www.jmest.org/wp-content/uploads/JMESTN42351145.pdf> (accessed 5 May 2021).
15. Seyoum D., Rahman M.F., Grantham C. Terminal voltage control of a wind turbine driven isolated induction generator using stator oriented field control. *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03*, pp. 846-852 vol. 2. doi: <https://doi.org/10.1109/apec.2003.1179315>.
16. Halvaei Niasar A., Rahimi Khoei H. Sensorless Direct Power Control of Induction Motor Drive Using Artificial Neural Network. *Advances in Artificial Neural Systems*, 2015, vol. 2015, pp. 1-9. doi: <https://doi.org/10.1155/2015/318589>.
17. Benbouhenni H., Boudjema Z. Comparative study between neural hysteresis, fuzzy PI, and neural switching table for an IM DTC control. *International journal of fuzzy systems and advanced applications*, 2018, vol. 5, pp. 23-34. Available at: <http://www.naun.org/main/NAUN/fuzzy/2018/a082017-063.pdf> (accessed 15 May 2021).
18. Benbouhenni H. Robust direct power control of a DFIG fed by a five-level NPC inverter using neural SVPWM technique. *TECNICA ITALIANA-Italian Journal of Engineering Science*, 2021, vol. 65, no. 1, pp. 119-128. doi: <https://doi.org/10.18280/ti-ijes.650118>.
19. Jayachandra B., Mahesh A. ANN Based Direct Power Control of 2-level PWM Rectifier. *2018 International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control (PEEIC)*, 2018, pp. 623-627. doi: <https://doi.org/10.1109/peeic.2018.8665617>.
20. Andreoli de Marchi R., Sergio Dainez P., Von Zuben F.J., Bim E. A neural network controller for the direct power control of doubly fed induction generator. *Eletrônica de Potência*, 2013, vol. 18, no. 3, pp. 1038-1046. doi: <https://doi.org/10.18618/rep.2013.3.10381046>.
21. Boukhechem I., Boukadoum A., Boukelkoul L., Lebied R. Sensorless direct power control for three-phase grid side converter integrated into wind turbine system under disturbed grid voltages. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 48-57. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.3.08>.
22. Lebied R., Lalalou R., Benalla H., Nebti K., Boukhechem I. Ameliorate direct power control of standalone wind energy generation system based on permanent magnet synchronous generator by using fuzzy logic control. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 6, pp. 63-70. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.6.09>.
23. Djeriri Y., Meroufel A., Massoum A., Boudjema Z. Direct power control of a doubly fed induction generator based wind energy conversion systems including a storage unit. *Journal of Electrical Engineering*, 2014, vol. 14, no. 1, pp. 196-203.
24. Noguchi T., Tomiki H., Kondo S., Takahashi I. Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998, vol. 34, no. 3, pp. 473-479. doi: <https://doi.org/10.1109/28.673716>.
25. Zolfaghar M., Taher S.A., Munuz D.V. Neural network-based sensorless direct power control of permanent magnet synchronous motor. *Ain Shams Engineering Journal*, 2016, vol. 7, no. 2, pp. 729-740. doi: <https://doi.org/10.1016/j.asej.2016.01.002>.
26. Micu D.D., Czumbil L., Christoforidis G., Simion E. Neural networks applied in electromagnetic interference problems. *Revue roumaine des sciences techniques. Série Électrotechnique et Énergétique*, 2012, vol. 57, no. 2, pp. 162-171. Available at: <http://revue.elth.pub.ro/viewpdf.php?id=338> (accessed 15 May 2021).

Received 25.08.2021  
Accepted 20.10.2021  
Published 03.12.2021

Kamel Akkouchi<sup>1</sup>, PhD,  
Lazhar Rahmani<sup>2</sup>, Professor of Electrical Engineering,  
Ryma Lebied<sup>3</sup>, PhD,  
<sup>1</sup> Electrical Engineering Laboratory of Constantine (LGEC),  
Department of Electrical Engineering,  
University of Constantine 1,  
25000 Constantine, Algeria.  
<sup>2</sup> Automatic Laboratory of Setif (LAS),  
University of Ferhat Abbas Setif,  
19000 Setif, Algeria  
<sup>3</sup> Electrotechnical Laboratory Skikda (LES),  
University 20 August 1955,  
26 Road El Hadaiek 21000, Skikda, Algeria.  
e-mail: akkouchi.kamel@umc.edu.dz (Corresponding author),  
lazhar-rah@univ-setif.dz,  
r.lebied@univ-skikda.dz

Ю.В. Батигін, С.О. Шиндерук, Є.О. Чаплигін

## Взаємний вплив струмів в плоскій індукторній системі з соленоїдом між двох масивних провідників

*В роботі розглянута плоска індукторна система з круговим соленоїдом, розташованим між масивними добре провідними об'єктами. Така конструкція спрямована не тільки на підвищення ефективності інструменту магнітно-імпульсних технологій, та на зниження енергетичних витрат на виконання заданої виробничої операції. Інтегруванням рівнянь Максвелла з використанням інтегральних перетворень Лапласа і Фур'є-Бесселя в наближенні ідеальної провідності металевих об'єктів, що підлягають обробці, аналітично отримано математичну модель системи. В рамках поставленої мети отримано розрахункові співвідношення і проведено теоретичний аналіз електромагнітних процесів в плоскій індукторній системі з круговим соленоїдом, що розміщений між масивними добре провідними об'єктами, а також проведено чисельні оцінки взаємного впливу збуджуючих і індуктованих струмів. Результати аналізу електромагнітних процесів показали, що для незмінності силових показників запропонованого інструменту магнітно-імпульсного штампування необхідна відповідна корекція амплітуди збуджуючого струму в обмотці соленоїда – джерела діючих електромагнітних полів. Бібл. 19, рис. 2.*

**Ключові слова:** магнітно-імпульсне штампування, листові метали, електромагнітні поля, індукторні системи, круговий соленоїд, масивний провідник.

*В работе рассмотрена плоская индукторная система с круговым соленоидом, расположенным между массивными хорошо проводящими объектами. Такая конструкция направлена не только на повышение эффективности инструмента магнитно-импульсных технологий, но и снижение энергетических затрат на выполнение заданной производственной операции. Интегрированием уравнений Максвелла с использованием интегральных преобразований Лапласа и Фурье-Бесселя в приближении идеальной проводимости подлежащих обработке металлических объектов аналитически получена математическая модель системы. В рамках поставленной цели получены расчётные соотношения и проведён теоретический анализ электромагнитных процессов в плоской индукторной системе с круговым соленоидом, размещённым между массивными хорошо проводящими объектами, а также проведены численные оценки взаимного влияния возбуждающих и индуцированных токов. Результаты анализа электромагнитных процессов показали, что для неизменности силовых показателей предложенного инструмента магнитно-импульсной штамповки необходима соответствующая коррекция амплитуды возбуждающего тока в обмотке соленоида – источника действующих электромагнитных полей. Библ. 19, рис. 2.*

**Ключевые слова:** магнитно-импульсная штамповка, листовые металлы, электромагнитные поля, индукторные системы, круговой соленоид, массивный проводник.

**Вступ. Постановка проблеми в загальному вигляді.** Індукторні системи, як інструменти обробки металів, знаходять широке поширення в промислових технологіях з використанням енергії потужних імпульсних електромагнітних полів. Конструктивне виконання індукторних систем визначається видом заданої виробничої операції (наприклад, «роздавання», «обтискання», «плоске штампування» та ін.). Відзначимо, що їх успішна практична реалізація, як описано в сучасній спеціальній літературі, здійснена в рамках, так званої, «традиційної» магнітно-імпульсної обробки металів (MIOM) або в західній термінології Electromagnetic Metals Forming (EMF). Як показала практика, дієвість цієї технології можлива лише в діапазоні досить високих робочих частот діючих полів і високих значень електропровідності оброблюваних об'єктів. З фізичної точки зору тут використовується природне Лоренцівське відштовхування провідника від інструменту методу, що отримало назву «магнітного тиску» [1-4].

Розвиток електромагнітних технологій і підвищення вимог до їх ефективності призвело до створення нових типів індукторних систем. Так, цілий ряд виробничих операцій ініціював новий напрямок магнітно-імпульсної обробки металів, заснований на трансформації природного Лоренцевського відштовхування в притягання оброблюваного об'єкта [5-9]. В рамках же «традиційної» магнітно-імпульсної обробки металів, як видається априорі, збільшення продуктивності операцій плоского штампування виробів з листових металів можливо за допомогою, так званих

«двосторонніх індукторних систем», де соленоїд розміщений між об'єктами силового впливу. Розробки нових інструментів вимагають дослідження процесів електромагнітного впливу збуджуючих і індуктованих струмів. Актуальність таких робіт не викликає сумнівів. Отримані результати дозволять по новому підійти до проблем дієвості, підвищення ефективності індукторних систем і розширення номенклатури оброблюваних об'єктів.

**Огляд літератури. Аналіз основних досліджень і публікацій та постановка проблеми.** Двостороннє розташування листових металів по відношенню до джерела магнітного поля (соленоїда) має місце в індукторних системах, де природне Лоренцівське відштовхування трансформується в притягання заданої ділянки оброблюваного об'єкта. Конструктивно такі інструменти складаються з плоских пошарово розташованих: допоміжного екрану, який проводить електричний струм, кругового соленоїда і, власне, листового металу, що підлягає деформації. Струми, індуктовані в екрані і металі, що обробляється, є односпрямованими. Відповідно до закону Ампера, певну ділянку листового металу буде притягнуто до площини жорстко фіксованого екрану [10]. Такий принцип дії також використаний в системах автоматизованої подачі алюмінієвих листів в робочу зону штампувального обладнання автомобілебудівних заводів США [11]. Практичні аспекти розвитку MIOM в напрямку притягання заданих ділянок листових металів і створення відповідних інструментів для

© Ю.В. Батигін, С.О. Шиндерук, Є.О. Чаплигін

усунення вм'ятин описані авторами робіт в [2, 3, 12]. Відзначимо, що, в основному, магнітно-імпульсне притягання знайшло застосування в прогресивних технологіях відновлення пошкоджених покриттів автомобільних кузовів [9, 10, 12, 13].

**Об'єкт дослідження.** Розглянемо індукційні ефекти в інструментах для плоского магнітно-імпульсного штампування виробів з масивних листових металів з високою питомою електропровідністю, де соленоїд розміщується між двома об'єктами силового впливу. Фізична ідея такої конструкції індукторної системи передбачає концентрацію енергії збуджуючого поля в просторі між двома провідниками. На відміну від відомих інструментів для «традиційного» плоского магнітно-імпульсного штампування, де соленоїд розміщується над одним об'єктом силового впливу, дана пропозиція дозволяє знизити розсіювання енергії, що генерується в навколишній простір.

Загальним недоліком відомих робіт зі створення інструментів силового магнітно-імпульсного впливу на провідні об'єкти (як притягання, так і відштовхування) є використання фізико-математичних моделей, в яких збуджуючі струми приймаються заданими і незалежними від електромагнітних процесів, що протікають. Так, в [9] в індукторних системах було розглянуто механічні зусилля у вигляді сил притягання та їх розподіл в системі, проте взаємний вплив струмів в індукторній системі залишився не дослідженим. Також слід згадати і класичну аналітику [14, 15], і сучасні чисельні моделі, наприклад, в роботах [16, 17].

З феноменологічних міркувань, очевидно, що таке припущення в постановці розв'язуваних електродинамічних задач спотворює картину реальної енергетики в робочій зоні індукторної системи.

**Метою статті** є отримання розрахункових співвідношень і теоретичний аналіз електромагнітних процесів в плоскій індукторній системі з круговим соленоїдом, розміщеним між масивними добре провідними об'єктами, а також чисельні оцінки взаємного впливу збуджуючих і індуктованих струмів. Підкреслимо актуальність поставленої мети яка спрямована не тільки на підвищення ефективності інструменту магнітно-імпульсних технологій, але і зниження енергетичних витрат на виконання заданої виробничої операції.

**Викладення основного матеріалу. Аналітичні залежності, чисельні оцінки.** Торкаючись задач в індукторних системах МІОМ, розгляд почнемо з постановки задач, яка є однаковою для всіх досліджень електродинамічних процесів, що протікають [2, 8-12].

Припущення до вирішення поставленої задачі:

- фізико-математична модель індукторної системи є симетричною відносно площини збуджуючого соленоїда (рис. 1);

- прийнята циліндрична система координат;

- індукторна система приймається аксіально-симетричною, тобто  $\frac{\partial}{\partial \varphi} = 0$ , де  $\varphi$  – азимутальний кут;

- соленоїд приймається настільки тонким, що його метал не впливає на електромагнітні процеси, що протікають в системі ( $\Delta \rightarrow 0$ );

- в обмотці соленоїда протікає азимутальний гармонічний струм  $J(t) = J_m \sin(\omega t)$ , де  $J_m$  – амплітуда,  $\omega$  – циклічна частота,  $t$  – час;

- листові метали (пластини, що проводять електричний струм) є достатньо масивними і мають високу питому електропровідність;

- в системі збуджуються азимутальна компонента напруженості електричного поля  $E_\varphi(t, r, z) \neq 0$ , а також радіальна  $r$  та нормальна  $z$  складові вектора напруженості магнітного поля  $H_r(t, r, z) \neq 0$  та  $H_z(t, r, z) \neq 0$  відповідно;

- електромагнітні процеси приймаються квазістаціонарними, так що  $(\omega l / c) \ll 1$ , де  $c$  – швидкість світла у вакуумі,  $l$  – найбільший характерний розмір системи.

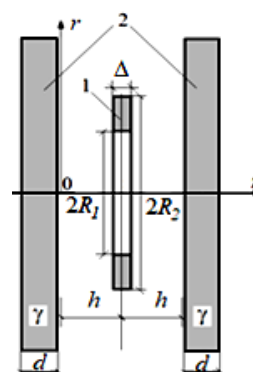


Рис. 1. Розрахункова модель плоскої індукторної системи: 1 – круговий соленоїд ( $\Delta$  – товщина,  $R_{1,2}$  – внутрішній і зовнішній радіуси); 2 – листові метали ( $d$  – товщина,  $\gamma$  – питома електропровідність)

Оцінку характеристик взаємного впливу індуктованих і збуджуючих струмів можна провести, виходячи з рівності середніх значень нормальних компонент індукції магнітного поля у внутрішньому вікні соленоїда при різних відстанях між ним і пластинами.

На додаток до прийнятих припущень необхідно відзначити, що на практиці масивність і висока електропровідність листових металів означає роботу індукторної системи в високочастотному часовому режимі, коли відсутнє проникнення полів крізь оброблювані об'єкти. В межах цих досліджень їх можна розглядати як ідеальні провідники, для яких  $\omega \tau \gg 1$ , де  $\omega \tau$  – «електродинамічна» товщина (введення терміну обґрунтовано в роботі [9, 10]),  $\tau = \mu_0 \gamma d^2$  – характерний час проникнення поля в немагнітний шар, що проводить,  $\mu_0$  – магнітна проникність вакууму,  $\gamma$  – питома електропровідність і  $d$  – геометрична товщина.

Апріорі очевидно, що вплив індуктованих струмів на електромагнітні процеси повинен зменшуватись при видаленні листових металів і зростати при їх наближенні до збуджуючого соленоїда. У зв'язку з цим для опису досліджуваного впливу можна виділити і запропонувати дві основні характеристики електромагнітних процесів, що протікають. Перша – це відношення індуктивності системи при різних відстанях між соленоїдом і листовими металами до індуктивності при нескінченному віддаленні останніх. Друга – це відповідне відношення результуючого струму в обмотці соленоїда до струму, що збуджує під час

відсутності листових металів. Відзначимо, що останню характеристику можна прийняти в якості кількісного показника впливу індуктованих струмів на струм в обмотці соленоїда.

Виходячи із прийнятого припущення про рівність середніх значень нормальних компонент індукції магнітного поля у внутрішньому вікні соленоїда при різній віддаленості листових металів, можна отримати наступні залежності для оцінки взаємного впливу збуджуючого і індуктованого струмів [14]:

$$\begin{cases} \bar{B}_h = \bar{B}_\infty; \\ \frac{J_h}{J_\infty} = \frac{L_\infty}{L_h}; \end{cases} \quad (1)$$

де  $\bar{B}_h$ ,  $J_h$ ,  $L_h$  – середня величина нормальної складової індукції, струму в обмотці соленоїда і індуктивності системи при кінцевій відстані  $h$  між соленоїдом і листовими металами, відповідно;  $\bar{B}_\infty$ ,  $J_\infty$ ,  $L_\infty$  – середня величина нормальної складової індукції, струму в обмотці соленоїда і індуктивності системи під час відсутності листових металів (при  $h \rightarrow \infty$ ), відповідно.

Слід зазначити, що результативно співвідношення (1) узгоджуються з відомими залежностями [14]. Дійсно, амплітуди струмів в обмотках обернено пропорційні їх індуктивності.

Відповідно до поставленої мети звернемося до розрахункової моделі на рис. 1, для якої запишемо систему рівнянь Максвелла в просторі L-зображень за Лапласом [9, 10, 18, 19].

$$\begin{cases} \frac{\partial E_\varphi(p, r, z)}{\partial z} = \mu_0 p H_r(p, r, z); \\ \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot E_\varphi(p, r, z)) = -\mu_0 p H_z(p, r, z); \\ \frac{\partial H_r(p, r, z)}{\partial z} - \frac{\partial H_z(p, r, z)}{\partial r} = j_{\varphi 0}(p, r, z), \end{cases} \quad (2)$$

де  $E_\varphi(p, r, z) = L\{E_\varphi(t, r, z)\}$ ,  $H_{r,z}(p, r, z) = L\{H_{r,z}(t, r, z)\}$ ,  $j_{\varphi 0}(p, r, z) = \{j_{\varphi 0}(t, r, z)\}$ ,  $j_{\varphi 0}(t, r, z)$  – густина струму в соленоїді,  $j_{\varphi 0}(p, r, z) = j_m \cdot g(t) \cdot f(r) \cdot \delta(z-h)$ ,  $g(t)$  – часова залежність,  $f(r)$  – радіальна залежність,  $\delta(z-h)$  – функція Дірака [18].

Інтегрування системи рівнянь (1) проведемо аналогічно тому, як це було зроблено раніше в [2, 9, 10].

Геометрія індукторної системи і прийняті припущення дозволяють застосувати інтегральне перетворення Фур'є-Бесселя [18, 19].

Для L-зображень напруженості збудженого електричного поля  $E_\varphi(p, r, z)$  запишемо, що

$$\begin{cases} E_\varphi(p, r, z) = \int_0^\infty E_\varphi(p, \lambda, z) \cdot \lambda \cdot J_1(\lambda r) d\lambda, \\ E_\varphi(p, \lambda, z) = \int_0^\infty E_\varphi(p, r, z) \cdot r \cdot J_1(\lambda r) dr, \end{cases} \quad (3)$$

де  $E_\varphi(p, \lambda, z)$  – зображення електричної напруженості в просторі Фур'є-Бесселя,  $\lambda$  – параметр інтегрального перетворення,  $J_1(\lambda r)$  – функція Бесселя першого порядку.

Опускаючи проміжні математичні перетворення, з системи (1) з використанням інтегрального зображення (2) запишемо диференціальне рівняння для азимутальної компоненти напруженості збудженого електричного поля у внутрішній порожнині розглянутої індукторної системи [18]

$$\frac{\partial^2 E_\varphi(p, \lambda, z)}{\partial z^2} - \lambda^2 \cdot E_\varphi(p, \lambda, z) = K(p, \lambda) \cdot \delta(z-h), \quad (4)$$

де  $K(p, \lambda) = \mu_0 p \cdot j_m \cdot g(p) \cdot f(\lambda)$ ;  $j_m = \frac{J_m}{(R_2 - R_1)}$  –

густина збуджуючого струму;

$$g(p) = L\{g(t)\}; f(\lambda) = \int_{R_1}^{R_2} f(r) \cdot r \cdot J_1(\lambda r) dr.$$

Загальний інтеграл звичайного диференціального рівняння (4) має вигляд [18]:

$$E_\varphi(p, \lambda, z) = C_1 \cdot e^{\lambda z} + C_2 \cdot e^{-\lambda z} + \frac{K(p, \lambda)}{\lambda} \cdot \eta(z-h) \cdot \text{sh}(\lambda \cdot (z-h)), \quad (5)$$

де  $C_{1,2}$  – довільні сталі інтегрування,  $\eta(z-h)$  – ступінчаста функція Хевісайда.

Прийняте допущення про відсутність проникнення полів крізь листові метали, як вже було зазначено, описується нерівністю  $-\omega \cdot \tau \gg 1$  [2, 6], що відповідає їх «ідеальній» провідності. Задовольняючи граничним умовам безперервності тангенціальних компонент вектора напруженості електромагнітного поля на поверхнях ідеальних провідників при  $z=0$  ( $E_\varphi(p, \lambda, z=0)=0$ ) і  $z=2h$  ( $E_\varphi(p, \lambda, z=2h)=0$ ) [14], знаходимо частинний розв'язок рівняння (3). Підставляючи в отриманий вираз координату  $z=h$ , отримуємо зображення напруженості збуджуваного високочастотного електричного поля у внутрішньому вікні плоского кругового соленоїда розглянутої індукторної системи

$$E_\varphi(p, \lambda, z=h) = -\frac{K(p, \lambda)}{2\lambda} \cdot \text{th}(\lambda h). \quad (6)$$

Інтегральне зображення (2) з урахуванням (5) приймає вигляд:

$$E_\varphi(p, r, z) = -\int_0^\infty \frac{K(p, \lambda)}{2} \cdot \text{th}(\lambda h) \cdot J_1(\lambda r) d\lambda. \quad (7)$$

Зв'язок L-зображення нормальної компоненти напруженості збуджуваного магнітного поля з  $\varphi$ -складовою напруженості електричного поля у внутрішньому вікні соленоїда знаходиться за допомогою другого рівняння з системи (1) підстановкою  $z=h$

$$H_z(p, r, z=h) = -\frac{1}{\mu_0 p} \cdot \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot E_\varphi(p, r, z=h)). \quad (8)$$

Інтегруванням виразу (8) за площиною внутрішнього вікна соленоїда визначаємо зв'язок магнітного потоку з  $E_\varphi(p, r, z=h)$

$$\begin{aligned} \Phi_h(p) &= 2\pi\mu_0 \cdot \int_0^{R_1} H_z(p, r, z=h) r dr = \\ &= -\frac{2\pi}{p} \cdot (r \cdot E_\varphi(p, r, z=h)) \Big|_0^{R_1} \end{aligned} \quad (9)$$

З урахуванням формул (7) і (9) після переходу в простір оригіналів знаходимо амплітудну залежність  $-\Phi_{hm}$  для магнітного потоку в вікні соленоїда індукторної системи. Опускаючи проміжні тотожні перетворення, отримуємо, що

$$\Phi_{hm} = J_m \cdot \frac{\mu_0 \pi R_1}{(R_2 - R_1)} \cdot \int_0^{\infty} f(\lambda h) \cdot \text{th}(\lambda h) \cdot J_1(\lambda R_1) d\lambda. \quad (10)$$

Індуктивність даної системи знаходиться як відношення магнітного потоку до збуджуючого струму [14].

Після введення нової змінної інтегрування  $y = \lambda R_1$  і виконання необхідних тотожних перетворень отримуємо зручну формулу для розрахунку індуктивності при довільній відстані від соленоїда до листових металів

$$L_h = \frac{\mu_0 \pi R_1^2}{(R_2 - R_1)} \cdot \int_0^{\infty} \frac{f(y, R_{1,2})}{y^2} \cdot \text{th}(\lambda h) \cdot J_1(y) dy, \quad (11)$$

$$\text{де } f(y, R_{1,2}) = \int_y^{\frac{R_2}{R_1}} x \cdot J_1(x) dx.$$

Граничний перехід в (11) при  $h \rightarrow \infty$  дає вираз для індуктивності власне обмотки соленоїда за відсутності листових металів

$$L_{\infty} = \lim_{h \rightarrow \infty} L_h = \frac{\mu_0 \pi R_1^2}{(R_2 - R_1)} \cdot \int_0^{\infty} \frac{f(y, R_{1,2})}{y^2} \cdot J_1(y) dy. \quad (12)$$

В кінцевому підсумку, використання співвідношень (1), (11) і (12) дозволяє перейти до чисельних оцінок впливу індукційних ефектів на характеристики електромагнітних процесів в досліджуваній індукторній системі. Результати розрахунків представлені на рис. 2.

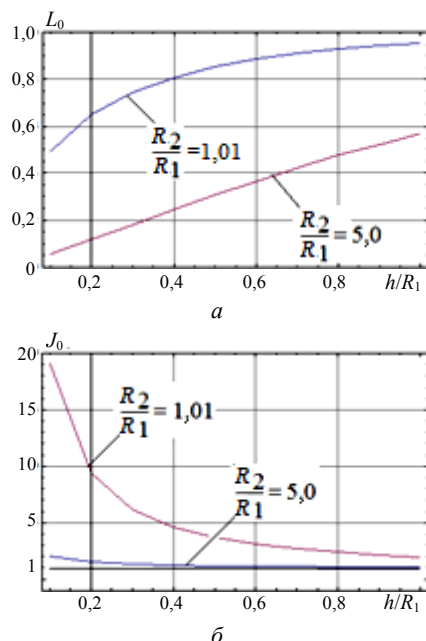


Рис. 2. Відносна індуктивність (а) і відносний струм (б) в обмотці соленоїда індукторної системи

Основні результати обчислень сформульовані в нижченаведених положеннях:

- вплив індукційних ефектів на електромагнітні процеси в високочастотному режимі досліджуваної індукторної системи показали, що її індуктивність

зростає при віддаленні масивних провідників і зменшується при їх наближенні до соленоїда, а також при збільшенні його радіальних розмірів (рис. 2,а);

- зазначене зниження індуктивності вимагає збільшення струму в обмотці соленоїда для підтримки постійної величини індукції магнітного поля, що збуджується, і незмінних силових показників (рис. 2,б);

- як впливає з розрахункових даних, для підтримання характеристик досліджуваної індукторної системи, в середньому, потрібно можливе збільшення збуджуючого струму в ~20 разів (рис. 2,б).

**Висновки та перспективи подальшого розвитку.** Вперше для плоского магнітно-імпульсного штампування запропонована конструкція інструменту з круговим соленоїдом, розміщеним між масивними добре провідними металевими об'єктами, що підлягають обробці.

У наближенні високочастотних електромагнітних процесів отримані розрахункові співвідношення, за допомогою яких виконано теоретичний аналіз і чисельні оцінки характеристик плоскої індукторної системи при варіації робочого зазору між соленоїдом – джерелом поля і об'єктами, що обробляються.

Показано, що індуктивність, як основна характеристика дослідженої системи, падає при наближенні оброблюваних об'єктів до соленоїда і росте при віддаленні від нього, що фізично, пояснюється взаємодією електромагнітних полів збуджуючих і індуктованих струмів.

Отримано, що для збереження незмінними силових показників запропонованого інструменту магнітно-імпульсного штампування необхідна відповідна і обов'язкова корекція амплітуди збуджуючого струму в обмотці соленоїда – джерела діючих електромагнітних полів.

На закінчення хотілося б відзначити міркування, що розширює область практичного застосування результатів виконаної роботи. Як видається апіорі, подібне конструктивне виконання плоского повітряного трансформатора струму (узгоджувального пристрою в МІОМ), де багатовитковий круговий соленоїд, підключений до джерела потужності, слід розмістити між одновитковими соленоїдами з електрично паралельним виходом на навантаження, чим можливо істотно знизити розсіювання енергії в навколишній простір. Такий пристрій може стати елементом енергозберігаючих технологій у сучасній перетворювальній техніці.

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

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Benenson W., Harris J.W., Stöcker H., Lutz H. *Handbook of Physics*. Springer Nature Switzerland AG, 2002. 1190 p. doi: <https://doi.org/10.1007/0-387-21632-4>.
2. Gnatov A., Argun S. New Method of Car Body Panel External Straightening: Tools of Method. *International Journal of Vehicular Technology*, 2015, vol. 2015, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1155/2015/192958>.
3. Kudasov Y.B., Surdin O.M., Platonov V.V., Kozabaranov R.V., Maslov D.A., Makarov I.V., Svetlov A.S., Popov E.Y. Metal plate deformation under magnetic field pulse of complex

- shape. *Journal of Applied Physics*, 2019, vol. 126, no. 8, p. 084901. doi: <https://doi.org/10.1063/1.5108823>.
4. Du L., Li X., Xia L., Zhang X., Lai Z., Han X., Li L., Cao Q. Numerical and experimental verification of an iterative coupling method for analyzing the Lorentz-force-driven sheet metal stamping process. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 2021, vol. 115, no. 7-8, pp. 2161-2173. doi: <https://doi.org/10.1007/s00170-021-07268-z>.
5. Bay F., Jeanson A.-C., Zapata J.A. Electromagnetic Forming Processes: Material Behaviour and Computational Modelling. *Procedia Engineering*, 2014, vol. 81, pp. 793-800. doi: <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2014.10.078>.
6. Ouyang S., Li C., Du L., Li X., Lai Z., Peng T., Han X., Cao Q., Li L. Electromagnetic forming of aluminum alloy sheet metal utilizing a low-frequency discharge: A new method for attractive forming. *Journal of Materials Processing Technology*, 2021, vol. 291, p. 117001. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2020.117001>.
7. Ouyang S., Du L., Cao Q., Li L. Electromagnetic attractive forming of aluminum alloy sheets utilizing a low-frequency half-wave current. *Materials and Manufacturing Processes*, 2021, pp. 1-9. doi: <https://doi.org/10.1080/10426914.2021.1944197>.
8. Батыгин Ю.В., Чаплыгин Е.А. Вихревые токи в плоских листовых металлических заготовках. *Электротехника і електромеханіка*, 2006, № 5, С. 54-59. Режим доступа: <http://eie.khpi.edu.ua/issue/view/6513/2466> (Дата звернення: 25.06.2021).
9. Туренко А.Н., Батыгин Ю.В., Гнатов А.В. *Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. – Т. 3: Теория и эксперимент притяжения тонкостенных металлов импульсными магнитными полями: Монография. – Харьков: ХНАДУ, 2009. – 240 с.*
10. Batygin Yu., Barbashova M., Sabokar O. *Electromagnetic Metal Forming for Advanced Processing Technologies*. Cham, Springer International Publ. AG, 2018. 93 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-74570-1>.
11. Golovashchenko S.F., Batygin Yu.V. *Sheet metal blank de-stacker*. Patent US 2018/105373 A1, 04/19/2018. Режим доступа: <https://patentimages.storage.googleapis.com/6e/5d/a1/6b72cee7043054/US20180105373A1.pdf> (Дата звернення: 14.03.2021).
12. Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Shinderuk S.A., Strelnikova V.A. The main inventions for technologies of the magnetic-pulsed attraction of the sheet metals. A brief review. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 3, pp. 43-52. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.3.06>.
13. Kudasov Y.B., Makarov I.V., Platonov V.V., Surdin O.M., Maslov D.A., Voronov S.L., Malyshev A.Y., Korshunov A.S., Popov E.Y., Svetlov A.S. An Experimental Setup for Studying the Deformation Dynamics of Metal Samples under Pulsed Magnetic Field. *Instruments and Experimental Techniques*, 2019, vol. 62, no. 1, pp. 88-92. doi: <https://doi.org/10.1134/s0020441219010135>.
14. Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л. *Теоретические основы электротехники. 4-е издание. Том 3. – СПб.: «Питер», 2006. – 318 с.*
15. Исаев Ю., Васильева О. *Методы расчёта электромагнитных полей*. LAP Lambert Academic Publ., 2012. – 172 с.
16. Altenbach H., Konkin V., Lavinsky D., Morachkovsky O., Naumenko K. Verformungsanalyse elektrisch leitender metallischer Bauteile bei Magnetimpulsbearbeitung. *Forschung im Ingenieurwesen*, 2018, vol. 82, no. 4, pp. 371-377. (Ger). doi: <https://doi.org/10.1007/s10010-018-0285-x>.
17. Lavinskii D.V., Morachkovskii O. K. Elastoplastic Deformation of Bodies Interacting Through Contact Under the Action of Pulsed Electromagnetic Field. *Strength of Materials*, 2016, vol. 48, no. 6, pp. 760-767. doi: <https://doi.org/10.1007/s11223-017-9822-3>.
18. Kantorovich L. *Mathematics for Natural Scientists. Fundamentals and Basics*. Springer Nature Switzerland AG, 2016. 526 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-1-4939-2785-2>.
19. Weber H., Ulrich H. *Laplace-, Fourier- und z- Transformation*. Springer Nature Switzerland AG, 2012. 236 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-3-8348-8291-2>.

#### REFERENCES

1. Benenson W., Harris J.W., Stöcker H., Lutz H. *Handbook of Physics*. Springer Nature Switzerland AG, 2002. 1190 p. doi: <https://doi.org/10.1007/0-387-21632-4>.
2. Gnatov A., Argun S. New Method of Car Body Panel External Straightening: Tools of Method. *International Journal of Vehicular Technology*, 2015, vol. 2015, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1155/2015/192958>.
3. Kudasov Y.B., Surdin O.M., Platonov V.V., Kozabaranov R.V., Maslov D.A., Makarov I.V., Svetlov A.S., Popov E.Y. Metal plate deformation under magnetic field pulse of complex shape. *Journal of Applied Physics*, 2019, vol. 126, no. 8, p. 084901. doi: <https://doi.org/10.1063/1.5108823>.
4. Du L., Li X., Xia L., Zhang X., Lai Z., Han X., Li L., Cao Q. Numerical and experimental verification of an iterative coupling method for analyzing the Lorentz-force-driven sheet metal stamping process. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 2021, vol. 115, no. 7-8, pp. 2161-2173. doi: <https://doi.org/10.1007/s00170-021-07268-z>.
5. Bay F., Jeanson A.-C., Zapata J.A. Electromagnetic Forming Processes: Material Behaviour and Computational Modelling. *Procedia Engineering*, 2014, vol. 81, pp. 793-800. doi: <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2014.10.078>.
6. Ouyang S., Li C., Du L., Li X., Lai Z., Peng T., Han X., Cao Q., Li L. Electromagnetic forming of aluminum alloy sheet metal utilizing a low-frequency discharge: A new method for attractive forming. *Journal of Materials Processing Technology*, 2021, vol. 291, p. 117001. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2020.117001>.
7. Ouyang S., Du L., Cao Q., Li L. Electromagnetic attractive forming of aluminum alloy sheets utilizing a low-frequency half-wave current. *Materials and Manufacturing Processes*, 2021, pp. 1-9. doi: <https://doi.org/10.1080/10426914.2021.1944197>.
8. Batygin Y.V., Chaplygin E.A. Vortical currents in flat metallic sheet. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2006, no. 5, pp. 54-59. (Rus). Available at: <http://eie.khpi.edu.ua/issue/view/6513/2466> (accessed 25 June 2021).
9. Turenko A.N., Batygin Yu.V., Gnatov A.V. *Impul'snye magnitnye polia dlia progressivnykh tekhnologii. T. 3. Teoriia i eksperiment pritiasheniia tonkostennykh metallov impul'snymi magnitnymi poliiami* [Pulsed magnetic fields for advanced technologies. Vol. 3. Theory and experiment of the attraction of thin-walled metals by pulsed magnetic fields]. Kharkiv, KhNAHU Publ., 2009. 240 p. (Rus).
10. Batygin Yu., Barbashova M., Sabokar O. *Electromagnetic Metal Forming for Advanced Processing Technologies*. Cham, Springer International Publ. AG, 2018. 93 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-74570-1>.
11. Golovashchenko S.F., Batygin Yu.V. *Sheet metal blank de-stacker*. Patent US 2018/105373 A1, 04/19/2018. Available at: <https://patentimages.storage.googleapis.com/6e/5d/a1/6b72cee7043054/US20180105373A1.pdf> (accessed 14 March 2021).
12. Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Shinderuk S.A., Strelnikova V.A. The main inventions for technologies of the magnetic-pulsed attraction of the sheet metals. A brief review. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 3, pp. 43-52. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.3.06>.
13. Kudasov Y.B., Makarov I.V., Platonov V.V., Surdin O.M., Maslov D.A., Voronov S.L., Malyshev A.Y., Korshunov A.S., Popov E.Y., Svetlov A.S. An Experimental Setup for Studying the Deformation Dynamics of Metal Samples under Pulsed

Magnetic Field. *Instruments and Experimental Techniques*, 2019, vol. 62, no. 1, pp. 88-92. doi: <https://doi.org/10.1134/s0020441219010135>.

14. Demirchyan K.S., Neiman L.R., Korovkin N.V., Chechurin V.L. *Teoreticheskie osnovy elektrotehniki. 4 izd. T. 3* [Theoretical Foundations of Electrical Engineering, 4th ed., Vol. 3]. St. Petersburg, Peter Publ., 2006. 318 p. (Rus).

15. Isaev Yu., Vasilieva O. *Metody rascheta elektromagnitnykh polei* [Methods for calculating electromagnetic fields]. LAP Lambert Academic Publ., 2012. 172 p. (Rus).

16. Altenbach H., Konkin V., Lavinsky D., Morachkovsky O., Naumenko K. Verformungsanalyse elektrisch leitender metallischer Bauteile bei Magnetimpulsbearbeitung. *Forschung im Ingenieurwesen*, 2018, vol. 82, no. 4, pp. 371-377. (Ger). doi: <https://doi.org/10.1007/s10010-018-0285-x>.

17. Lavinskii D.V., Morachkovskii O. K. Elastoplastic Deformation of Bodies Interacting Through Contact Under the Action of Pulsed Electromagnetic Field. *Strength of Materials*, 2016, vol. 48, no. 6, pp. 760-767. doi: <https://doi.org/10.1007/s11223-017-9822-3>.

18. Kantorovich L. *Mathematics for Natural Scientists. Fundamentals and Basics*. Springer Nature Switzerland AG, 2016. 526 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-1-4939-2785-2>.

19. Weber H., Ulrich H. *Laplace-, Fourier- und z- Transformation*. Springer Nature Switzerland AG, 2012. 236 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-3-8348-8291-2>.

Надійшла (Received) 21.10.2021

Прийнята (Accepted) 26.11.2021

Опублікована (Published) 03.12.2021

Батигін Юрій Вікторович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
Шиндерук Світлана Олександрівна<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,  
Чаплигін Євген Олександрович<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,

<sup>1</sup> Харківський національний автомобільно-дорожній університет,  
61002, Харків, вул. Ярослава Мудрого, 25,  
e-mail: yu.v.batygin@gmail.com,  
s.shinderuk.2016102@ukr.net (Corresponding author),  
chaplygin.e.a@gmail.com

Yu.V. Batygin<sup>1</sup>, S.O. Shinderuk<sup>1</sup>, E.O. Chaplygin<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Kharkiv National Automobile and Highway University,  
25, Yaroslava Mudrogo Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

### Mutual influence of currents in plane inductor system with solenoid between two massive conductors.

**Introduction.** Inductor systems, as tools for metal processing, widely used in industrial technologies using the energy of powerful pulsed electromagnetic fields. **Problem.** A common disadvantage of the known works on the creation of tools for magnetic-pulse impact on conductive objects has the use of physical and mathematical models, in which the exciting currents do not depend on the ongoing electromagnetic processes. Such the assumption, have distorts the picture of the real energy in the working area of the inductor system. **Goal.** To obtain design ratios and numerical estimates of the mutual influence of exciting and induced currents of a flat inductor system with a circular solenoid located between massive well-conducting objects, moreover to carry out a theoretical analysis of electromagnetic processes in this system. **Methodology.** Have applied integrating Maxwell's equations using the Laplace and Fourier-Bessel integral transformations in the approximation of the ideal conductivity of the metal objects to be processed. **Results.** The calculated relations for the theoretical analysis of electromagnetic processes have obtained in the high-frequency approximation. It shown that the inductance of the studied system decreases as the objects being processed approach the solenoid and increases as they move away from it. It found that for the invariability of the power indicators, of the proposed tool, a corresponding correction of the amplitude (on average up to 20 times) of the exciting current has necessary in the solenoid winding. **Originality.** For the first time, the tool design with a circular solenoid located between the massive metal objects has proposed for flat magnetic-pulse stamping. As a result of the theoretical analysis, the influence of electromagnetic processes on the currents flowing in the system has confirmed. **Practical significance.** The use of the results obtained will allow to increase the efficiency of the tool of magnetic-pulse technologies, and to reduce the energy costs for performing the specified production operations. References 19, figures 2.

**Key words:** magnetic-pulse stamping, sheet metals, electromagnetic fields, inductor systems, circular solenoid, massive conductor.



М.И. Баранов, С.Г. Буряковский, В.В. Князев

## Деструкция полимерной изоляции и пороговые амплитуды импульсов тока различной временной формы для электрических проводов и кабелей в слабо- и силовых цепях устройств импульсной энергетики, электротехники и электроники

Запропонована інженерна методика за розрахунковим визначенням порогових амплітуд  $I_{\text{мрк}}$  імпульсів струму  $i_p(t)$  різної часової форми для електричних проводів і кабелів з поліетиленовою, полівинилхлоридною і гумовою ізоляцією, широко вживаних в галузі імпульсної енергетики, високовольтної сильнотримої техніки, вимірювальної техніки і електроніки, а також в системах імпульсного електроживлення, контролю, управління роботою і діагностики стану функціонування електротехнічних пристроїв різного загальногромадянського і військового призначення. В якості вихідного критеріального положення при виборі порогових амплітуд  $I_{\text{мрк}}$  імпульсів струму  $i_p(t)$  довільних амплітудно-часових параметрів для вказаних проводів і кабелів була вибрана термічна стійкість їх поясної ізоляції, яка відповідає гранично допустимим короточасним температурам нагріву мідних (алюмінієвих) і ізоляційних частин досліджуваних кабелів (проводів) і що не допускає настання явища деструкції в ізоляції даної кабельно-провідникової продукції. Приведені приклади практичного використання запропонованої методики за розрахунковим визначенням порогових амплітуд  $I_{\text{мрк}}$  стандартних аперіодичних імпульсів струму  $i_p(t)$  часової форми 5 нс/200 нс, 10 мкс/350 мкс і 7 мс/160 мс для радіочастотного коаксіального середньогабаритного кабелю марки РК 50-4-11 зі суцільною поліетиленовою ізоляцією. Бібл. 20, табл. 2.

**Ключові слова:** електричні проводи і кабелі з полімерною ізоляцією, електротермічна стійкість кабельно-провідникової продукції, деструкція ізоляції, порогові амплітуди імпульсів струму для проводів і кабелів.

Предложена инженерная методика по расчетному определению пороговых амплитуд  $I_{\text{мрк}}$  импульсов тока  $i_p(t)$  различной временной формы для электрических проводов и кабелей с полиэтиленовой, поливинилхлоридной и резиновой изоляцией, широко применяемых в области импульсной энергетики, высоковольтной силовой техники, измерительной техники и электроники, а также в системах импульсного электропитания, контроля, управления работой и диагностики состояния функционирования электротехнических устройств различного общегражданского и военного назначения. В качестве исходного критеріального положения при выборе пороговых амплитуд  $I_{\text{мрк}}$  импульсов тока  $i_p(t)$  произвольных амплитудно-временных параметров для указанных проводов и кабелей была выбрана термическая стойкость их поясной изоляции, соответствующая предельно допустимым кратковременным температурам нагрева медных (алюминиевых) и изоляционных частей исследуемых кабелей (проводов) и не допускающая наступления явления деструкции в изоляции рассматриваемой кабельно-провідникової продукції. Приведены примеры практического использования предлагаемой методики по расчетному определению пороговых амплитуд  $I_{\text{мрк}}$  стандартных аперіодических импульсов тока  $i_p(t)$  временной формы 5 нс/200 нс, 10 мкс/350 мкс и 7 мс/160 мс для радиочастотного коаксіального среднегабаритного кабеля марки РК 50-4-11 со сплошной полиэтиленовой изоляцией. Библ. 20, табл. 2.

**Ключевые слова:** электрические провода и кабели с полимерной изоляцией, електротерміческая стійкість кабельно-провідникової продукції, деструкція ізоляції, порогові амплітуди імпульсів струму для проводів і кабелів.

**Состояние и актуальность задачи.** В области традиционной электроэнергетики известен электротехнический подход по инженерному выбору поперечных сечений  $S_C$  электрических проводов и кабелей с полимерной изоляцией, используемых как для длительных, так и кратковременных режимов их работы [1]. Данный подход базируется на термической стойкости подобной кабельно-провідникової продукції (КПП) в условиях прямого воздействия на нее тока короткого замыкания (КЗ) с заданными амплитудно-временными параметрами (АВП). В этом случае термическая стойкость электрических кабелей (проводов) любой конструкции лимитируется предельно допустимой кратковременной температурой  $\theta_{IS}$  нагрева их металлических и изоляционных частей при режиме одно-, двух и трехфазного КЗ в электрической сети [1]. Согласно электротехническим данным из [1] указанная температура  $\theta_{IS}$  не должна превышать для используемых в силовых электроэнергетических цепях с переменным током промышленной частоты 50 Гц неизолированных (оголенных) медных и алюминиевых шин (проводов) в режиме КЗ наибольшего уровня в 250 °С и 200 °С, а для кабелей (изолированных проводов) с медными (алюминиевыми) жилами,

поливинилхлоридной (ПВХ), резиновой (Р) и полиэтиленовой (ПЭТ) изоляцией – соответственно уровня температуры в 150 °С и 120 °С. Кроме того, известно и то, что в области промышленной электроэнергетики длительно допустимая температура  $\theta_{II}$  нагрева токопроводящих (изоляционных) частей различных электрических проводов и кабелей лимитируется условиями надежной работы электрических контактов и контактных соединений их цепей, а также условиями работы их изоляции [1]. При этом максимальная длительно допустимая температура  $\theta_{II}$  нагрева для основных видов оголенных проводов (шин) и кабелей (проводов) с ПВХ, Р и ПЭТ изоляцией, находящихся под токовой нагрузкой в промышленных электроэнергетических цепях, не должна численно превышать соответственно уровня в 70 °С и 65 °С [1]. С учетом изложенных выше электротехнических данных и выполнения тех исходных условий, что кабель (провод) до действия на него переменного тока КЗ был полностью электрически нагружен и имел температуру  $\theta_{II}$ , а при наступлении режима КЗ он нагрелся до температуры  $\theta_{IS}$ , в [1] для выбора минимально допустимого сечения

$S_{lmin}$  электрического провода (кабеля) рекомендуется следующее расчетное аналитическое соотношение:

$$S_{lmin} = B_k^{1/2} / C_k, \quad (1)$$

где  $B_k = \int_0^{t_k} i_k^2(t) dt$  – интеграл Джоуля (действия) тока КЗ

$i_k(t)$  с его длительностью  $t_k$  протекания в КПП,  $A^2 \cdot c$ ;  $C_k$  – постоянный коэффициент,  $A \cdot c^{1/2} / m^2$ .

Укажем, что инженерная методика расчета в (1) интеграла Джоуля  $B_k$  и численные значения коэффициента  $C_k$ , соответствующие указанным условиям работы проводов и кабелей в силовых электроэнергетических цепях, для основной КПП приведены в [1]. Найденные по (1) значения сечений  $S_{lmin}$  КПП будут соответствовать тому режиму работы в электроэнергетических цепях проводов и кабелей, когда температура нагрева их токоведущих и изоляционных частей не будет превышать предельно допустимой кратковременной температуры  $\theta_{IS}$  и когда будет обеспечиваться термическая стойкость указанной КПП.

АВП импульсов тока  $i_p(t)$  нано-, микро- и миллисекундного временных диапазонов, генерируемых и используемых в области высоковольтной импульсной техники (ВИТ) [2] и в других областях современной импульсной слабо- и силовоточной энергетики, электротехники и электроники (например, в оборудовании импульсных электротехнологий и ускорительной техники [3]) для достижения различных научных и технологических целей, обычно не соответствуют АВП переменного тока КЗ в промышленных электроэнергетических цепях. В этой связи практическое применение соотношения (1) для расчетного определения сечений  $S_C$  проводов (кабелей) в слабо- и силовоточных электрических цепях указанной импульсной техники является принципиально невозможным путем. Кроме того, указанный электротехнический подход по выбору в промышленной электроэнергетике сечений  $S_C$  электрических проводов (кабелей) не позволяет определить пороговые амплитуды  $I_{mpk}$  импульсных токов  $i_p(t)$  с различными АВП, при превышении которых в рассматриваемой КПП будет начинаться проявление деструктивных процессов в ее полимерной изоляции. Как известно, явление деструкции такой изоляции, сопровождающееся необратимыми нарушениями ее электроизоляционных свойств, может быть вызвано внешним (внутренним) поражающим или дестабилизирующим воздействием на провода и кабели различных физических факторов (например, протекающего по их токоведущим частям переменного (импульсного) тока, ионизирующего и электромагнитного излучений) [1, 4, 5]. В рамках решаемой нами прикладной задачи рассматривается лишь один дестабилизирующий фактор, обусловленный протекающим по электрическим проводам и кабелям импульсным током  $i_p(t)$  с различными АВП. При определенных (пороговых) значениях  $I_{mpk}$  амплитуды  $I_{mp}$  импульсов тока  $i_p(t)$  той или иной временной формы, протекающих по токоведущим частям (внутренней жиле и наружной оболочке) КПП, из-за интенсивного джоулевого нагрева этих металлических частей проводов (кабелей) могут наступать процессы термической деструк-

ции в их поясной изоляции [1, 6, 7]. Следует заметить, что при значениях амплитуд  $I_{mp}$  импульсных токов  $i_p(t)$  в сотни килоампер деструктивные процессы в полимерной изоляции исследуемой КПП могут возникать также и от действия на кабели (провода) больших электродинамических усилий [2]. На практике важно знать такие пороговые значения  $I_{mpk}$  амплитуд  $I_{mp}$  импульсов тока  $i_p(t)$  различной временной формы, приводящие к нарушению электроизоляционных свойств проводов (кабелей), применяемых в области ВИТ, измерительной техники, электроники, в системах электропитания, контроля, управления работой и диагностики состояния функционирования электротехнических устройств, и снижению их срока службы.

В настоящее время при разработке и создании в мире новых полимерных изоляционных материалов с разнообразным нано- и микроструктурным построением электротехнического и иного (в том числе и медико-биологического) назначения вопросам поведения полимерной изоляции в условиях действия на нее дестабилизирующих (поражающих) физических факторов уделяется повышенное внимание [8-11].

**Целью статьи** является разработка инженерной методики по расчету пороговых амплитуд  $I_{mpk}$  одиночных импульсов тока  $i_p(t)$  различной временной формы для электрических проводов и кабелей с ПЭТ, ПВХ и Р поясной изоляцией, используемых в современной импульсной энергетике, электротехнике и электронике в их слабо- и силовоточных цепях.

**Постановка задачи.** Рассмотрим используемые в электрических цепях ВИТ и другой слабо- и силовоточной электротехники (электроники) изолированные провода и кабели с медными (алюминиевыми) внутренними жилами ( $i=1$ ) и наружными оболочками ( $i=2$ ), имеющие ПЭТ, ПВХ и Р поясную изоляцию [1, 12]. Принимаем, что по круглым сплошным или расщепленным медным (алюминиевым) жилам и оболочкам указанных проводов и кабелей электрических цепей импульсной электротехники (электроники) в их продольном направлении протекают одиночные импульсы тока  $i_p(t)$ , АВП которых могут соответствовать нано-, микро- и миллисекундному временным диапазонам с амплитудами  $I_{mp}$ , изменяющимся в широком диапазоне от 1 А до 1000 кА [2, 3]. Полагаем, что провода и кабели конечной длиной  $l_0$  размещены в окружающей их воздушной среде с температурой, равной  $\theta_0 = 20$  °С [13]. Воспользуемся условием адиабатического характера протекающих при временах действия импульсного аксиального тока  $i_p(t)$  не более 1000 мс в материалах жил (оболочек) исследуемой КПП электротермических процессов, при котором влиянием теплоотдачи с поверхностей их токоведущих частей, имеющих текущую температуру  $\theta_{CS} \geq \theta_0$ , и теплопроводности их электропроводящих материалов и изоляции на джоулев нагрев металлических частей жил (оболочек) проводов (кабелей) пренебрегаем. Считаем, что термическая стойкость проводов (кабелей) цепей ВИТ и другой указанной выше электротехники (электроники) при воздействии на них импульсного тока  $i_p(t)$  лимитируется их предельно допустимой кратковременной температурой нагрева  $\theta_{CS}$ , завися-

щей от степени снижения механической прочности материала жилы (оболочки) и тепловых условий работы изоляции КПП в режиме ее кратковременного нагрева импульсами тока нано-, микро- или миллисекундной длительности, протекающими по их токоведущим частям. Как и в [14] принимаем, что значение температуры  $\theta_{CIS}$  соответствует известной из [1] предельно допустимой кратковременной температуре  $\theta_{IS}$  нагрева проводов и кабелей токами КЗ промышленной частоты. Тогда в соответствии с данными из [1] в электрических слабо- и силовых цепях рассматриваемой электротехники для их изолированных проводов (кабелей) с медными и алюминиевыми жилами (оболочками) и ПВХ (Р) изоляцией величина  $\theta_{CIS}$  будет численно составлять примерно  $\theta_{CIS} \approx 150$  °С, а для их КПП с указанными жилами (оболочками) и ПЭТ изоляцией –  $\theta_{CIS} \approx 120$  °С. Требуется расчетным путем в приближенном виде определить пороговые амплитуды  $I_{mpk}$  одиночных импульсов тока  $i_p(t)$  различных АВП из нано-, микро- и миллисекундного временных диапазонов, протекающих по электрическим проводам и кабелям с медными (алюминиевыми) жилами (оболочками) и ПЭТ, ПВХ и Р поясной изоляцией.

**Электротехнический подход к выбору предельно допустимых минимальных сечений  $S_{Cil}$  проводов и кабелей с импульсным током различных АВП.** Для предельно допустимых минимальных сечений  $S_{Cil}$  токоведущих жил (оболочек) исследуемых электрических проводов (кабелей) с импульсным током  $i_p(t)$  произвольных АВП из уравнения их теплового баланса в адиабатическом режиме работы КПП в слабо- и силовых цепях можно получить следующее приближенное расчетное соотношение [14]:

$$S_{Cil} = (J_{CIA})^{1/2} / C_l, \quad (2)$$

где  $J_{CIA} = \int_0^{t_p} i_p^2(t) dt$  – интеграл действия одиночного

импульса тока  $i_p(t)$  с длительностью  $t_p$  его протекания и заданными АВП,  $A^2 \cdot c$ ;  $C_l = (J_{CIS} - J_{CII})^{1/2}$  – постоянный коэффициент,  $A \cdot c^{1/2} / M^2$ ;  $J_{CIS}$ ,  $J_{CII}$  – интегралы тока для токоведущих жил (оболочек) электрических проводов (кабелей) силовых цепей различных электротехнических устройств, предельно допустимая кратковременная и длительно допустимая температуры нагрева материала КПП которых соответствуют принятым выше величинам  $\theta_{IS} = \theta_{CIS}$  и  $\theta_{II}$ ,  $A^2 \cdot c / M^4$ .

Для нахождения численных значений входящих в (2) интегралов тока  $J_{CIS}$  и  $J_{CII}$  могут быть использованы следующие аналитические выражения [14]:

$$J_{CIS} = \gamma_{0i} \beta_{0i}^{-1} \ln [c_{0i} \beta_{0i} (\theta_{IS} - \theta_0) + 1]; \quad (3)$$

$$J_{CII} = \gamma_{0i} \beta_{0i}^{-1} \ln [c_{0i} \beta_{0i} (\theta_{II} - \theta_0) + 1], \quad (4)$$

где  $\gamma_{0i}$ ,  $c_{0i}$ ,  $\beta_{0i}$  – соответственно удельная электропроводность, удельная объемная теплоемкость и тепловой коэффициент удельной электропроводности материала жилы (оболочки) провода (кабеля) электрической цепи до воздействия на рассматриваемую КПП импульсного тока  $i_p(t)$  с произвольными АВП.

В табл. 1 приведены численные значения электрофизических параметров  $\gamma_{0i}$ ,  $c_{0i}$  и  $\beta_{0i}$ , входящих в расчетные соотношения (3) и (4), при комнатной температуре окружающего рассматриваемые электрические провода и кабели воздуха, равной  $\theta_0 = 20$  °С [13].

Таблица 1

Основные электрофизические параметры материала токоведущих жил (оболочек) изолированных проводов и кабелей в слабо- и силовых цепях современной электротехники (электроники) при  $\theta_0 = 20$  °С [13]

Материал жилы (оболочки) провода (кабеля)	Численное значение параметра		
	$\gamma_{0i}$ , $10^7 \cdot (\text{Ом} \cdot \text{м})^{-1}$	$c_{0i}$ , $10^6 \cdot \text{Дж} / (\text{м}^3 \cdot \text{°C})$	$\beta_{0i}$ , $10^{-9} \cdot \text{м}^3 / \text{Дж}$
Медь	5,81	3,92	1,31
Алюминий	3,61	2,70	2,14

В табл. 2 приведены рассчитанные по (2) – (4) с учетом количественных данных табл. 1 численные значения коэффициента  $C_l$  для изолированных проводов и кабелей с медными (алюминиевыми) жилами (оболочками) с ПВХ, Р и ПЭТ изоляцией для двух возможных в реальной практике их эксплуатации случаев: случая их предварительной токовой загрузки ( $J_{CII} \neq 0$ ) и случая их полного обесточивания ( $J_{CII} = 0$ ).

Таблица 2

Численные значения коэффициента  $C_l$  для изолированных проводов и кабелей с медными (алюминиевыми) жилами (оболочками) в слабо- и силовых цепях современной электротехники (электроники) с нано-, микро- и миллисекундными импульсами тока  $i_p(t)$  различных АВП

Вид изоляции в проводе (кабеле) слабо- и силовых цепей электротехники и электроники	Материал жилы (оболочки) провода (кабеля)	Численное значение $C_l$ , $10^8 \cdot \text{А} \cdot \text{с}^{1/2} / \text{М}^2$	
		$J_{CII} = 0$	$J_{CII} \neq 0$
ПВХ, Р	Медь	1,506	1,160
	Алюминий	0,972	0,745
ПЭТ	Медь	1,355	0,957
	Алюминий	0,877	0,616

Что касается расчетного определения в (2) интеграла действия  $J_{CIA}$  одиночного импульса тока  $i_p(t)$  с теми или иными АВП, то вначале рассмотрим случай изменения этого типа электрического тока во времени  $t$  по аperiodическому закону следующего вида [2,15]:

$$i_p(t) = k_{p1} I_{mp} [\exp(-\alpha_1 t) - \exp(-\alpha_2 t)], \quad (5)$$

где  $\alpha_1 \approx 0,76 / \tau_p$ ,  $\alpha_2 \approx 2,37 / \tau_f$  – коэффициенты формы аperiodического импульса тока с заданными АВП, протекающего в слабо- и силовых цепях ВИТ, импульсной электротехники и электроники;  $k_{p1} = [(a_1/a_2)^m - (a_1/a_2)^n]^{-1}$  – нормирующий коэффициент;  $m = a_1 / (a_2 - a_1)$ ;  $n = a_2 / (a_2 - a_1)$ ;  $\tau_f$ ,  $\tau_p$  – соответственно длительность фронта на уровне  $(0,1 - 0,9) I_{mp}$  и длительность импульса тока на уровне  $0,5 I_{mp}$ ;  $I_{mp}$  – амплитуда протекающего по проводу (кабелю) импульса тока  $i_p(t)$ .

В данном электрофизическом случае выражение для интеграла действия  $J_{CIA}$  протекающего в слабо- и силовых цепях рассматриваемой техники импульса тока  $i_p(t)$  принимает при  $t_p = 3\tau_p$  согласно (2) и (5) следующий приближенный аналитический вид:

$$J_{CIA} \approx k_{p1}^2 I_{mp}^2 [0,658\tau_p - 0,633\tau_f]. \quad (6)$$

Далее рассмотрим электрофизический случай, когда изменения во времени  $t$  воздействующего на электрические провода (кабели) указанных цепей электротехники (электроники) импульсного тока  $i_p(t)$  происходят по закону затухающей синусоиды [2, 13]:

$$i_p(t) = k_{p2} I_{mp1} \exp(-\delta t) \sin(\omega t), \quad (7)$$

где  $\delta = \Delta_p / T_p$  – коэффициент затухания тока;  $\omega = 2\pi / T_p$  – круговая частота колебаний тока;  $T_p$  – период колебаний тока;  $\Delta_p = \ln(I_{mp1} / I_{mp3})$  – логарифмический декремент колебаний импульсного тока  $i_p(t)$  с первой  $I_{mp1}$  и третьей  $I_{mp3}$  амплитудами в цепях электротехники;  $k_{p2} = [\exp(-\Delta_p / 2\pi \operatorname{arccctg} \Delta_p / 2\pi) \sin(\operatorname{arccctg} \Delta_p / 2\pi)]^{-1}$  – нормирующий коэффициент для протекающего в проводе (кабеле) затухающего синусоидального тока  $i_p(t)$ .

Для временной формы (7) изменения в проводе (кабеле) импульса тока  $i_p(t)$  при  $t_p = 3T_p$  в (2) расчетное выражение для интеграла действия  $J_{CiA}$  протекающего в исследуемых слабо- и сильноточных цепях современной электротехники импульса тока  $i_p(t)$  принимает следующий приближенный аналитический вид:

$$J_{CiA} \approx k_{p2}^2 I_{mp1}^2 [T_p (4\Delta_p)^{-1} - \Delta_p T_p (4\Delta_p^2 + 16\pi^2)^{-1}]. \quad (8)$$

Зная из нормативных документов или экспериментальных данных численные значения величин  $I_{mp}$ ,  $I_{mp1}$ ,  $\tau_f$ ,  $\tau_p$ ,  $\Delta_p$  и  $T_p$ , с учетом расчетной оценки значений нормирующих коэффициентов  $k_{p1}$  и  $k_{p2}$  для указанных временных форм изменения импульсного тока  $i_p(t)$  по (2) – (8) могут быть в приближенном виде (с погрешностью не более 5 %) рассчитаны предельно допустимые минимальные сечения  $S_{CiI}$  жил (оболочек) электрических проводов и кабелей, применяемых в цепях ВИТ, силовой электротехники и электроники.

Применительно к решаемой прикладной задаче пороговые значения  $I_{mpk}$  амплитуды  $I_{mp}$  импульса тока  $i_p(t)$  заданной временной формы будут соответствовать предельно допустимой кратковременной температуре нагрева  $\theta_{CIS} = \theta_{IS}$  этим импульсным током  $i_p(t)$  электрического провода и кабеля с выбранной изоляцией. Поэтому из (2) с учетом (6), (8) и данных табл. 2 при выполнении соотношения  $S_{Ci} = S_{CiI}$  могут быть в рассматриваемом приближении определены и расчетные пороговые значения  $I_{mpk}$  амплитуд  $I_{mp}$  и  $I_{mp1}$  импульсов аксиального тока  $i_p(t)$  для указанных согласно (5) и (7) временных форм, протекающих по исследуемым изолированным проводам и кабелям в слабо- и сильноточных цепях электротехники и электроники.

**Расчетная оценка пороговых амплитуд  $I_{mpk}$  импульсов тока  $i_p(t)$  различных АВП для электрических проводов и кабелей.** В соответствии с приведенными выражениями (2), (5) и (6) для порогового значения  $I_{mpk}$  амплитуды  $I_{mp}$  аperiodического (униполярного) импульса аксиального тока  $i_p(t)$ , воздействующего на токоведущие и изоляционные части исследуемых электрических проводов (кабелей), при условии  $S_{Ci} = S_{CiI}$  можно получить следующее приближенное расчетное аналитическое соотношение:

$$I_{mpk} \approx S_{Ci} C_l k_{p1}^{-1} [0,658\tau_p - 0,633\tau_f]^{-1/2}. \quad (9)$$

Из (9) видно, что при заданных временных параметрах фронта  $\tau_f$  и длительности  $\tau_p$  импульса тока  $i_p(t)$ , известных конструктивных характеристиках проводов и кабелей (значениях их сечений  $S_{Ci}$ ) и выбранном

режиме работы КПП с исследуемой полимерной изоляцией и указанными материалами ее жил и оболочек (известном значении коэффициента  $C_l$  согласно данных табл. 2) нахождение искомого значения амплитуды  $I_{mpk}$  будет сводиться к определению по (5) численного значения нормирующего коэффициента  $k_{p1} > 1$ .

Из (2), (7) и (8) при условии  $S_{Ci} = S_{CiI}$  для порогового значения  $I_{mpk}$  первой амплитуды  $I_{mp1}$  затухающего синусоидального импульсного тока  $i_p(t)$  в изолированном проводе и кабеле вытекает следующее приближенное расчетное аналитическое выражение:

$$I_{mpk} \approx S_{Ci} C_l k_{p2}^{-1} [T_p (4\Delta_p)^{-1} - \Delta_p T_p (4\Delta_p^2 + 16\pi^2)^{-1}]^{-1/2}. \quad (10)$$

Аналогично (9) нахождение по (10) расчетного значения  $I_{mpk}$  для того или иного провода (кабеля) с известными характеристиками  $S_{Ci}$  и  $C_l$  (см. табл. 2) при заданных временных параметрах  $\Delta_p$  и  $T_p$  для протекающего по КПП разрядного импульсного тока  $i_p(t)$  будет фактически сводиться к расчету по (7) численного значения нормирующего коэффициента  $k_{p2} \geq 1$ .

Согласно (9) и (10) пороговые значения  $I_{mpk}$  амплитуд  $I_{mp}$  аperiodических и затухающих синусоидальных импульсов тока  $i_p(t)$  прямо пропорциональны поперечным сечениям  $S_{Ci}$  металлических жил (оболочек) исследуемых электрических проводов и кабелей. Кроме того, искомые значения  $I_{mpk}$  фактически обратно пропорциональны временным параметрам  $\tau_p^{1/2}$  и  $T_p^{1/2}$  для протекающих по КПП импульсов тока  $i_p(t)$ .

Отметим, что расчетные соотношения (9) и (10) для определения пороговых значений  $I_{mpk}$  амплитуд  $I_{mp}$  импульсов аксиального тока  $i_p(t)$ , изменяющихся во времени  $t$  согласно (5) и (7) по аperiodической зависимости и закону экспоненциально затухающей синусоиды, охватывают широкую номенклатуру временных форм и АВП применяемых в электрофизической практике одиночных импульсов тока  $i_p(t)$ , протекающих по токоведущим частям проводов и кабелей с ПВХ, Р и ПЭТ поясной изоляцией в современной импульсной энергетике, электротехнике и электронике.

В слабо- и сильноточных цепях рассматриваемой энергетике, электротехнике и электронике с используемыми по (5) и (7) временными формами протекающих по их КПП импульсов тока  $i_p(t)$  при  $I_{mp} > I_{mpk}$  тепловой перегрев токоведущих частей проводов и кабелей будет приводить к разрушению их изоляции, снижающей рабочий ресурс используемой в них КПП.

**Расчетная оценка температуры нагрева  $\theta_{Ci}$  электрических проводов и кабелей импульсами тока  $i_p(t)$  различных АВП.** С целью расчетной верификации приведенных формул (9) и (10) для выбора в рассматриваемой КПП пороговых амплитуд  $I_{mpk}$  импульсного тока выполним оценку температуры  $\theta_{Ci}$  Джоулева нагрева токоведущих частей кабелей (проводов), по которым протекают одиночные импульсы тока  $i_p(t)$  с заданными АВП. Для этого используем известную нелинейную зависимость удельной электропроводности  $\gamma_{0i}$  материала жилы (оболочки) провода (кабеля) от его текущей температуры  $\theta_{Ci}$  [13]:

$$\gamma_{0i} \approx \gamma_{20i} [1 + c_{0i} \beta_{0i} (\theta_{Ci} - \theta_0)]^{-1}, \quad (11)$$

где  $\gamma_{20i}$  – удельная электропроводность  $\gamma_{0i}$  проводникового материала токоведущих частей КПП при тем-

температуре окружающего его воздуха  $\theta_{Ci} = \theta_0 = 20^\circ\text{C}$  (для меди и алюминия эти значения  $\gamma_{20i}$  указаны в табл. 1).

Для применяемых в КПП импульсной энергетики, электротехники и электроники основных металлов формула (11) описывает температурные изменения их параметра  $\gamma_{0i}$  с погрешностью не более  $\pm 5\%$  [13].

С учетом (11) и данных из [13] решение неоднородного дифференциального уравнения теплопроводности применительно к металлическим частям исследуемых кабелей (проводов) принятой длиной  $l_0$  с импульсным током  $i_p(t)$  различных АВП для текущей температуры  $\theta_{Ci}$  их джоулевого нагрева указанным током при начальном условии  $[\theta_{Ci}(t=0) - \theta_0] = 0$  может быть записано в следующем приближенном виде:

$$\theta_{Ci} \approx \theta_0 + (c_{0i}\beta_{0i})^{-1} [\exp(J_{CiA}\gamma_{20i}^{-1}\beta_{0i}/S_{Ci}^2) - 1]. \quad (12)$$

Из (12) следует, что текущая температура  $\theta_{Ci}$  нагрева импульсным током  $i_p(t)$  различных АВП токоведущих жил (оболочек) рассматриваемой КПП обратно пропорциональна удельной объемной теплоемкости  $c_{0i}$  (теплоемкости на единицу объема металла) их проводниковых материалов, которая для большинства металлов в твердой фазе изменяется в зависимости от их температуры в пределах  $\pm 10\%$  от своего усредненного численного значения [13]. Укажем, что для теплофизического параметра  $c_{0i}$  выполняется равенство вида [13]:  $c_{0i} = c_{pi}\rho_i$ , где  $c_{pi}$  – теплоемкость на единицу массы однородного проводникового материала КПП (Дж/кг·°C) с его плотностью  $\rho_i$  (кг/м<sup>3</sup>). Поэтому в исследуемом электрофизическом случае можно говорить о том, что габаритные показатели КПП (кроме сечения  $S_{Ci}$  ее жил и оболочек) при заданных АВП протекающих по ее металлическим частям импульсов тока  $i_p(t)$  на нагрев кабелей (проводов) не влияют. В этом тепловом процессе принимают участие согласно (12) в основном удельные теплофизические параметры КПП ( $\gamma_{0i}$ ,  $c_{0i}$  и  $\beta_{0i}$ ) и АВП импульсного тока  $i_p(t)$  [13]. Для коротких (с крайне малыми значениями  $\tau_p$  и  $T_p$ ) импульсов тока  $i_p(t)$  зона нагрева КПП будет локализовываться в очень тонких слоях ее металлических жил и оболочек. С учетом принятых допущений и (12) можно заключить, что в рассматриваемом адиабатическом приближении длина  $l_0$  кабеля (провода) и соответственно общая масса металлических частей КПП при  $t \leq 3\tau_p$  или  $t \leq 3T_p$  заметного влияния на температуру импульсного нагрева  $\theta_{Ci}$  этих частей КПП не оказывает. Данное влияние на уровень температуры  $\theta_{Ci}$  будет усиливаться после прохождения рассматриваемых импульсов тока  $i_p(t)$  по токоведущим частям КПП, когда за счет теплопроводности их металла начнется выравнивание температуры по толщине этих частей.

В случае, когда для токоведущих металлических частей рассматриваемых кабелей и проводов выполняется соотношение  $S_{Ci} = S_{Cil}$ , с учетом (2) выражение (12) упрощается и приобретает следующий вид:

$$\theta_{Ci} \approx \theta_0 + (c_{0i}\beta_{0i})^{-1} [\exp(\gamma_{20i}^{-1}\beta_{0i}C_l^2) - 1], \quad (13)$$

где  $C_l$  – постоянный коэффициент, численные значения которого для рассматриваемой полимерной изоляции кабелей (проводов) и указанных режимов работы их электрических цепей приведены в табл. 2.

Соотношение (13) можно как раз и использовать при расчетной верификации полученных выражений (9) и (10) для нахождения численных значений пороговых амплитуд  $I_{mpk}$  импульсного тока  $i_p(t)$  в рассматриваемой КПП. Согласно принятым нами условиям при  $S_{Ci} = S_{Cil}$  расчетная по (13) температура  $\theta_{Ci}$  нагрева токоведущих частей исследуемой КПП не должна превышать принятой нормированной предельно допустимой кратковременной температуры  $\theta_{CIS}$  для нее.

**Примеры расчета пороговых амплитуд  $I_{mpk}$  импульсов тока  $i_p(t)$  нано-, микро- и миллисекундных временных диапазонов.** В качестве исследуемой КПП выберем короткий радиочастотный коаксиальный среднегабаритный кабель со сплошной ПЭТ изоляцией марки РК 50-4-11 [12], имеющий при  $l_0 \leq 10$  м круглую сплошную медную жилу диаметром 1,37 мм ( $S_{C1} \approx 1,474$  мм<sup>2</sup>) и медную луженую плетеную оболочку (оплетку с плотностью повива не менее 95 %) внутренним диаметром 4,6 мм и толщиной стенки 0,15 мм ( $S_{C2} \approx 2,059$  мм<sup>2</sup>). Принимаем, что данный кабель размещен в воздушной атмосфере при комнатной температуре  $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$  с выполнением условия для интеграла тока  $J_{CII} = 0$  в его электрической цепи (без предварительной токовой загрузки кабеля при  $\theta_{II} = \theta_0$ ). Из приведенных конструкционных данных видно, что медная жила выбранного радиочастотного кабеля марки РК 50-4-11 поперечным сечением  $S_{C1} \approx 1,474$  мм<sup>2</sup> по сравнению с его обратным наружным токопроводом (медной оплеткой поперечным сечением  $S_{C2} \approx 2,059$  мм<sup>2</sup>) будет являться менее стойкой к электротермическому действию продольно протекающего по ним в противоположных направлениях импульса тока  $i_p(t)$  с заданными АВП. Пусть протекающий по токонесущим частям принятого коаксиального кабеля одиночный импульс тока  $i_p(t)$  имеет аperiodическую временную форму. Поэтому указанная жила кабеля марки РК 50-4-11 может являться внутренним локальным очагом перегрева токонесущих частей данного кабеля. В этой связи прилегающая к медной жиле радиочастотного кабеля марки РК 50-4-11 сплошная поясная ПЭТ изоляция может испытывать воздействие повышенных уровней температурного поля, вызванного джоулевым нагревом этой медной жилы протекающим по ней принятым импульсом тока  $i_p(t)$ . Именно медная жила и прилегающая к ней цилиндрическая зона ПЭТ изоляции принятого в прикладных расчетах значений  $I_{mpk}$  радиочастотного кабеля будут являться слабыми «звеньями» в возможной цепочке деструктивных процессов в рассматриваемом кабеле. С учетом вышеизложенного можно заключить, что расчетную оценку пороговых значений  $I_{mpk}$  амплитуды  $I_{mp}$  используемого импульса тока  $i_p(t)$  заданной временной формы для радиочастотного кабеля марки РК 50-4-11 следует привязать к электротермическому состоянию однопроволочной круглой медной жилы ( $S_{C1} \approx 1,474$  мм<sup>2</sup>) этого кабеля, испытывающей тепловое воздействие аperiodического импульса тока  $i_p(t)$ .

1. Вначале используем стандартный наносекундный импульс тока временной формы  $\tau_f/\tau_p = 5$  нс/200 нс, применявшийся в ряде стран при имитации в разрядных сильноточных электрических цепях ВИТ с воздушными многопроводными системами полеобразо-

вания и соответственно в их рабочих воздушных объемах с испытываемыми на электромагнитную совместимость (стойкость) техническими объектами различных габаритных размеров мощного электромагнитного импульса высотного ядерного взрыва [4, 16]. Из (5) находим, что для данного расчетного случая коэффициенты формы  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  наносекундного импульса тока  $i_p(t)$  принимают следующие численные значения:  $\alpha_1 \approx 3,8 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$ ;  $\alpha_2 \approx 4,7 \cdot 10^8 \text{ с}^{-1}$ . При этом для данной временной формы униполярного импульса тока  $i_p(t)$  нормирующий коэффициент  $k_{p1}$  по (5) оказывается примерно равным  $k_{p1} \approx 1,049$ . Тогда из (9) при  $k_{p1} \approx 1,049$ ,  $C_f = 1,355 \cdot 10^8 \text{ А} \cdot \text{с}^{1/2}/\text{м}^2$  (см. соответствующие данные в табл. 2) и  $S_{C1} = S_{C1} = 1,474 \text{ мм}^2$  (сечение медной жилы кабеля) для порогового численного значения  $I_{mpk}$  амплитуды  $I_{mp}$  рассматриваемого аperiodического импульса тока  $i_p(t)$  временной формы  $\tau_f/\tau_p = 5 \text{ нс}/200 \text{ нс}$  применительно к радиочастотному коаксиальному кабелю марки РК 50-4-11 находим, что  $I_{mpk} \approx 531,2 \text{ кА}$ .

2. Далее рассмотрим стандартный микросекундный аperiodический импульс тока  $i_p(t)$  временной формы  $\tau_f/\tau_p = 10 \text{ мкс}/350 \text{ мкс}$ , используемый сейчас в соответствии с требованиями действующего международного стандарта IEC 62305-1-2010 [17] при испытаниях силового электроэнергетического оборудования на стойкость к прямому действию на него мощных коротких грозových электрических разрядов [18]. Из формулы (9) при  $k_{p1} \approx 1,054$  ( $\alpha_1 \approx 2,17 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$ ;  $\alpha_2 \approx 2,37 \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}$ ),  $C_f = 1,355 \cdot 10^8 \text{ А} \cdot \text{с}^{1/2}/\text{м}^2$  и сечении сплошной медной жилы  $S_{C1} = S_{C1} = 1,474 \text{ мм}^2$  исследуемого нами радиочастотного кабеля марки РК 50-4-11 для порогового численного значения  $I_{mpk}$  амплитуды  $I_{mp}$  рассматриваемого аperiodического импульса аксиального тока  $i_p(t)$  временной формы  $\tau_f/\tau_p = 10 \text{ мкс}/350 \text{ мкс}$  в принятом кабеле находим, что  $I_{mpk} \approx 12,66 \text{ кА}$ .

3. В завершении примеров прикладных расчетов пороговых амплитуд  $I_{mpk}$  для КПП используем стандартный миллисекундный аperiodический импульс тока  $i_p(t)$  временной формы  $\tau_f/\tau_p = 7 \text{ мс}/160 \text{ мс}$ , применяемый ныне согласно требований действующего нормативного документа США SAE ARP 5412: 2013 [19] при натурных электромагнитных испытаниях основных узлов и систем авиационной техники на молниестойкость к прямому воздействию на них длительной компоненты тока искусственной молнии [20]. Для этого импульса тока  $i_p(t)$  в соответствии с (9) при  $k_{p1} \approx 1,078$  ( $\alpha_1 \approx 4,75 \text{ с}^{-1}$ ;  $\alpha_2 \approx 3,38 \cdot 10^2 \text{ с}^{-1}$ ),  $C_f = 1,355 \cdot 10^8 \text{ А} \cdot \text{с}^{1/2}/\text{м}^2$  и заданном поперечном сечении медной жилы  $S_{C1} = S_{C1} = 1,474 \text{ мм}^2$  радиочастотного коаксиального кабеля марки РК 50-4-11 следует, что пороговое численное значение  $I_{mpk}$  амплитуды  $I_{mp}$  указанного импульса аксиального тока  $i_p(t)$  временной формы  $\tau_f/\tau_p = 7 \text{ мс}/160 \text{ мс}$  для него будет равным около  $I_{mpk} \approx 1,84 \text{ кА}$ .

Одним из показателей достоверности используемого нами электротехнического подхода и полученного на его основе приближенного расчетного соотношения (9), примененного в приведенных выше примерах определения пороговых значений  $I_{mpk}$  амплитуд  $I_{mp}$  униполярных импульсов тока  $i_p(t)$  нано-, микро- и миллисекундной длительности для радиочастотного коаксиального кабеля марки РК 50-4-11, является то, что выполнение по формуле (13) приме-

нительно к этим практическим случаям нахождения численных значений  $I_{mpk}$  оценочного расчета температуры нагрева  $\theta_{Ci}$  (при  $\theta_0 = 20 \text{ }^\circ\text{C}$  и  $J_{Cu} = 0$ ) круглой сплошной медной жилы указанного кабеля приводит к результату, равному  $\theta_{Ci} \approx 119,9 \text{ }^\circ\text{C}$ . Видно, что расчетный уровень температуры  $\theta_{Ci}$  джоулеа нагрева КПП в исследуемых случаях не превышает предельно допустимой кратковременной температуры  $\theta_{Cis} \approx 120 \text{ }^\circ\text{C}$ , характерной для электрических кабелей с ПЭТ изоляцией.

#### Выводы.

1. Разработана инженерная методика по приближенному расчетному определению пороговых амплитуд  $I_{mpk}$  одиночных импульсов аксиального тока  $i_p(t)$  различной временной формы для электрических проводов и кабелей с медными (алюминиевыми) токоведущими частями и ПЭТ, ПВХ и Р поясной изоляцией, используемых в слабо- и силовых цепях импульсной энергетики, электротехники и электроники. В основу этой методики была положена электротехническая стойкость полимерной изоляции рассматриваемой КПП, соответствующая предельно допустимым кратковременным температурам нагрева токоведущих и изоляционных частей ее проводов и кабелей и не допускающая наступления явления термической деструкции в поясной изоляции КПП.

2. Получены расчетные аналитические соотношения (9) и (10) для нахождения в исследуемой КПП пороговых численных значений  $I_{mpk}$  амплитуд  $I_{mp}$  импульсов тока  $i_p(t)$ , изменяющихся во времени  $t$  по аperiodической зависимости и по закону экспоненциально затухающей синусоиды. Показано, что при  $I_{mp} > I_{mpk}$  из-за теплового перегрева токоведущих частей рассматриваемых проводов и кабелей будет наступать деструкция их поясной изоляции, приводящая к снижению рабочего ресурса и срока службы КПП.

3. Приведены примеры практического применения предлагаемой инженерной методики по расчетному определению для радиочастотного коаксиального среднегабаритного кабеля марки РК 50-4-11 со сплошной ПЭТ поясной изоляцией пороговых амплитуд  $I_{mpk}$  стандартных аperiodических импульсов тока  $i_p(t)$  из нано-, микро- и миллисекундных временных диапазонов формы  $\tau_f/\tau_p = 5 \text{ нс}/200 \text{ нс}$ ,  $\tau_f/\tau_p = 10 \text{ мкс}/350 \text{ мкс}$  и  $\tau_f/\tau_p = 7 \text{ мс}/160 \text{ мс}$ . Установлено, что с соответствующим возрастанием параметра  $\tau_p \gg \tau_f$  для протекающих по круглой сплошной медной жиле и полый расщепленной луженой медной оплетке данного кабеля указанных униполярных одиночных импульсов тока  $i_p(t)$  происходит существенное уменьшение их пороговых амплитуд  $I_{mpk}$  (с 531,2 кА для наносекундного импульса тока вида 5 нс/200 нс до 1,84 кА для миллисекундного импульса тока вида 7 мс/160 мс).

**Фінансування.** Роботу виконано за підтримки Міністерства освіти і науки України (тема ДБ № 0121U109546).

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

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электротехнический справочник. Производство и распределение электрической энергии. Том 3, Кн. 1 / Под общей ред. И.Н. Орлова и др. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 880 с.

2. Дашук П.Н., Зайенц С.Л., Комельков В.С., Кучинский Г.С., Николаевская Н.Н., Шкуропат П.И., Шнеерсон Г.А. Техника больших импульсных токов и магнитных полей. – М.: Атомиздат, 1970. – 472 с.

3. Месяц Г.А. Импульсная энергетика и электроника. – М.: Наука, 2004. – 704 с.

4. Рикетс Л.У., Бриджес Дж.Э., Майлетта Дж. Электромагнитный импульс и методы защиты / Пер. с англ. под ред. Н.А. Ухина. – М.: Атомиздат, 1979. – 328 с.

5. Мырова Л.О., Чепиженко А.З. Обеспечение стойкости аппаратуры связи к ионизирующим и электромагнитным излучениям. – М.: Радио и связь, 1988. – 296 с.

6. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией на сверхвысокие напряжения. – Киев: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2013. – 550 с.

7. Пугач В.Н., Поляков Д.А., Никитин К.И., Терещенко Н.А., Комаров И.В. Исследование влияния термической деструкции на срок службы изоляции кабелей. *Омский научный вестник*, 2019, №6 (168), С. 70-74. doi: <https://doi.org/10.25206/1813-8225-2019-168-70-74>.

8. Miller-Chou B.A., Koenig J.L. A review of polymer dissolution. *Progress in Polymer Science*, 2003, vol. 28, no. 8, pp. 1223-1270. doi: [https://doi.org/10.1016/s0079-6700\(03\)00045-5](https://doi.org/10.1016/s0079-6700(03)00045-5).

9. Brzeziński M., Wedepohl S., Kost B., Calderón M. Nanoparticles from supramolecular poly lactides overcome drug resistance of cancer cells. *European Polymer Journal*, 2018, vol. 109, pp. 117-123. doi: <https://doi.org/10.1016/j.eurpolymj.2018.08.060>.

10. Schulte R., Ostwald R., Menzel A. Gradient-Enhanced Modelling of Damage for Rate-Dependent Material Behaviour – A Parameter Identification Framework. *Materials*, 2020, vol. 13, no. 14, p. 3156. doi: <https://doi.org/10.3390/ma13143156>.

11. Spirescu V.A., Chircov C., Grumezescu A.M., Andronescu E. Polymeric Nanoparticles for Antimicrobial Therapies: An up-to-date Overview. *Polymers*, 2021, vol. 13, no. 5, p. 724. doi: <https://doi.org/10.3390/polym13050724>.

12. Белоруссов Н.И., Саакян А.Е., Яковлева А.И. Электрические кабели, провода и шнуры. Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 536 с.

13. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. – М.: Мир, 1972. – 391 с.

14. Baranov M.I., Rudakov S.V. Electrothermal action of the pulse of the current of a short artificial-lightning stroke on test specimens of wires and cables of electric power objects. *Journal of Engineering Physics and Thermophysics*, 2018, vol. 91, no. 2, pp. 544-555. doi: <https://doi.org/10.1007/s10891-018-1775-2>.

15. Baranov M.I., Kniaziev V.V., Rudakov S.V. Calculation and experimental estimation of results of electro-thermal action of rationed by the international standard IEC 62305-1-2010 impulse current of short blow of artificial lightning on the thin-walled coverage from stainless steel. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2017, no. 1, pp. 31-38. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.1.06>.

16. Гуревич В.И. Электромагнитный импульс высотного ядерного взрыва и защита электрооборудования от него: монография. – М.: Инфра-Инженерия, 2019. – 516 с.

17. IEC 62305-1: 2010 «Protection against lightning. Part 1: General principles». Geneva, IEC Publ., 2010. Режим доступа: [https://cs.spz-bc.com.ua/-/Du44pi68kxwVNIVLm0wh0g/sv/document/4b/f8/7c/437461/255/IEC-62305-1\\_v1\\_LO.pdf?1559637095](https://cs.spz-bc.com.ua/-/Du44pi68kxwVNIVLm0wh0g/sv/document/4b/f8/7c/437461/255/IEC-62305-1_v1_LO.pdf?1559637095) (Дата звернення: 25.05.2021).

18. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I., Rudakov S.V. A generator aperiodic current pulses of artificial lightning with a rationed temporal form of 10/350  $\mu$ s with an amplitude of  $\pm(100-200)$  kA. *Instruments and Experimental Techniques*, 2015, vol. 58, no. 6, pp. 745-750. doi: <https://doi.org/10.1134/s0020441215060032>.

19. SAE ARP 5412: 2013. Aircraft Lightning Environment and Related Test Waveforms. SAE Aerospace. USA, 2013. – pp. 1-56.

Режим доступу: <https://www.sae.org/standards/content/arp5412b> (Дата звернення: 25.05.2021).

20. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Rudakov S.V. The tooling in Ukraine of model tests of objects of energy, aviation and space-rocket engineering on resistibility to action of pulsed current of artificial lightning. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 4, pp. 45-53. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.4.08>.

#### REFERENCES

1. Orlov I.N. *Elektrotehnicheskij spravocnik. Proizvodstvo i raspredelenie elektricheskoy energii. Tom 3, Kn. 1* [Electrical engineering handbook. Production and distribution of electric energy. Vol. 3, Book 1. Ed. I.N. Orlov]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 880 p. (Rus).

2. Dashuk P.N., Zayents S.L., Komel'kov V.S., Kuchinsky G.S., Nikolayevskaya N.N., Shkuropat P.I., Shneerson G.A. *Tehnika bol'shih impul'snyh tokov i magnitnyh polej* [The technique of large pulsed currents and magnetic fields]. Moscow, Atomizdat Publ., 1970. 472 p. (Rus).

3. Mesiats G.A. *Impul'snaia energetika i elektronika* [Pulsed power and electronics]. Moscow, Nauka Publ., 2004. 704 p. (Rus).

4. Ricketts L.U., Bridges J.E., Mayletta J. *Elektromagnitnij impul's i metody zashchity* [Electromagnetic pulse and methods of protection]. Moscow, Atomizdat Publ., 1979. 328 p. (Rus).

5. Myrova L.O., Chepizhenko A.Z. *Obespechenie stoikosti apparatury svyazi k ioniziruyushchim i elektromagnitnym izlucheniyam* [Providing of resistibility of apparatus of connection to the ionizing and electromagnetic radiations]. Moscow, Radio and Connection Publ., 1988. 296 p. (Rus).

6. Shidlovskiy A.K., Shcherba A.A., Zolotaryov V.M., Podoltsev A.D., Kucheryavaya I.N. *Kabeli s polimernoy izolyatsiey na sverhvyssokie napryazheniya* [Cables with a polymeric isolation on over-voltage]. Kyiv, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine Publ., 2013. 550 p. (Rus).

7. Pugach V.N., Polyakov D.A., Nikitin K.I., Tereshchenko N.A., Komarov I.V. Research of temperature destruction effect on cables insulation operation life. *Omsk Scientific Bulletin*, 2019, no. 6 (168), pp. 70-74. (Rus). doi: <https://doi.org/10.25206/1813-8225-2019-168-70-74>.

8. Miller-Chou B.A., Koenig J.L. A review of polymer dissolution. *Progress in Polymer Science*, 2003, vol. 28, no. 8, pp. 1223-1270. doi: [https://doi.org/10.1016/s0079-6700\(03\)00045-5](https://doi.org/10.1016/s0079-6700(03)00045-5).

9. Brzeziński M., Wedepohl S., Kost B., Calderón M. Nanoparticles from supramolecular poly lactides overcome drug resistance of cancer cells. *European Polymer Journal*, 2018, vol. 109, pp. 117-123. doi: <https://doi.org/10.1016/j.eurpolymj.2018.08.060>.

10. Schulte R., Ostwald R., Menzel A. Gradient-Enhanced Modelling of Damage for Rate-Dependent Material Behaviour – A Parameter Identification Framework. *Materials*, 2020, vol. 13, no. 14, p. 3156. doi: <https://doi.org/10.3390/ma13143156>.

11. Spirescu V.A., Chircov C., Grumezescu A.M., Andronescu E. Polymeric Nanoparticles for Antimicrobial Therapies: An up-to-date Overview. *Polymers*, 2021, vol. 13, no. 5, p. 724. doi: <https://doi.org/10.3390/polym13050724>.

12. Belorussov N.I., Saakjan A.E., Jakovleva A.I. *Elektricheskie kabeli, provoda i shnury. Spravochnik* [Electrical cables, wires and cords. Directory]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 536 p. (Rus).

13. Knopfel' G. *Sverkhsil'nye impul'snye magnitnye polia* [Ultra strong pulsed magnetic fields]. Moscow, Mir Publ., 1972. 391 p. (Rus).

14. Baranov M.I., Rudakov S.V. Electrothermal action of the pulse of the current of a short artificial-lightning stroke on test specimens of wires and cables of electric power objects. *Journal of Engineering Physics and Thermophysics*, 2018, vol. 91, no. 2, pp. 544-555. doi: <https://doi.org/10.1007/s10891-018-1775-2>.

15. Baranov M.I., Kniaziev V.V., Rudakov S.V. Calculation and experimental estimation of results of electro-thermal action of

rationed by the international standard IEC 62305-1-2010 impulse current of short blow of artificial lightning on the thin-walled coverage from stainless steel. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2017, no. 1, pp. 31-38. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.1.06>.

16. Gurevich V.I. *Elektromagnitnyi impul's vysokogo iadernogo vzryva i zashchita elektrooborudovaniia ot nego: monografiia* [Electromagnetic impulse of high-altitude nuclear explosion and protection of electrical equipment from it: monograph]. Moscow, Infra-Engineering Publ., 2019. 516 p. (Rus).

17. IEC 62305-1: 2010. *Protection against lightning. Part 1: General principles*. Geneva, IEC Publ., 2010. Available at: [https://cs.spz-bc.com.ua/-/Du44pi68kxwVNIVLm0wh0g/sv/document/4b/f8/7c/437461/255/IEC-62305-1\\_v1\\_LQ.pdf?1559637095](https://cs.spz-bc.com.ua/-/Du44pi68kxwVNIVLm0wh0g/sv/document/4b/f8/7c/437461/255/IEC-62305-1_v1_LQ.pdf?1559637095) (accessed 25 May 2021).

18. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I., Rudakov S.V. A generator aperiodic current pulses of artificial lightning with a rationed temporal form of 10/350  $\mu$ s with an amplitude of  $\pm(100-200)$  kA. *Instruments and Experimental Techniques*, 2015, vol. 58, no. 6, pp. 745-750. doi: <https://doi.org/10.1134/s0020441215060032>.

19. SAE ARP 5412: 2013. *Aircraft Lightning Environment and Related Test Waveforms*. SAE Aerospace, USA, 2013, pp. 1-56. Available at: <https://www.sae.org/standards/content/arp5412b> (accessed 25 May 2021).

20. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Rudakov S.V. The tooling in Ukraine of model tests of objects of energy, aviation and space-rocket engineering on resistibility to action of pulsed current of artificial lightning. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 4, pp. 45-53. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.4.08>.

Надійшла (Received) 12.10.2021

Прийнята (Accepted) 15.11.2021

Опублікована (Published) 03.12.2021

Баранов Михайло Іванович<sup>1</sup>, д.т.н., гол.н.с.,  
Буряковський Сергій Геннадійович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
Князев Володимир Володимирович<sup>1</sup>, к.т.н., пров.н.с.,  
<sup>1</sup> Науково-дослідний

та проектно-конструкторський інститут «Молнія»  
Національного технічного університету  
«Харківський політехнічний інститут»,  
61013, Харків, вул. Шевченка, 47,  
e-mail: baranovmi@kpi.kharkov.ua (Corresponding Author),  
sergbyr@i.ua, knyaz2@i.ua

M.I. Baranov<sup>1</sup>, S.G. Buriakovskiy<sup>1</sup>, V.V. Kniaziev<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Research and Design Institute «Molniya» of  
National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,  
47, Shevchenko Str., Kharkiv, 61013, Ukraine.

**Destruction of polymeric isolation and threshold amplitudes of impulses of current of different temporal form for electric wires and cables in the weak- and heavy-current chains of devices of impulsive energy, electrical engineering and electronics.**

**Goal.** Development of engineering method upon settlement of threshold amplitudes of  $I_{mpk}$  of single-pulse of current of  $i_p(t)$  of different temporal form for electric wires and cables with a polyethylene (PET), polivinylchloride (PVKH) and rubber (R) half-length isolation, in-use in modern impulsive energy, electri-

cal engineering and electronics in their weak- and heavy-current chains. **Methodology.** Basis of the theoretical and applied electrical engineering, electroenergy, electrophysics bases of technique of high-voltage and large impulsive currents, bases of weak- and heavy-current electronics, measuring technique, electromagnetic compatibility and standardization. **Results.** Development of engineering method is executed on close calculation determination of threshold amplitudes of  $I_{mpk}$  of single-pulse of axial-flow current of  $i_p(t)$  of different temporal form for electric wires and cables with copper (aluminium) current-carrying parts and PET, PVKH and R by a half-length isolation, in-use in the weak- and heavy-current chains of impulsive energy, electrical engineering and electronics. Electro-thermal resistibility of half-length isolation of the examined cable-explorer production (CEP), proper maximum to the possible brief temperatures of heating of current-carrying and isolating parts of the probed wires and cables and shutting out the offensive of the phenomenon destruction in the indicated isolation of CEP, was fixed in basis of this method. Calculation analytical correlations are got for finding in probed CEP of threshold numeral values of  $I_{mpk}$  of amplitudes of  $I_{mp}$  of impulses of current of  $i_p(t)$ , time-varying  $t$  both on aperiodic dependence of type of  $\tau_f/\tau_p$  with duration of their front of  $\tau_f$  and duration of their impulses of  $\tau_p$  and by law of exponential attenuation sinewave. It is retined that at  $I_{mp} > I_{mpk}$  destruction of their half-length isolation, resulting in the decline of working resource and term of service of CEP, will come from the thermal overheat of current-carrying parts of the examined electric wires and cables. The examples of practical application of the offered method are resulted upon settlement for a radio frequency coaxial cable RC 50-4-11 with middle sizes is easily soiled with continuous PET by the isolation of threshold amplitudes of  $I_{mpk}$  of standard aperiodic impulses of current of  $i_p(t)$  from nano-, micro- and millisecond temporal ranges of form of  $\tau_f/\tau_p = 5$  ns/200 ns,  $\tau_f/\tau_p = 10$   $\mu$ s/350  $\mu$ s and  $\tau_f/\tau_p = 7$  ms/160 ms. It is set that with the proper growth of parameter of  $\tau_p \gg \tau_f$  for flowings on a continuous copper tendon and split copper shell of radio frequency coaxial cable RC 50-4-11 with middle sizes is easily soiled indicated homopolar impulses of current of  $i_p(t)$  take a place substantial diminishing of their threshold amplitudes of  $I_{mpk}$  (with 531,2  $\mu$ A for the nanosecond impulse of current of type of 5 ns/200 ns to 1,84  $\mu$ A for the millisecond impulse of current of type of 7 ms/160 ms). **Originality.** An engineering method is first developed upon close settlement of threshold numeral values of  $I_{mpk}$  of amplitudes of  $I_{mp}$  of single-pulse of axial-flow current of  $i_p(t)$  of arbitrary peak-temporal parameters for electric wires and cables with copper (aluminium) current-carrying parts and PET, PVKH and R by a half-length isolation. **Practical value.** Application in electrical engineering practice of the offered engineering method on determination of threshold amplitudes of  $I_{mpk}$  of the indicated impulses of axial-flow current of  $i_p(t)$  for the probed electric wires and cables will allow considerably to increase a working resource and term of service of examined CEP. References 20, tables 2.

**Key words:** electric wires and cables with a polymeric isolation, electro-thermal resistibility of cable-explorer production, destruction of isolation, threshold amplitudes of impulses of current for wires and cables.



В.М. Кириленко, К.В. Кириленко, М.О. Бурдюк, П.Л. Денисюк

## Обґрунтування додаткових діагностичних параметрів для оцінки стану електричної ізоляції абсорбційними методами

В статті представлено результати аналізу екстремального характеру і зумовленої ним неоднозначності залежності абсорбційних коефіцієнтів від сталої часу абсорбції, а також залежності їх значень від відношення наскрізного опору ізоляції до її абсорбційного опору. Розраховано максимальні значення коефіцієнтів абсорбції і поляризації, а також сталої часу абсорбції, що відповідає їм, для різних значень відношення вказаних вище опорів. Обґрунтована можливість використання відношення наскрізного і абсорбційного опорів та абсорбційної сталої часу в якості додаткових діагностичних параметрів для усунення неоднозначності, пов'язаної з екстремальністю коефіцієнтів абсорбції і поляризації. Бібл. 15, табл. 2, рис. 4.

**Ключові слова:** неруйнівні методи діагностування електричної ізоляції, абсорбційні методи діагностування ізоляції, діагностичні параметри ізоляції, смісний і омичний коефіцієнти абсорбції, коефіцієнти абсорбції і поляризації.

В статье представлены результаты анализа экстремального характера и обусловленной им неоднозначности зависимости абсорбционных коэффициентов от постоянной времени абсорбции и зависимости их значений от отношения сквозного сопротивления изоляции к ее абсорбционному сопротивлению. Рассчитаны максимальные значения коэффициентов абсорбции и поляризации, а также постоянных времени абсорбции, которые соответствуют им, для различных значений отношения указанных выше сопротивлений. Обоснована возможность использования отношения сквозного и абсорбционного сопротивлений и абсорбционной постоянной времени в качестве дополнительных диагностических параметров для устранения неоднозначности, связанной с наличием максимумов коэффициентов абсорбции и поляризации. Библ. 15, табл. 2, рис. 4.

**Ключевые слова:** неразрушающие методы диагностирования электрической изоляции, абсорбционные методы диагностирования изоляции, диагностические параметры изоляции, емкостной и омический коэффициенты абсорбции, коэффициенты абсорбции и поляризации.

**Вступ.** Для забезпечення ефективної і безвідмовної експлуатації електротехнічного і електроенергетичного обладнання проводять періодичний або неперервний контроль її технічного стану за допомогою руйнівних та неруйнівних електричних методів контролю і випробувань. До неруйнівних методів відносять використання електрофізичних і діелектричних характеристик, їх залежностей від інтенсивності дії електричного поля та зовнішніх факторів або їх відносних значень при різних значеннях параметрів діючих факторів.

Для оцінки технічного стану електричної ізоляції на практиці часто використовують результати його неруйнівного діагностування за значеннями електричного опору ізоляції і характеристиками абсорбційного струму, що протікає через ізоляцію при підключенні її до постійної напруги. Ці методи ґрунтуються на узагальненій еквівалентній схемі діелектрика (рис. 1).

До переваг узагальненої еквівалентної схеми неоднорідного діелектрика слід віднести прозорість інтерпретації фізичного змісту її елементів, їх безпосередній зв'язок з фізичними процесами в ізоляції з неоднорідних діелектриків, що визначають її експлуатаційні властивості і довговічність.

До елементів узагальненої еквівалентної схеми діелектрика належать:

- геометрична ємність  $C_g$ , що відображає ємність, пов'язану зі швидкими процесами електронної і іонної поляризації;
- наскрізний опір  $R_n$ , тобто усталене значення опору діелектрика протіканню постійного струму;
- ємність абсорбції  $C_a$ , що відповідає за повільні процеси міграційної поляризації, обумовленої накопиченням вільних зарядів на межах областей діелектрика з різними електрофізичними властивостями або в приелектродних областях;
- абсорбційний опір  $R_a$ , який вводиться для правильного відображення інерційних властивостей міграційної поляризації.

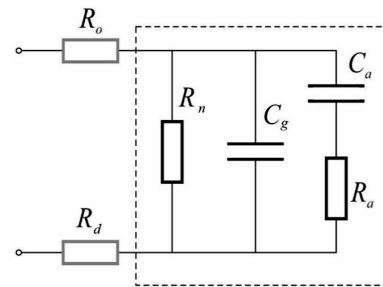


Рис. 1. Узагальнена еквівалентна схема ізоляції і елементи схеми вимірювання

Крім того, на рис. 1 показані схемні елементи:

- $R_o$  – обмежуючий опір, що вводиться у вимірну схему для формування експоненціального струму заряду геометричної ємності;
  - $R_d$  – опір датчика для вимірювання напруги, яка відповідає абсорбційному струмові через діелектрик.
- Для того, щоб вони не впливали на результати діагностування, значення опорів цих резисторів повинно бути значно меншим за значення опорів витоків діелектрика.

У загальному випадку схема неоднорідного діелектрика може містити декілька кіл  $C_a - R_a$ , що відповідають абсорбційним процесам зі сталими часами встановлення різних видів міграційної поляризації. Зауважимо, що релаксаційна поляризація при використанні коефіцієнтів абсорбції та поляризації не враховується, тому що моменти часу, в які проводяться відлік абсорбційного струму для розрахунку значень цих параметрів значно перевищують сталі часи релаксаційних процесів.

**Огляд стану абсорбційних методів діагностування електричної ізоляції.** Абсорбційні діагностичні методи рекомендуються як нормативні для діагностування ізоляції трансформаторів, синхронних генераторів, компенсаторів, колекторних збудників і електродвигунів змінного струму [1]. Сучасні наукові

© В.М. Кириленко, К.В. Кириленко, М.О. Бурдюк, П.Л. Денисюк

дослідження абсорбційних методів і їх використання стосуються діагностування стану ізоляції обертових електричних машин [2, 3], низько- і високовольтних кабелів [4-7], силових трансформаторів [8-10].

При технічному діагностуванні застосовують два види коефіцієнтів абсорбції – омічний і ємнісний коефіцієнти, а також коефіцієнти, що визначаються відношенням значень абсорбційного струму в різні моменти часу, метод відновлюваної напруги і його сучасні різновидності, а також нелінійність абсорбційних характеристик і характеристик відновлюваної напруги.

Омічний коефіцієнт абсорбції дорівнює відношенню значень струму абсорбції чи ефективних опорів ізоляції, виміряних через 15 і 60 с для струмів або через 60 і 15 с для опорів:

$$k_a = \frac{i_{15}}{i_{60}} = \frac{R_{60}}{R_{15}} = \frac{1 + \frac{R_n}{R_a} \exp\left(-\frac{60}{\tau_a}\right)}{1 + \frac{R_n}{R_a} \exp\left(-\frac{15}{\tau_a}\right)}. \quad (1)$$

Крім омічного коефіцієнта абсорбції зараз використовують коефіцієнт поляризації  $k_p$  зі значеннями часу відліку струму абсорбції 60 і 600 с, відношення діелектричної абсорбції  $R_{30}/R_{15}$  та індекс поляризації  $R_{60}/R_{30}$ , коефіцієнт діелектричного розряду, а також коефіцієнт стану ізоляції, що визначається за значеннями двох струмів абсорбції, взятими на початковій ділянці струму абсорбції при 0,06 і 0,1 с, зарядом геометричної ємності і часовим інтервалом між відліками:

$$k_{ci} = \frac{i_{0,06} - i_{0,1}}{\Delta t \cdot q_g} = \frac{i_{0,06} - i_{0,1}}{0,04 q_g}.$$

Ємнісний коефіцієнт абсорбції визначається через відношення максимального значення відновлюваної напруги  $U_{rmax}$  до зарядної напруги  $U_0$ :

$$k_c = \frac{U_{rmax}}{U_0} = \frac{C_a}{C_a + C_g}. \quad (2)$$

Відновлювана напруга виникає на ізоляції, якщо після повного заряду її відключити від джерела напруги, замкнути на невеликий опір на короткий проміжок часу для розряду геометричної ємності, а потім дати можливість абсорбційній ємності заряджати геометричну, напруга на якій буде зростати від нуля до максимального значення, а далі спадати до нуля внаслідок розряду через наскрізний опір.

Варіацією ємнісного коефіцієнта абсорбції є коефіцієнт дисперсії, що визначається шляхом заряду ємності ізоляції коротким прямокутним імпульсом тривалістю  $\tau_1$  напругою  $U_0$  і вимірювання напруги  $U_d$  на ній після відключення від джерела напруги через інтервал часу  $\tau_2 \gg \tau_1$ , коли введений заряд перерозподілиться між геометричною і абсорбційною ємностями:

$$D = \frac{U_0}{U_0 - U_d} = \frac{C_g}{C_a} = \frac{1 - k_c}{k_c}.$$

Використання ємнісного і омічного коефіцієнтів абсорбції для оцінки стану електричної ізоляції має вагомий недолік: по-перше, вони є інтегральними характеристиками ізоляції; по-друге, визначаються співвідношенням значень декількох елементів еквівалентної схеми діелектрика; по-третє, не дають повного уявлення про процеси деградації ізоляції. Розглянемо ці питання більш детально.

Як випливає з формули (1), значення коефіцієнта абсорбції залежать від відношення наскрізного опору і опору абсорбції та від сталої часу абсорбції, що є інтегральними показниками, бо осереднюються по всьому об'єму ізоляції. Тому цей критерій можна використовувати тільки для оцінки загального стану ізоляції, такого як більш чи менш рівномірне зволоження або викликане її старінням загальне погіршення електрофізичних характеристик і зростання ймовірності відмови.

Крім того, всі коефіцієнти, що визначаються через відношення двох значень абсорбційного струму, як буде показано нижче, є екстремальними величинами і їх критеріальні значення можуть бути притаманні як зволоженій чи зістареній ізоляції, так і однорідній ізоляції, в якій абсорбційні процеси проявляються дуже слабо.

Ємнісний коефіцієнт згідно з формулою (2) характеризується співвідношенням геометричної і абсорбційної ємностей, що також є інтегральними характеристиками ізоляції, частково характеризує неоднорідність ізоляції і зростання її в процесі старіння. Однак, він взагалі не несе інформації про характер розподілу питомого опору і резистивні компоненти еквівалентної схеми, які відповідають за теплове старіння та тепловий пробій діелектрика, а також дає уявлення тільки про інтенсивність об'ємної міграційної чи приелектродної поляризації без конкретизації її характеристик, таких, наприклад, як стала часу міграційної поляризації. Крім того, значення  $U_{rmax}/U_0$  буде залежати від відношення  $R_n/R_a$ , бо саме цим відношенням визначається напруга, що може виникнути на ввімкненій паралельно наскрізному опору  $R_n$  геометричної ємності  $C_g$ , а тому ємнісний коефіцієнт абсорбції буде тільки граничним значенням для відношення  $U_{rmax}/U_0$ .

В літературі з метою більш адекватного технічного діагностування електричної ізоляції активно розглядаються подальші вдосконалення абсорбційних методів, основаних на відновлюваній напрузі [11-13]. При використанні методу відновлюваної напруги як діагностичні параметри ізоляції пропонується використовувати відношення максимального значення відновлюваної напруги до зарядної, початкову швидкість наростання відновлюваної напруги, час досягнення максимального значення відновлюваної напруги, коефіцієнти нелінійності відновлюваної напруги, сталу часу саморозряду, але в даній статті метод відновлюваної напруги не буде розглядатися.

Враховуючи поширеність абсорбційних методів, більшість сучасних вітчизняних і закордонних мегаометрів дозволяють не тільки вимірювати опір ізоляції, а й автоматично обчислюють коефіцієнт абсорбції і фіксують дані для розрахунку коефіцієнта поляризації. Ще більш детальне опрацювання абсорбційної кривої, включаючи і метод відновлюваної напруги, пропонується в спеціалізованих діагностичних системах.

Однак, слід зауважити, що при різноманітних пропозиціях вибору діагностичних процедур і параметрів та досить інтенсивній публікації результатів використання абсорбційних методів з діагностичною метою в вітчизняній і закордонній літературі, досить серйозними проблемами залишаються вибір критерію справного стану при використанні відповідних діагностичних параметрів та інтерпретація процесів, що

відбуваються в ізоляції, на основі змін конкретних діагностичних параметрів в часі, а водночас і отриманих результатів для оцінки стану електричної ізоляції.

Основним фактором, що суттєво знижує прогностичні можливості абсорбційних методів, є неусувне протиріччя між інтегральним характером діагностичних параметрів і локальним характером пробою, як катастрофічного процесу руйнування ізоляції. Абсорбційні методи можуть давати уявлення про загальний стан ізоляції, зумовлений тепловим старінням і іншими процесами, що приводять до погіршення загального стану ізоляції, але для прогнозування пробою вони не ефективні. Можливість пробою визначається характеристиками ізоляції в дуже обмеженому об'ємі, що складає соті-тисячні долі загального об'єму і тому на значення інтегральних характеристик впливають мало.

Перспективними в удосконаленні абсорбційних методів є роботи, в яких розглядаються методи визначення індивідуальних значень параметрів еквівалентної схеми заміщення ізоляції [14], але названої проблеми вони також не вирішують. Крім того, діагностичні параметри нестационарні в часі, що приводить до додаткових похибок при їх використанні для визначення технічного стану [15].

Слід відзначити, що закономірності зміни діагностичних параметрів в залежності від значень параметрів еквівалентної схеми ізоляції систематично не досліджувалися, хоч ця залежність приводить до неоднозначності критеріїв технічного стану та знижує їх прогностичну здатність. Як приклад можна навести екстремальність коефіцієнтів абсорбції і поляризації, які, як показано нижче, будуть близькими до одиниці і при сильно зволоженій і при практично однорідній ізоляції. Тому виникає потреба в усуненні цієї неоднозначності.

**Метою цієї статті** є дослідження екстремальності омічних абсорбційних коефіцієнтів та обґрунтування додаткових діагностичних параметрів для усунення неоднозначності коефіцієнтів абсорбції та поляризації, пов'язаної з наявністю максимуму в залежностях цих коефіцієнтів від абсорбційної сталої часу.

**Аналіз екстремальності абсорбційних коефіцієнтів.** Цей аналіз ми проведемо використовуючи узагальнену еквівалентну схему неоднорідного діелектрика (див. рис.1), що покладена в основу абсорбційних методів діагностування електричної ізоляції.

$$\frac{dk_a}{d\tau} = \frac{\frac{t_2}{\tau_a^2} x \exp\left(-\frac{t_2}{\tau_a}\right) + \frac{t_2}{\tau_a^2} x^2 \exp\left(-\frac{t_1+t_2}{\tau_a}\right) - \frac{t_1}{\tau_a^2} x \exp\left(-\frac{t_1}{\tau_a}\right) - \frac{t_1}{\tau_a^2} x^2 \exp\left(-\frac{t_1+t_2}{\tau_a}\right)}{\left(1 + x \exp\left(-\frac{t_1}{\tau_a}\right)\right)^2}$$

Умова екстремуму  $dk_a/dx = 0$  дає дві можливості. Перша  $\tau_{amax} = \infty$  і  $R_n/R_a \rightarrow \infty$ . При таких умовах ізоляція

$$t_2 \exp\left(-\frac{t_2}{\tau_{amax}}\right) + t_2 x \exp\left(-\frac{t_1+t_2}{\tau_{amax}}\right) - t_1 \exp\left(-\frac{t_1}{\tau_{amax}}\right) - t_1 x \exp\left(-\frac{t_1+t_2}{\tau_{amax}}\right) = 0$$

Це рівняння після спрощення має вигляд

$$\frac{t_1 \exp\left(-\frac{t_2}{\tau_{amax}}\right) + t_2 x \exp\left(-\frac{t_1}{\tau_{amax}}\right)}{t_2 - t_1} = x = \frac{R_n}{R_a} \quad (5)$$

Таким чином, кожен коефіцієнт, який визначається через відношення двох значень струму абсорб-

Відповідно до визначення, омічні абсорбційні коефіцієнти, тобто коефіцієнти абсорбції, поляризації, відношення діелектричної абсорбції та індекс поляризації, дорівнюють відношенню значень опорів ізоляції виробу, виміряних через час, що дорівнює  $t_1$  і  $t_2$ , після подачі постійної напруги [1]:

$$k_a = \frac{R_{t_1}}{R_{t_2}} = \frac{1 + \frac{R_n}{R_a} \exp\left(-\frac{t_1}{\tau_a}\right)}{1 + \frac{R_n}{R_a} \exp\left(-\frac{t_2}{\tau_a}\right)}, \quad (3)$$

де  $\tau_a = C_a \cdot R_a$  – абсорбційна стала часу.

Покажемо, що всі абсорбційні коефіцієнти, що визначаються через відношення двох значень абсорбційного струму, є екстремальними величинами і їх критеріальні значення можуть бути притаманні як зволоженій чи зістареній ізоляції, так і однорідній ізоляції, в якій абсорбційні процеси проявляються дуже слабо.

Розглянемо в загальному вигляді вираз (3), що характеризує абсорбційні коефіцієнти ізоляції, позначивши  $x = R_n/R_a$ , і виконаємо дослідження його на екстремуми, використовуючи, як незалежні змінні відношення наскрізного опору до абсорбційного  $x$  та сталої часу абсорбційного процесу  $\tau_a$ . Похідна по  $x$  виразу для абсорбційного коефіцієнта дорівнює

$$\frac{dk_a}{dx} = \frac{\exp\left(-\frac{t_2}{\tau_a}\right) - \exp\left(-\frac{t_1}{\tau_a}\right)}{\left(1 + x \exp\left(-\frac{t_1}{\tau_a}\right)\right)^2} \quad (4)$$

Згідно з формулою (4) умова екстремуму  $dk_a/dx = 0$  виконується тільки при  $x \rightarrow \infty$ , тобто при  $R_n/R_a \rightarrow \infty$ .

Звідси випливає, що  $dk_a/dx$  є зростаючою від одиниці з насиченням функцією  $R_n$  при  $R_a = \text{const}$ , або аналогічною функцією відношення  $R_n/R_a$  і має односторонній максимум на нескінченності, значення якого залежить від абсорбційної сталої  $\tau_a$  та від моментів часу відліку абсорбційного струму  $t_1$  і  $t_2$ .

Для похідної по  $\tau_a$  маємо:

не може бути дефектною, якщо врахувати, що  $C_a < C_g$  і має скінченне значення. Інший варіант

ції, згідно формули (5) має максимум, положення якого визначається значеннями абсорбційної сталої часу  $\tau_{amax}$ , тобто добутком абсорбційних опорів  $R_a$  і ємності  $C_a$ , відношенням наскрізного опору до абсорбційного  $R_n/R_a$ , а також моментами часу відліку значень абсорбційного струму  $t_1$  і  $t_2$ . Положення максимуму буде впливати на значення діагностичних параме-

трів в даній точці і приводити до зміни набору значень параметрів еквівалентної схеми, які відповідають критичному значенню діагностичного параметра, що ускладнює інтерпретацію результатів контролю ізоляції.

**Аналіз впливу параметрів схеми заміщення на абсорбційні коефіцієнти.** Розглянемо більш детально вплив параметрів узагальненої еквівалентної схеми ізоляції на абсорбційні коефіцієнти на прикладі коефіцієнтів абсорбції та поляризації.

В нормативній літературі [1] при оцінюванні зволоження ізоляції електротехнічного і електроенергетичного устаткування за критичне значення омичного коефіцієнта абсорбції часто приймається  $k_a = 1,3$ . Якщо  $k_a$  має менше значення, ізоляція вважається зволоженою. В загальному випадку критичні значення  $k_a$  можуть знаходитися в межах 1,2 – 1,6. Відзначимо, що прийнята інтерпретація  $k_a$  як критерію зволоження матеріалу не зовсім точна через істотну залежність його значення від  $C_a, R_a$  і абсорбційної сталої.

Дійсно, неоднозначність інтерпретації результатів діагностування зумовлена тим, що залежність коефіцієнта абсорбції має максимум не тільки від абсорбційної сталої, а й окремо від абсорбційної ємності при сталому значенні абсорбційного опору, а також від абсорбційного опору при сталому значенні абсорбційної ємності. Тому відзначимо те, на що практично не звертається увага: для однорідної ізоляції з заблокуваними електродами абсорбційна ємність  $C_a$ , а значить і абсорбційна стала часу  $\tau_a$ , повинні бути близькими до нуля, і коефіцієнт абсорбції  $k_a$  згідно формули (1) буде близьким до 1. Тобто, і для ідеального діелектрика, коли абсорбційна стала часу близька до нуля через мале значення абсорбційної ємності, і для значно зволоженого діелектрика, коли мале значення абсорбційної сталої зумовлене малим значенням абсорбційного опору, коефіцієнт абсорбції  $k_a \approx 1$ . Це означає, що залежність коефіцієнта абсорбції від абсорбційної сталої екстремальна, що дійсно має місце, як показано на рис. 2. Як видно з рис. 2, в області малих значень  $\tau_a$  спостерігається досить різке зниження коефіцієнта абсорбції при зменшенні  $\tau_a$ , а при збільшенні  $\tau_a$  після максимуму – плавний його спад.

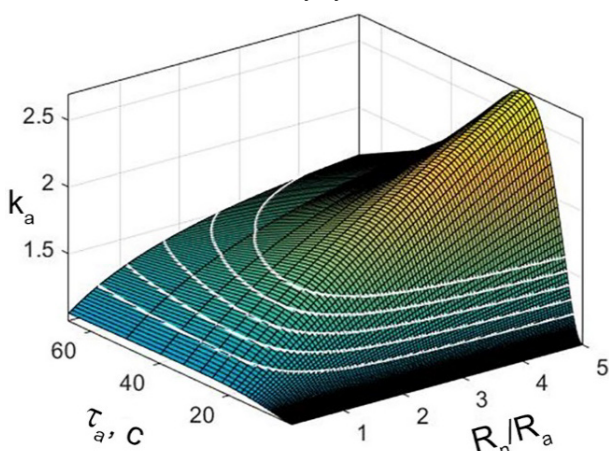


Рис. 2. Залежність коефіцієнта абсорбції від абсорбційної сталої часу та відношення наскрізного опору до абсорбційного. Наведені контури для значень коефіцієнта абсорбції 1,2 – 1,6 (знизу догори)

Коефіцієнт абсорбції  $k_a$  при  $\tau_a = \text{const}$  має постійне значення, як показує розрахунок, тільки при певному співвідношенні  $R_n$  і абсорбційних характеристик. В якості прикладу на рис. 2 показаний переріз графіку площинами  $k_a = [1,2; 1,3; 1,4; 1,5; 1,6]$ , що відповідає значенням  $k_a$ , які приймаються за критерій при оцінці стану ізоляції електротехнічного і електроенергетичного устаткування.

Екстремальні значення  $k_a$  і сталі часу, що відповідають їм, наведені в табл. 1. Максимум коефіцієнта абсорбції  $k_a$  залежно від  $\tau_a$  має місце при заданому відношенні  $R_n/R_a$  в області  $\tau_a = 7,5 - 33,5$  с. Одному і тому ж значенню  $k_a$  поза максимумом при  $R_n/R_a = \text{const}$  відповідають два значення сталої часу абсорбції  $\tau_a$ . Так при співвідношенні  $R_n/R_a = 1$  критичному значенню  $k_a = 1,3$  відповідають значення  $\tau_a = 13,1$  с і  $\tau_a = 59$  с, а при  $R_n/R_a = 10$  – значення  $\tau_a = 4,25$  с і  $\tau_a = 152$  с.

Таблиця 1

Параметр	$R_n/R_a$	0,0001	0,001	0,01	0,1	1	10	100	1000
$k_a$	$\tau_{\text{max}}$ , с	32,44	32,44	32,345	31,46	25,88	16,27	10,42	7,49
	$k_{\text{amax}}$	1	1,0005	1,0047	1,0465	1,42	3,98	18,78	102,09
$k_p$	$\tau_{\text{max}}$ , с	234	234	230	226	190	125	65,5	55
	$k_{\text{pmax}}$	1	1,0007	1,007	1,07	1,66	6,64	362,9	2841

Розрахунки при різних співвідношеннях наскрізного та абсорбційного опорів показують, що значення сталої часу  $\tau_a$ , що відповідає близькому до одиниці максимальному значенню  $k_a$ , майже постійне при  $R_n/R_a < 1$  і поступово знижується при  $R_n/R_a > 1$ , коли коефіцієнт абсорбції починає помітно зростати. Що ж стосується коефіцієнта поляризації  $k_p$ , то всі якісні закономірності, що мають місце для коефіцієнта абсорбції зберігаються, але кількісні характеристики зміщуються в сторону більших значень (табл. 1). Для обох коефіцієнтів максимальне значення коефіцієнтів прямує до нескінченості при  $R_n/R_a \rightarrow \infty$  і нульовому  $\tau_a$ . В той же час при нульовому значенні  $R_n/R_a$  максимальне значення коефіцієнта абсорбції має місце при  $\tau_a = 32,46$  с, а для коефіцієнта поляризації  $k_p$  при  $\tau_a = 234$  с.

В залежності від наскрізного опору коефіцієнт абсорбції монотонно зростає з насиченням від 1 до  $\exp((t_2 - t_1)/\tau_a)$ , де  $t_1$  і  $t_2$  – час вимірювання опору після подачі напруги, при зростанні наскрізного опору до нескінченості. При цьому слід мати на увазі, що  $\exp((t_2 - t_1)/\tau_a)$  при  $t_2 - t_1 = \text{const}$  експоненційно спадає зі зростанням  $\tau_a$ , а тому рівень насичення  $k_a$  буде досить різним при різних абсорбційних опорах, що демонструється на рис. 3, де максимальне значення коефіцієнта абсорбції може сягати 60 при малих відношеннях  $R_n/R_a$  і  $t_2 - t_1 = 60$  с. Теоретично при більших значеннях різниці  $t_2 - t_1$  максимальне значення коефіцієнта абсорбції може сягати кількох сотень.

Критичне відношення опору витoku до абсорбційного опору має місце при певних значеннях абсорбційної сталої (рис. 4), які також є функцією відношення опорів  $R_n/R_a$ . Звертають на себе увагу, що максимальні значення сталої часу абсорбції  $\tau_{\text{amax}}$  для коефіцієнта поляризації значно більші в порівнянні з її значеннями для коефіцієнта абсорбції в тому ж діапазоні значень  $R_n/R_a$ .

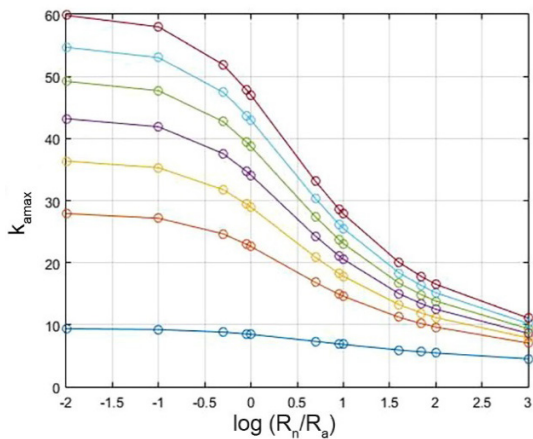


Рис. 3. Залежність максимального значення коефіцієнта абсорбції  $k_{\max}$  від  $\lg(R_n/R_a)$  при значеннях різниці моментів часу вимірювання абсорбційного струму  $t_2 - t_1$ : 0,1, 10, 20, 30, 40, 50, 60 с (знизу догори)

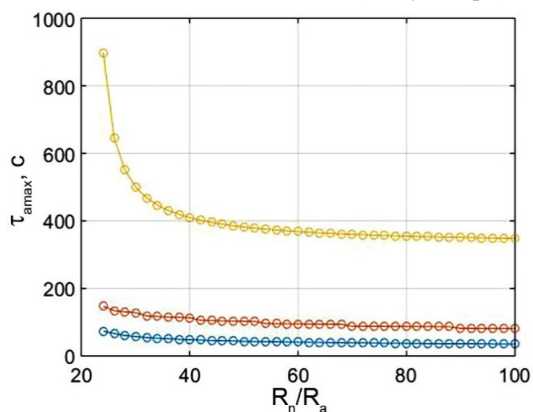


Рис. 4. Значення абсорбційної сталої  $\tau_{\max}$ , що відповідають екстремуму коефіцієнта абсорбції (знизу), при  $t_1 = 30$  і  $t_2 = 120$  с, а також для коефіцієнта поляризації (верхня крива) в залежності від  $R_n/R_a$

Таким чином, результати виконаного моделювання підтверджують неоднозначність омичного коефіцієнта абсорбції і коефіцієнта поляризації, як діагностичних параметрів. Неоднозначність залежності коефіцієнтів абсорбції від  $\tau_a$  і залежність їх значень від відношення опорів  $R_n/R_a$  призводить до неможливості однозначної інтерпретації результатів, оскільки одне і те ж значення  $k_a$  може відповідати і матеріалу із задовільними властивостями і матеріалу з низькими рівнями опорів. Малі значення  $\tau_a$  можливі як при малих значеннях  $C_a$ , характерних для якісного однорідного матеріалу, так і при малих значеннях  $R_a$ , які відповідають великій мікродфектності окремих областей цього матеріалу.

Для великих значень  $\tau_a$ , що мають місце при великих  $C_a$  і  $R_a$ , інтерпретація протилежна – матеріал дуже неоднорідний, але не дуже дефектний. Окрім цієї неоднозначності слід також врахувати той факт, що при одному і тому ж незмінному значенні  $\tau_a$  зростання  $C_a$  і відповідне зниження  $R_a$  відповідають за погіршення властивостей матеріалу, а зниження  $C_a$  і зростання  $R_a$  – поліпшенню, і без роздільного визначення цих параметрів неможливо відповісти на питання, в яку сторону змінюються властивості матеріалу.

Наведені міркування підтверджують, що абсорбційні коефіцієнти є досить суперечливими і складними

для інтерпретації отриманих в процесі технічного діагностування ізоляції результатів і що ефективними вони можуть бути, якщо використовувати їх для діагностування даного типу ізоляції даного виробника після попередньо проведених визначальних випробувань.

**Введення додаткового діагностичного параметра для усунення неоднозначності абсорбційних коефіцієнтів.** Підвищити діагностичну спроможність абсорбційних коефіцієнтів, що обмежується наявністю максимуму в залежності їх від абсорбційної сталої часу, можна використовуючи додатковий діагностичний параметр, зокрема граничне значення відношення  $(R_n/R_a)_{cr}$ .

Як випливає з рис. 2, існує найменше значення відношення  $(R_n/R_a)_{cr}$ , при подальшому зменшенні якого абсорбційний коефіцієнт буде мати значення, тільки менше критеріального при будь-яких значеннях абсорбційної сталої. Для знаходження граничних значень відношення  $(R_n/R_a)_{cr}$  потрібно підставити в рівняння (3) критеріальне значення абсорбційного коефіцієнта, що дасть рівняння профілю перетину, що відповідає цьому значенню, знайти значення абсорбційної сталої

$$\tau_{a \min} = \frac{t_2 - t_1}{\ln\left(\frac{k_a t_2}{t_1}\right)}, \quad (6)$$

що відповідає мінімуму абсорбційного коефіцієнта в залежності від відношення опорів  $R_n/R_a$ , а потім розрахувати  $(R_n/R_a)_{cr}$ , підставивши  $\tau_{a \min}$  у рівняння:

$$\left(\frac{R_n}{R_a}\right)_{cr} = \frac{k_a - 1}{\exp\left(-\frac{t_1}{\tau_{a \min}}\right) - k_a \exp\left(-\frac{t_2}{\tau_{a \min}}\right)}. \quad (7)$$

Розраховані за формулами (6) і (7) граничні значення відношення  $(R_n/R_a)_{cr}$  для різних значень коефіцієнтів абсорбції та поляризації, та відповідні значення абсорбційних сталей часу, що відповідають цим значенням коефіцієнтів, наведені в табл. 2.

Якщо одночасно використовувати граничні значення коефіцієнтів абсорбції чи поляризації і відношення  $(R_n/R_a)_{cr}$ , то неоднозначність діагностування, пов'язана з наявністю максимуму у абсорбційних коефіцієнтів, буде подолана.

Таблиця 2

Значення абсорбційного коефіцієнта	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2,0	
$k_a$	$(R_n/R_a)_{cr}$	0,22	0,45	0,69	0,95	1,21	1,49	1,77	2,06	2,36	2,67
	$\tau_{a \min}$ , с	30,4	28,7	27,3	26,1	25,1	24,2	23,5	22,8	22,2	21,64
$k_p$	$(R_n/R_a)_{cr}$	0,145	0,293	0,44	0,60	0,75	0,91	1,07	1,23	1,39	1,55
	$\tau_{a \min}$ , с	225	217	210	205	199	195	191	187	183	180

Наведемо також формули для визначення граничних значень відношення  $(R_n/R_a)_{cr}$  в залежності від значень абсорбційної сталої, що не відповідають мінімуму.

Для коефіцієнта абсорбції, що дорівнює 1,3, при  $20 \text{ с} < \tau_a < 100 \text{ с}$  для граничних значень  $(R_n/R_a)_{cr}$  можна записати лінеаризоване рівняння

$$\left(\frac{R_n}{R_a}\right)_{cr} = 0,29 + 0,0141 \cdot \tau_a, \quad (8)$$

а для коефіцієнта поляризації, що дорівнює 2, в області  $185 \text{ с} < \tau_a < 1250 \text{ с}$  відповідно

$$\left(\frac{R_n}{R_a}\right)_{cr} = 0,215 + 0,00103 \cdot \tau_a \quad (9)$$

Якщо отримане при діагностичному випробуванні значення  $(R_n/R_a)_{cr}$  буде меншим за розраховане за формулами (8) і (9), то технічний стан ізоляції не задовільний.

Звертаємо увагу, що у цьому випадку як діагностичні параметри потрібно використовувати і  $(R_n/R_a)_{cr}$ , і  $\tau_a$ . Запропоновані додаткові діагностичні параметри є допоміжними, що використовуються для усунення неоднозначності основного критерію коефіцієнта абсорбції чи поляризації, і їх можна застосовувати для найбільш використовуваних критичних значень коефіцієнта абсорбції  $k_a = 1,3$  і коефіцієнта поляризації  $k_p = 2$ . При більших значеннях абсорбційних коефіцієнтів можна розраховувати  $(R_n/R_a)_{cr}$ , і  $\tau_a$  за цими ж формулами, але вони будуть відповідати дещо заниженим граничним значенням абсорбційних коефіцієнтів.

### Висновки.

Показано, що коефіцієнти абсорбції і поляризації є екстремальними функціями відношення наскрізного і абсорбційного опорів, сталої часу абсорбції, а також абсорбційних ємності і опору окремо, що знижує їх прогностичну здатність і приводить до неоднозначної інтерпретації результатів діагностування.

Обґрунтована можливість введення додаткового діагностичного параметру, що є відношенням наскрізного і абсорбційного опорів  $(R_n/R_a)_{cr}$  в мінімумі лінії перетину залежності  $k_a(\tau_a, R_n/R_a)$  площиною  $k_a = \text{const}$ , для усунення неоднозначності, пов'язаної з екстремальністю абсорбційних коефіцієнтів. Розраховано граничні значення відношення наскрізного та абсорбційного опорів  $(R_n/R_a)_{cr}$  для коефіцієнтів абсорбції і поляризації в діапазоні значень від 1,1 до 2. При отриманні в процесі діагностування ізоляції значень відношення  $R_n/R_a$ , менших за граничні, при будь-яких значеннях сталої абсорбції стан ізоляції буде незадовільним.

Запропоновано формули для розрахунку критичних значень відношення  $R_n/R_a$  при значеннях абсорбційної сталої часу в діапазоні  $20 < \tau_a < 100$  для  $k_a = 1,3$  і  $85 < \tau_a < 1250$  для коефіцієнта поляризації  $k_p = 2$ , які разом також можна використовувати як допоміжні діагностичні параметри для цих значень абсорбційних коефіцієнтів.

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

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. СОУ-Н-ЕЕ-20.302:2007. Норми-випробування електрообладнання. Київ, ДП МОУ «Воєнне видавництво України «Варта», 2007. – 262 с.
2. Носков В., Мезенцев М., Гавриленко С., Гейко Г. Контроль і діагностика стану тягового електропривода. *Системи управління, навігації та зв'язку*, 2021, Т. 1, № 63, С. 58-61. doi: <https://doi.org/10.26906/sunz.2021.1.058>.
3. Хамевко О. М., Сушко Д. Л. Аналіз методів контролю і діагностичних параметрів ізоляції тягових двигунів постійного струму. *Збірник наукових праць Української Державної Академії залізничного транспорту*, 2014, № 147, С. 152-155. doi: <https://doi.org/10.18664/1994-7852.147.2014.75121>.
4. Bezprozvannyh G.V., Moskvitin E.S., Kyessayev A.G. The absorption characteristics of the phase and zone paper-impregnated insulation of power cable at direct voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 5, pp. 63-68. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.5.09>.

*cal Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 5, pp. 63-68. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.5.09>.

5. Tamus Z.A., Berta I. Application of voltage response measurement on low voltage cables. *2009 IEEE Electrical Insulation Conference*, 2009, pp. 444-447. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC.2009.5166387>.
6. Bezprozvannyh G.V., Moskvitin E.S. Estimation criteria for degree of paper-impregnated insulated power cable ageing. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2013, no. 4, pp. 32-36. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2013.4.05>.
7. Naboka B.G., Bezprozvannyh A.V., Moskvitin E.S., Bytko M.V., Bytko S.M., Golovan A.A. Diagnostics of power system cable lines on dielectric dissipation factor and impregnated-paper insulation self-discharge time constant. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2011, no. 2, pp. 65-69. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2011.2.14>.
8. Németh B., Csépes G., Vörös C. Applicability of the dielectric response methods of diagnostics of power transformers: Hungarian experiences. *2011 Electrical Insulation Conference (EIC)*, 2011, pp. 49-53. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC.2011.5996114>.
9. Sarkar S., Sharma T., Baral A., Chatterjee B., Dey D., Chakravorti S. A new approach for determination of moisture in paper insulation of in-situ power transformers by combining polarization-depolarization current and return voltage measurement results. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2013, vol. 20, no. 6, pp. 2325-2334. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2013.6678886>.
10. Gavrilă D.E., Ciprian I., Gavrilă H.C. Applying the Recovery Voltage Method (RVM) to Study the Degradation of High Power Transformer Insulation. *Advanced Materials Research*, 2014, vol. 911, pp. 260-265. doi: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amr.911.260>.
11. Mustafa E., Németh R.M., Afia R.S.A., Tamus Z.Á. Parameterization of Debye Model for Dielectrics Using Voltage Response Measurements and a Benchmark Problem. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, 2021, vol. 65, no. 2, pp. 138-145. doi: <https://doi.org/10.3311/ppce.16399>.
12. Tamus Z.Á. Combination of voltage response method with non-contact electrostatic voltage measurement to determine the dielectric response of insulating materials. *Journal of Physics: Conference Series*, 2019, vol. 1322, p. 012042. doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1322/1/012042>.
13. Sun Y., Li Z., Han Y., Suo C. An effective method to avoid charge leakage along the surface in voltage response measurement. *Review of Scientific Instruments*, 2021, vol. 92, no. 5, p. 055104. doi: <https://doi.org/10.1063/5.0051428>.
14. Розіскулов С.С. Михайлів В.І., Грабчук Б.Л. Перехідні електромагнітні процеси у неоднорідній електричній ізоляції високовольтних кабелів при її діагностиці методами вимірювання і аналізу струму релаксації та поверненої напруги. *Методи та прилади контролю якості*, 2013, № 1(30), С. 84-91. Режим доступу: <http://194.44.112.13/journals/3328p.pdf> (Дата звернення: 16.06.2021).
15. Bezprozvannyh G.V., Kostjukov I.A. Error of control of electrical insulation structures by dielectric absorption parameters according to the concept of uncertainty of measurements. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 1, pp. 47-51. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.1.07>.

### REFERENCES

1. SOU-N-EE-20.302:2007. *Testing norms for electrical equipment*. Kyiv, DP MOU «Voienne vydavnytstvo Ukrainy «Varta», 2007. 262 p. (Ukr).
2. Noskov V., Mezsetsev M., Gavrylenko S., Heiko H. Control and diagnosis of the condition the traction electric drive. *Systems of Control, Navigation and Communication*, 2021, vol. 1, no. 63, pp. 58-61. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.26906/sunz.2021.1.058>.

3. Khamevko O.N., Sushko D.L. Analysis of methods control and diagnostic parameters isolation the traction engine of direct current. *Collected scientific works of Ukrainian State University of Railway Transport*, 2014, no. 147, pp. 152-155. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.18664/1994-7852.147.2014.75121>.
4. Bezprozvannyh G.V., Moskvitin E.S., Kyessayev A.G. The absorption characteristics of the phase and zone paper-impregnated insulation of power cable at direct voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 5, pp. 63-68. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.5.09>.
5. Tamus Z.A., Berta I. Application of voltage response measurement on low voltage cables. *2009 IEEE Electrical Insulation Conference*, 2009, pp. 444-447. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC.2009.5166387>.
6. Bezprozvannyh G.V., Moskvitin E.S. Estimation criteria for degree of paper-impregnated insulated power cable ageing. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2013, no. 4, pp. 32-36. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2013.4.05>.
7. Naboka B.G., Bezprozvannyh A.V., Moskvitin E.S., Bytko M.V., Bytko S.M., Golovan A.A. Diagnostics of power system cable lines on dielectric dissipation factor and impregnated-paper insulation self-discharge time constant. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2011, no. 2, pp. 65-69. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2011.2.14>.
8. Németh B., Csépes G., Vörös C. Applicability of the dielectric response methods of diagnostics of power transformers: Hungarian experiences. *2011 Electrical Insulation Conference (EIC)*, 2011, pp. 49-53. doi: <https://doi.org/10.1109/EIC.2011.5996114>.
9. Sarkar S., Sharma T., Baral A., Chatterjee B., Dey D., Chakravorti S. A new approach for determination of moisture in paper insulation of in-situ power transformers by combining polarization-depolarization current and return voltage measurement results. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2013, vol. 20, no. 6, pp. 2325-2334. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEL.2013.6678886>.
10. Gavrila D.E., Ciprian I., Gavrila H.C. Applying the Recovery Voltage Method (RVM) to Study the Degradation of High Power Transformer Insulation. *Advanced Materials Research*, 2014, vol. 911, pp. 260-265. doi: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amr.911.260>.
11. Mustafa E., Németh R.M., Afia R.S.A., Tamus Z.A. Parameterization of Debye Model for Dielectrics Using Voltage Response Measurements and a Benchmark Problem. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, 2021, vol. 65, no. 2, pp. 138-145. doi: <https://doi.org/10.3311/ppce.16399>.
12. Tamus Z.A. Combination of voltage response method with non-contact electrostatic voltage measurement to determine the dielectric response of insulating materials. *Journal of Physics: Conference Series*, 2019, vol. 1322, p. 012042. doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1322/1/012042>.
13. Sun Y., Li Z., Han Y., Suo C. An effective method to avoid charge leakage along the surface in voltage response measurement. *Review of Scientific Instruments*, 2021, vol. 92, no. 5, p. 055104. doi: <https://doi.org/10.1063/5.0051428>.
14. Roziskulov S.S., Mykhailiv V.I., Hrabchuk B.L. Transient electromagnetic processes in inhomogeneous electrical isolation of high-voltage cables during its diagnosis by methods of measuring and analyzing the relaxation current and the return voltage. *Methods and devices of quality control*, 2013, no. 1(30), pp. 84-91. (Ukr). Available at: <http://194.44.112.13/journals/3328p.pdf> (accessed 16 June 2021).
15. Bezprozvannyh G.V., Kostiukov I.A. Error of control of electrical insulation structures by dielectric absorption parameters according to the concept of uncertainty of measurements. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 1, pp. 47-51. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.1.07>.

Надійшла (Received) 09.10.2021  
 Прийнята (Accepted) 12.11.2021  
 Опублікована (Published) 03.12.2021

Кириленко Всеволод Михайлович<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,  
 Кириленко Катерина Всеволодівна<sup>1</sup>, к.т.н.,  
 Бутько Марина Олександрівна<sup>1</sup>, к.т.н.,  
 Денисюк Петро Левкович<sup>1</sup>, к.т.н., доц.

<sup>1</sup> Національний технічний університет України  
 «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,  
 03056, Київ, пр. Перемоги, 37,  
 e-mail: vsemychkirg@gmail.com (Corresponding Author)

V.M. Kyrylenko<sup>1</sup>, K.V. Kyrylenko<sup>1</sup>, M.O. Budko<sup>1</sup>, P.L. Denysiuk<sup>1</sup>  
<sup>1</sup> National Technical University of Ukraine  
 «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,  
 37, Prospect Peremohy, Kyiv-56, 03056, Ukraine.

#### Reasoning of additional diagnostic parameters for electric insulation diagnostics by absorption methods.

The aim of this work is to analyze the inadequacies of the diagnostic parameters, in particular the absorption and polarization coefficients, which are manifested in their integral character and dependence on the ratio of values of several elements of the equivalent scheme of insulation replacement. This article contains the results of theoretical investigation of the extreme nature of the absorption diagnostic parameters, which leads to unambiguity of the diagnostics procedure. The ways of partial adjustment of this unambiguity have been proposed. **Methodology.** To determine the extremality of the absorption coefficients depending on the absorption time, absorption capacity and resistance, as well as the leakage resistance, the usual method of investigating the functions was used, detailed calculations have been obtained by using MATLAB software. **Results.** Has been shown that the ambiguity of diagnostic results is caused by the contradiction of the integral character of the diagnostic parameters and the local character of the isolation failures, in particular breakdown, by ambiguous dependence of the diagnostic parameters on the values of the elements of the insulation replacement scheme and the extremal nature of the diagnostic parameters. Based on the general expression describing all currently used absorption coefficients, it is shown that they all have an extremum, the value of which depends on the parameters of the insulation substitution scheme and the time interval between the measurements of the absorption current. The dependence of the extreme value of the absorption and polarization coefficients on the parameters of the insulation substitution scheme has been established. Has been shown that to eliminate the ambiguity caused by the extremity of the absorption coefficients, it is necessary to introduce additional diagnostic parameters, such as the ratio of leakage resistance to absorption resistance, as well as the critical value of the absorption time constant. **Originality.** The detailed analysis of the reasons of ambiguity of electric insulation technical diagnostics by absorption methods has been carried out. A method for eliminating the ambiguity caused by the extremity of the absorption coefficients has been proposed. **Practical significance.** To eliminate the ambiguity caused by the extremity of the absorption coefficients, additional diagnostic parameters are proposed – the ratio of leakage resistance to the absorption resistance and critical values of the absorption time constant. The applying of these parameters with the absorption coefficients will more adequately assess the technical condition of insulation. References 15, tables 2, figures 4.

**Key words:** non-destructive insulation diagnostics, absorption methods of insulation diagnostics, diagnostic parameters of insulation, dielectric absorption ratio, absorption index, polarization index.

F. Akbar, T. Mehmood, K. Sadiq, M.F. Ullah

## Optimization of accurate estimation of single diode solar photovoltaic parameters and extraction of maximum power point under different conditions

**Introduction.** With the snowballing requirement of renewable resources of energy, solar energy has been an area of key concern to the increasing demand for electricity. Solar photovoltaic has gotten a considerable amount of consideration from researchers in recent years. **Purpose.** For generating nearly realistic curves for the solar cell model it is needed to estimate unknown parameters with utmost precision. The five unknown parameters include diode-ideality factor, shunt-resistance, photon-current, diode dark saturation current, and series-resistance. **Novelty.** The proposed research method hybridizes flower pollination algorithm with least square method to better estimate the unknown parameters, and produce more realistic curves. **Methodology.** The proposed method shows many promising results that are more realistic in nature, as compared to other methods. Shunt-resistance and series-resistance are considered and diode constant is not neglected in this approach that previously has been in practice. The values of series-resistance and diode-ideality factor are found using flower pollination algorithm while shunt-resistance, diode dark saturation current and photon-current are found through least square method. **Results.** The combination of these techniques has achieved better results compared to other techniques. The simulation studies are carried on MATLAB/Simulink. References 34, tables 5, figures 10.

**Key words:** maximum power point, maximum power point error, genetic algorithm, flower pollination algorithm.

**Вступ.** З огляду на величезну потребу у відновлюваних енергетичних ресурсах, сонячна енергія стала ключовою сферою розв'язання проблеми зростання попиту на електроенергію. За останні роки сонячна фотоелектрична техніка отримала значну увагу з боку дослідників. **Мета.** Для створення майже реалістичних кривих для моделі сонячних батарей необхідно оцінити невідомі параметри з максимальною точністю. П'ять невідомих параметрів включають коефіцієнт ідеальності діодів, опір шунту, фотонний струм, струм темного насичення діодів і послідовний опір. **Новизна.** Запропонований метод дослідження поєднує алгоритм запилення квітів із методом найменших квадратів для кращої оцінки невідомих параметрів та отримання більш реалістичних кривих. **Методологія.** Запропонований метод демонструє багато перспективних результатів, які є більш реалістичними за своєю природою, порівняно з іншими методами. Розглянуто опір шунта і послідовний опір, і в цьому підході, який раніше застосовувався на практиці, не нехтують постійною діода. Значення послідовного опору та коефіцієнта ідеальності діодів визначаються за допомогою алгоритму запилення квіток, тоді як опір шунту, струм темного насичення діодів і фотонний струм - методом найменших квадратів. **Результати.** Поєднання цих методів забезпечило кращі результати у порівнянні з іншими методами. Моделювання проводиться на MATLAB/Simulink. Бібл. 34, табл. 5, рис. 10.

**Ключові слова:** максимальна точка потужності, максимальна похибка точки потужності, генетичний алгоритм, алгоритм запилення квіток.

**1. Introduction.** Electrical energy demand is increasing day by day due to high consumption by industries and competition among industrial community [1]. Also the electrical faults and interconnected power system make the cost and emission ratio very high [2, 3]. To meet the need of good quality electrical energy, the research interest in solar cell have increased considerably to increase the application of solar power [4]. A large amount of time and money has been invested to accurately estimate the unknown parameters of solar cell [5]. There are various methods to accurately estimate parameters i.e., analytical, numerical and meta-heuristic methods. In [6, 7] an analytical method is proposed that relies on the correct placement of the data for the exact estimation of parameters. So to better optimize and control the photovoltaic (PV) systems it is imperative to simulate the P-V characteristics before the installation of the solar panel [4, 5]. This data is collected from the data-sheet and characteristic curve of solar cell. Despite having a number of benefits like accuracy and less computational time these methods have some demerits as well i.e., in case if number of unknown parameters are large one can expect errors in result [8] and a higher computational time is also required. While in numerical methods, in contrast to analytical, every sample point from the characteristic curve of the solar cell is considered. This method generates better results as compared to the analytical

methods [8, 9]. The numerical-methods, i.e., Gauss Seidel [6, 10] and Newton-Raphson [11, 12] have been in frequent use by researchers for the estimation of solar cell parameters. Although the accuracy of numerical methods is high but their dependence on accurate initial guesses has been found very difficult in case of larger number of unknowns [13, 14]. That can cause a solution to converge to local-minima rather than a global-minima. So, it is necessary to solve current optimization challenges [15-17] to sort out issues in numerical and analytical techniques. Many meta-heuristic techniques have been proposed which are genetic algorithm (GA) [18], particle swarm optimization (PSO) algorithm [19, 20], simulated annealing (SA) [21], differential algorithm (DA) [22], and teaching learning algorithm (TLA) [23].

Aforementioned techniques have been proved to be more efficient in estimating the unknown parameters of solar cell, as compared to the numerical and analytical techniques, but these techniques were slow-convergent and sometimes unable to track accurate characteristics [8, 9]. Computational time got considerably reduced in some of these research works either by ignoring shunt resistance  $R_{sh}$  [24, 25], series resistance  $R_s$  [26, 27] or by presuming the ideality factor  $n$  of the diode [8]. These efforts lead to a less-accurate estimation of maximum power point error (MPPE) [14, 28]. To enhance the



accuracy, this research works takes in account all the five electrical model parameters.

**Aims and goals.** The research work has following contributions:

1. Series resistance  $R_s$  and ideality factor  $V_{di}$  are estimated using flower pollination algorithm (FPA).

2. The other 3 remaining parameters, namely shunt resistance  $R_{sh}$ , photon current  $I_{phn}$ , and saturation current  $I_d$  are estimated using the least square (LS) method. The LS method helps to improve the FPA.

3. Two different PV cells are opted and used to examine the performance of the proposed method. Performance parameters such as maximum power point (MPP), MPPE and P-V characteristics curve are checked compared with the existing and proposed method to prove the effectiveness of proposed method.

The research paper is organized in sections and the detail is as: Section 2 encompasses the work done related to this topic which is already published. Section 3 presents the mathematical modelling and objective function derivation of single-diode cell model. Section 4 contains explanation of proposed technique. In section 5, the results and discussions about application of technique on different solar cells will be presented and a comparison will be made with different works already published. Section 6 presents the conclusion.

**Literature review.** From 2006 to 2016, the PV installations across the globe are increased from 7 GW to 300 GW. The foremost reason for large upsurge in the installations of PV systems is an increase in costs by the amount of 2.5 to 3.5 times. The elementary code for the PV systems is to seize light of sun with a PV module and convert it direct into electrical energy. The output for a PV module, is dependent on the climatological circumstances i.e., temperature and irradiance, is denoted with a single-diode-model [14].

The model of single-diode imitates extremely precise yield characteristics of diverse types of PV cells and modules for any type climatic circumstances. For the analysis of PV systems, it is frequently favored over the contemporaries' ones because of it having fewer parameters and fewer complexities in computations

$$I = I_L - I_0 \cdot \left( e^{\frac{q(V+I \cdot R_s)}{n \cdot K \cdot T}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_s}{R_{sh}}, \quad (1)$$

where  $I_L$  is the current generated by light;  $I_0$  is the reverse saturation current;  $q$  is the elementary charge ( $1.602 \cdot 10^{-19}$  C);  $V$  is the voltage;  $n$  is the ideality factor of the diode;  $K$  is the Boltzmann constant ( $1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K);  $T$  is the temperature;  $R_s$  is the series resistance;  $R_{sh}$  is the shunt resistance.

The 5 factors to be defined are:  $I_L$ ,  $I_0$ ,  $R_s$ ,  $R_{sh}$  and  $n$ . In equation (1)  $I$  is an understood function, such that  $I = f(V, I)$ . Therefore, the precise analytic explanation for  $I$  is not feasible and the solution is taken with the help of iterative methods, i.e., Gauss-Seidel and Newton-Raphson. To devise  $I = f(V)$  and to alleviate the process of solution, numerous explicit expressions of analytical methods occur in the published work. They employ calculations for example polynomial, Taylor series, Padé, and Chebyshev. For the single diode model, the 5

undetermined parameters determine functionality of a PV module in any climatic circumstances. Two approaches exist to discover the parameters:

1) with investigational information;

2) from the key-power points stated in the manufacturer's datasheet.

The highlights in the datasheet has problem that they can only devise 4 equations alongside 5 parameters to be resolved. To ease the problem, a discrete  $n$  value is supposed to resolve the 4 equations, but the parameters acquired may not be appropriate. To design 5<sup>th</sup> equation, De Soto [29] utilized the open-circuit situation at a temperature which is not according to the standard test conditions. Although, the final explanation's vulnerable to a selected range of a temperature. An enhanced 5<sup>th</sup> equation is developed that correlates  $n$  and the open circuit voltage ( $V_{oc}$ ). The slope  $dI/dV$  at short circuit condition is believed to be 5<sup>th</sup> equation that is equivalent to negative inverse of  $R_{sh}$ , but it is only valid if  $R_{sh} \gg R_s$  and is mainly applicable for modules of silicon and it might flunk for solar cells of thin-film solar. Consequently, the dilemma is there to choose the 5<sup>th</sup> equation that achieves the process of solution. This research presents technique that approximate the 5 unknown parameters of the single-diode model is produced. Highlight of the method is that the design of the 5<sup>th</sup> equation uses an accurate area under the  $I-V$  curve with other 4 equations derived from datasheet values. The recommended technique deems an  $I-V$  set of data of a PV cell/module as it requires the area under the curve. This technique also demonstrates an approach for pondering for 5 parameters' initial guesses. The recommended technique gets applied to earlier state few cells like copper indium gallium selenide, silicon, dye-sensitized and perovskite.

**2. Related works.** Many research works have been published which propose different methods to extract unknown parameters of solar cells. All the methods have advantages and merits related to it but they also have some demerits.

**2.1. Numerical methods.** The numerical methods are still in use, but they still depend on initial guesses for accuracy. If initial guesses are wrong, the solution gets converged to local minima that is a disadvantage. Gauss Seidel [6, 10] and Newton-Raphson [11, 12] are the examples of some numerical methods.

**2.2. Meta-heuristic methods.** Meta-heuristic techniques are mostly inspired by nature optimization problems which give accurate and close to real optimization results with very small uncertainty possibilities. Even with slightly wrong initial guesses they give accurate results. They are more likely to make solution convergence at global optima, but these methods can cause the convergence time to be long and iteration to be large making it a little unfeasible. GA [18], PSO [19], [20], SA [21], DA [22], and TLA [23] are some meta-heuristic algorithms.

It is concluded from above discussion that every technique possesses some merits and demerits related to it that doesn't make it to be a perfect choice for parameter estimation. The proposed technique hybridized both

numerical and meta-heuristic methods to devise a new reliable and effective method.

**3. Mathematical modelling of solar cell and objective function.** Simplicity and accuracy of single diode model makes it a good choice for considering it to use for parameter estimation [30, 31], and is shown in Fig. 1, in which  $R_s$  represents the bulk and metal contact resistance,  $R_{sh}$  represents electron holes pairs recombination,  $I_d$  is the diode dark saturation current,  $I_o$  is output current,  $I_{phn}$  is photon current and  $V_L$  is output voltage.

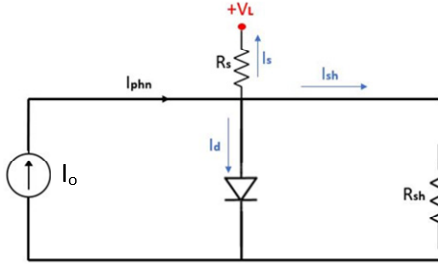


Fig. 1. Electrical circuit diagram for single diode model

The relationship between  $I_o$  and  $V_L$  is given in next equation:

$$I_o = I_{phn} - I_d \cdot \left( e^{\left( \frac{V_L + I_o \cdot R_s}{V_{di}} \right)} - 1 \right) - \frac{V_L + I_o \cdot R_s}{R_{sh}}, \quad (2)$$

where  $V_{di}$  is the diode internal voltage:

$$V_{di} = \frac{n \cdot K \cdot T \cdot S_{cs}}{q},$$

where  $S_{cs}$  is the number of cells connected in series.

The parameters that aren't stated in manufacturer datasheet and are yet to be determined are:  $I_{phn}$ ,  $I_d$ ,  $R_s$ ,  $R_{sh}$ , and  $V_{di}$ . It is evident from (1), (2) that the characteristic curve relies on unknown parameters stated earlier. So, precise and accurate estimation of these unknown parameters is imperative.

So, the necessary set of equations that are needed for estimating undetermined parameters are following:

1.  $I_s$  is obtained by putting load voltage  $V_L = 0$  in Eq. (1) and making a short circuit at the load

$$I_o = I_{phn} - I_d \cdot \left( e^{\left( \frac{I_s \cdot R_s}{V_{di}} \right)} - 1 \right) - \frac{I_s \cdot R_s}{R_{sh}}. \quad (3)$$

2. Following equation is obtained by putting  $I_o = 0$  in Eq. (1) and open circuiting the load terminal of the solar PV

$$I_{phn} - I_d \cdot \left( e^{\left( \frac{V_{oc}}{V_{di}} \right)} - 1 \right) - \frac{V_{oc}}{R_{sh}} = 0. \quad (4)$$

3. By putting maximum power point voltage  $V_{mp}$  and maximum power point current  $I_{mp}$  in (1):

$$I_{mp} = I_{phn} - I_d \cdot \left( e^{\left( \frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_s}{V_{di}} \right)} - 1 \right) - \frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_s}{R_{sh}}. \quad (5)$$

4.  $P$ - $V$  curve at MPP is obtained by drawing a tangent parallel to the voltage axis

$$dP/dv_{mpp} = 0. \quad (6)$$

After solving (6) we have:

$$dI_o/dV_{L\ mpp} = -I_{mpp}/V_{mpp}. \quad (7)$$

Using Eq. (1) and (7), the following final equation is obtained:

$$I_{mpp} = (V_{mpp} - I_{mpp} \cdot R_s) \cdot \left( \frac{I_d}{V_{di}} \cdot e^{\left( \frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_s}{V_{di}} \right)} - \frac{1}{R_{sh}} \right) = 0. \quad (8)$$

5. At short circuit condition, the obtained slope:

$$dI_o/dV_{L\ I=0} = -1/R_{sh}. \quad (9)$$

6. By solving Eq. (9):

$$\frac{I_d}{V_{di}} \cdot e^{\left( \frac{I_s \cdot R_s}{V_{di}} \right)} \cdot (R_{sh} - R_s) = \frac{R_s}{R_{sh}}. \quad (10)$$

So, (3), (4), (5), (8), and (10) are needed for estimating 5 unknown parameters.

The  $R_s$  and  $V_{di}$  will be used to derive the characteristic equation for solar P-V curve. FPA is applied on characteristic equation to estimate the 2 unknowns ( $R_s$  and  $V_{di}$ ). Since characteristic equation depends on 2 parameters only so it makes solutions to convergence faster and accurate.

Following are the steps to derive the proposed characteristics equation.

The value of  $I_{phn}$  is taken from Eq. (4) and is substituted in (3), (5) to get the expression for  $I_s$  and  $I_{mp}$ , as follows:

$$I_s = (y - x) \cdot I_d + \frac{V_{oc} - I_s \cdot R_s}{R_{sh}}; \quad (11)$$

$$I_{mpp} = (y - z) \cdot I_o + \frac{V_{oc} - V_{mpp} - I_{mpp} \cdot R_s}{R_{sh}}; \quad (12)$$

where:

$$x = e^{\left( \frac{I_{sc} \cdot R_s}{V_{di}} \right)} - 1; \quad y = e^{\left( \frac{V_{oc}}{V_{di}} \right)} - 1; \quad z = e^{\left( \frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_s}{V_{di}} \right)} - 1.$$

To find expressions for  $I_s$  and  $I_{mp}$  in terms of  $R_s$ ,  $R_{sh}$  and  $V_{di}$ , the value of  $I_o$  is taken from Eq. (10) and is substituted in (8), (11), (12) which gives:

$$I_s = \frac{(y - x) \cdot V_{di} \cdot R_s}{R_{sh} \cdot (1 + x) \cdot (R_{sh} - R_s)} + \frac{V_{oc} - I_s \cdot R_s}{R_{sh}}; \quad (13)$$

$$I_{mpp} = \frac{(y - z) \cdot V_{di} \cdot R_s}{R_{sh} \cdot (1 + x) \cdot (R_{sh} - R_s)} + \frac{V_{oc} - V_{mpp} - I_{mpp} \cdot R_s}{R_{sh}}; \quad (14)$$

$$I_{mpp} = (V_{mpp} - I_{mpp} \cdot R_s) \cdot \left( \frac{R_s + (1 + z)}{R_{sh} \cdot (1 + x) \cdot (R_{sh} - R_s)} + \frac{1}{R_{sh}} \right); \quad (15)$$

Equations (14), (15) are equated to get  $R_{sh}$ :

$$R_{sh} = R_s + \left( \frac{R_s}{2 \cdot V_{mpp} - V_{oc}} \right) \times \left( \frac{V_{di} \cdot (y - z) - (1 + z) \cdot (V_{mpp} - I_{mpp} \cdot R_s)}{1 + x} \right); \quad (16)$$

The  $R_{sh}$  can also be derived (13), (14) as follows:  

$$R_{sh} = \frac{V_{oc} \cdot (x-z) + I_s \cdot R_s \cdot (z-y) + (V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_s) \cdot (y-x)}{I_{sc} \cdot (y-z) + I_{mpp} \cdot (x-y)}; \quad (17)$$

$$f(R_s, V_{di}) = \left[ R_s + \frac{R_s}{2 \cdot V_{mpp} - V_{oc}} \cdot \left( \frac{V_{di} \cdot (y-z)}{1+x} \right) - \left( \frac{-(1+z) \cdot (V_{mpp} - I_{mpp} \cdot R_s)}{1+x} \right) \right] - R_{sh} = 0. \quad (18)$$

So, (18) can only be used to estimate the values of  $R_s$  and  $V_{di}$ . This model has only 2 unknowns instead 5 that makes it converge at a faster rate and generate accurate results. Equation (18) is a non-linear single-objective optimization function, and FPA is used to minimize it. The edge of this thing is that computation time is reduced number of equations required (five) have been reduced to 4 for estimating 5 parameters.

**4. Proposed technique.** The proposed technique employs FPA and least square method to estimate 5 unknown parameters. FPA is a nature inspired meta-heuristic optimization algorithm, and least square is a numerical method. Both the methods are briefly explained below and depicted in Fig. 2.

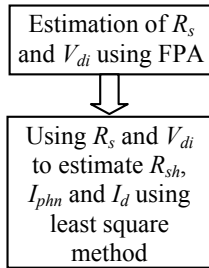


Fig. 2. Flow chart for proposed technique

**4.1. Flower pollination algorithm (FPA).** In 2012 Yang proposed a meta-heuristic algorithm called FPA that is inspired by the process of pollination in flowering plants [32]. This cross-pollination is considered as global pollination while self-pollination is considered as local pollination for the process of evolution. Optimization capability of FPA is very good and it also has fast convergence rate. Many research studies have proven FPA to be better than contemporaries like PSO and GA in multi-peak test functions [32].

There are 2 ways of pollination in flowering plants, one is cross pollination and other is self-pollination as shown in Fig. 3. Birds, bees and insects act as pollinators in cross-pollination that carry pollens at long distances so that they cross the gap among flowers and facilitate in pollen exchange with flowers far away. So, this heterogeneous pollination in FPA is called global pollination. The transfer of pollens with flowers around with help of pollinators i.e., air/wind is called self-pollination and it is termed as local pollination in FPA.

The decision whether pollination is going to be cross or self is being dealt by a parameter  $p$  called probability switch. To make the problem easy, it's supposed that each plant possesses one flower and every flower owns only one pollen that is a possible solution to the problem.

The proposed equation is derived by using Eq. (16) and (17), as follows:

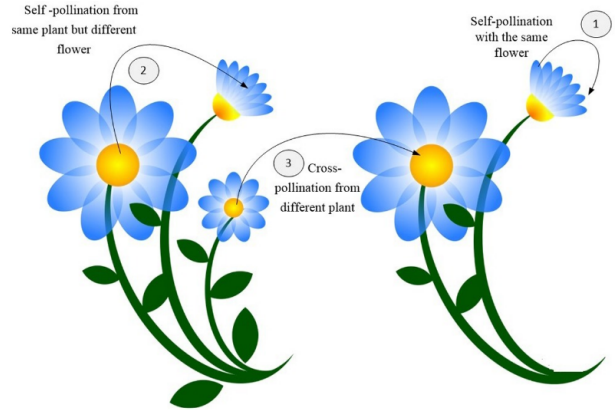


Fig. 3. Process of flower pollination

**4.1.1. Global pollination.** Global pollination is carried by birds or insects which follow Levy flight characteristics which means the step size for global pollination obeys Levy distribution. Global pollination is described mathematically as:

$$X_i^{t+1} = X_i^t + \gamma \cdot L \cdot (X_{best} - X_i^t); \quad (19)$$

where  $X_{best}$  represents the best individual solution in the iterations happened so far;  $X_i^t$  is the  $t^{\text{th}}$  generation solution (current generation);  $X_i^{t+1}$  is the  $(t+1)^{\text{th}}$  generation solution (next generation);  $L$  represents the intensity of global pollination that is the step size of pollen movement;  $\gamma$  is a scaling factor that controls step size.

The mathematical description of Levy distribution is as follows:

$$L = \frac{\lambda \cdot \Gamma(\lambda) \cdot \sin\left(\frac{\lambda \cdot \pi}{2}\right)}{\pi} \cdot \frac{1}{S^{1+\lambda}}, \quad (S \gg S^0 > 0), \quad (20)$$

where  $\Gamma(\lambda)$  represents the standard gamma function;  $S$  is Levy flight step size;  $S^0$  is the minimum step size;  $\lambda$  is a constant ( $\lambda = 1.5$ ).

The  $S$  is generated by use of technique in [28] as follows:

$$S = \frac{U}{|V|^{1/\lambda}}; \quad \text{for } U \sim N(0, \sigma^2), V \sim N(0,1), \quad (21)$$

$$\Sigma^2 = \frac{\Gamma(1+\lambda) \cdot \sin(\lambda \cdot \pi/2)}{\Gamma\left[\left(\frac{1+\lambda}{2}\right)\right] \cdot \lambda \cdot 2^{\frac{\lambda-1}{2}}}, \quad (22)$$

where  $U$  and  $V$  obey the Gaussian distribution [32].

**4.1.2. Local pollination.** Local pollination happens between nearby plants and is done by abiotic sources like

wind. The mathematical representation of local pollination is:

$$X_i^{t+1} = X_i^t + \varepsilon \cdot (X_j^t - X_k^t), \quad \varepsilon \sim U(0, 1); \quad (23)$$

where  $X_i^{t+1}$  is the single solution generated at  $(t+1)^{\text{th}}$  generation;  $X_j^t$  and  $X_k^t$  represent the  $j^{\text{th}}$  and  $k^{\text{th}}$  individual solutions respectively in the  $t^{\text{th}}$  generation, and  $\varepsilon$  represents the local pollination coefficient which is uniformly distributed in  $[0, 1]$ .

**4.1.3. Switching probability.** Among global and local pollination, the decisive factor is called switch of probability that is represented by  $p$ . In [32], it has been proved that when  $p = 0.8$ , it gives good results. How  $p$  decides is given as:

$$\text{Pollination Mode} = \begin{cases} \text{Global Pollination,} & r < p; \\ \text{Local Pollination,} & \text{otherwise,} \end{cases}$$

where  $r \in [0, 1]$ .

The fitness evaluation of FPA is calculated as

$$\text{Fitness} = \text{fit}(X), \quad (24)$$

where  $X$  is an individual solution in the population, and the  $t$  represents the abstract expression of the optimization problem. It is to be noted that for different optimization problems, the mathematical expressions could be different.

The flowchart of FPA is shown in Fig. 4.

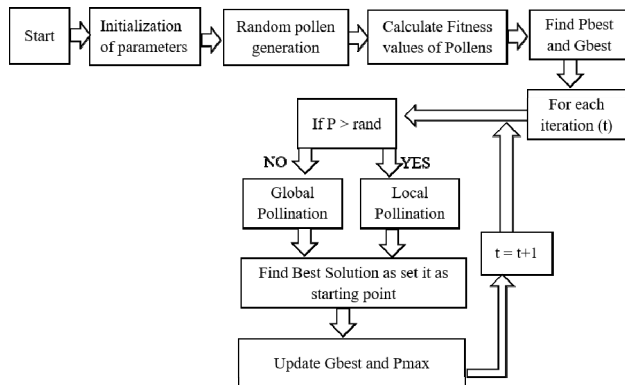


Fig. 4. Flowchart of FPA

**4.2. Least square method.** The LS method [33] is an important numerical method which is used to obtain a regression line or a line that best-suits for a provided pattern. It's defined with an equation that contains particular parameters. It's mostly utilized in evaluation and regression. When used in regression, known as a standard approach for the approximation of set of equations that contains more number of equations than the number of unknowns.

The LS in fact explains the solution for the minimization of the sum of squares of deviations or the errors in the result of each equation, and finds the formula for sum of squares of errors, which facilitates to look for the fluctuations and variations in observed or experimental data.

The LS is mostly utilized in data fitting. The result which best-fits is expected to reduce the sum of squared errors or residuals that are differences between the observed/experimental values, and corresponding fitted value given in the model.

**4.2.1. Least square method graph.** For linear regression, the straight line is a best fitting line, as shown in the Fig. 5.

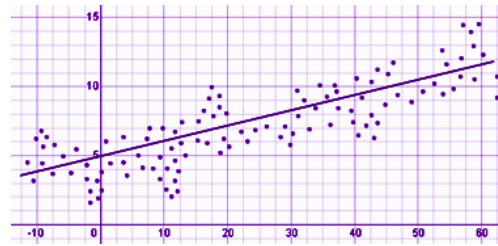


Fig. 5. Linear regression – line of best fit

The given data points are aimed to be minimized using the technique of reducing residuals or offsets of each data point from the straight line. Surface, polynomial, and hyperplane problems often use vertical offset. While in common practices, perpendicular offsets are utilized as shown in Fig. 6.

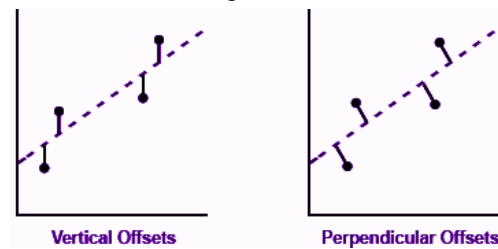


Fig. 6. Method of reducing offsets

**5. Results and discussion.** Two solar cell models are considered from [34], and are mentioned in Table 1, 2. Using values from tables, parameters are estimated using proposed technique and are compared with recently published research works to prove the efficiency.

Table 1  
STM-640-36-Manufacturer's datasheet

Datasheet parameters variables	STM-640-36
$P_{\max}$ , W	25.47
$V_{mp}$ , V	16.98
$I_{mp}$ , mA	1.50
$V_{oc}$ , V	21.02
$I_{sc}$ , mA	1.663
$S_{cs}$ , units	36
$T$ , °C	51

Table 2  
JP-270-M60-Manufacturer's datasheet

Datasheet parameters variables	JP-270-M60
$P_{\max}$ , W	269.948
$V_{mp}$ , V	31.10
$I_{mp}$ , mA	8.68
$V_{oc}$ , V	38.60
$I_{sc}$ , mA	9.20
$S_{cs}$ , units	60
$T$ , °C	25

**5.1. Estimation of P-V characteristic curve with LS, GA, LS hybrid with GA and proposed method** is represented in Table 3, 4.

Table 3  
Estimated parameters of STM-640-36  
with LS, GA, LS hybrid with GA and proposed method

Name of the solar cell	Parameters to be estimated	Least square (LS)	Genetic algorithm (GA)	LS hybrid with GA [31]	Proposed method
STM-640-36	$I_{phn_s}$ , mA	1.6634	1.6637	1.664	1.6642
	$I_{d_s}$ , mA	$1.1225 \cdot 10^{-6}$	$9.8541 \cdot 10^{-7}$	$9.0122 \cdot 10^{-7}$	$9.0081 \cdot 10^{-7}$
	$R_{s_s}$ , $\Omega$	0.2704	0.23695	0.2254	0.235
	$R_{sh_s}$ , $\Omega$	504.234	502.9223	488.2172	484
	$V_{d_s}$ , V	1.4891	1.4678	1.4582	2.356
	$A_s$ , W	–	–	1.57636	1.5781

Table 4  
Estimated parameters of JP-270-M60  
with LS, GA, LS hybrid with GA and proposed method

Name of the solar cell	Parameters to be estimated	Least square (LS)	Genetic algorithm (GA)	LS hybrid with GA [31]	Proposed method
JP-270-M60	$I_{phn_s}$ , mA	9.1987	9.2003	9.1974	9.1976
	$I_{d_s}$ , mA	$1.0259 \cdot 10^{-9}$	$1.1940 \cdot 10^{-9}$	$1.0110 \cdot 10^{-9}$	$1.013 \cdot 10^{-9}$
	$R_{s_s}$ , $\Omega$	0.3142	0.30985	0.3043	0.09095
	$R_{sh_s}$ , $\Omega$	9100.1	9137.8	9192.9	9198
	$V_{d_s}$ , V	1.6844	1.69706	1.684	2.3
	$A_s$ , W	–	–	1.0906032	1.0307

Using these results from Table 3, 4, the  $P$ - $V$  characteristics curve are obtained and are shown in Fig. 7–10.

It is clear from the  $P$ - $V$  curves that the proposed approach is much closer to the MPP as compared to the other contemporary methods. Evaluation of parameters show that more realistic curves are produced using the proposed method in comparison to other methods. So, it is conclude that the proposed method produces way better results as compared to contemporary methods.

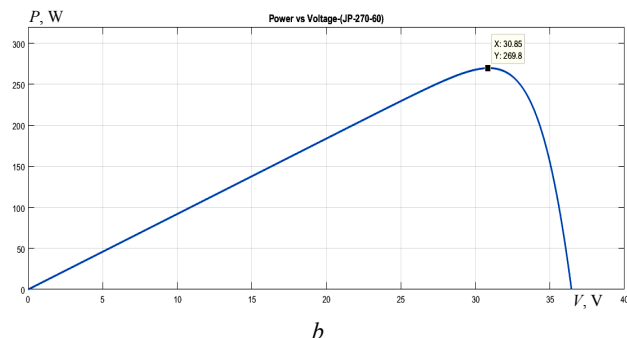
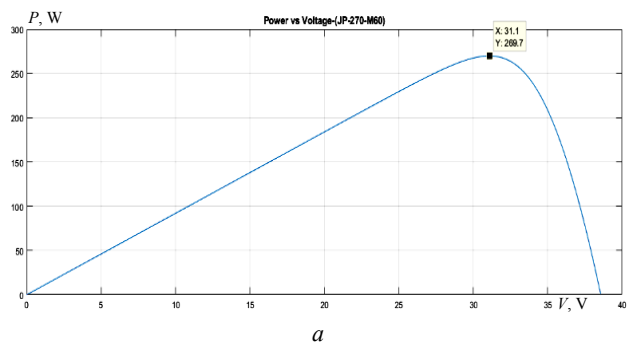


Fig. 7. Solar cell JP-270-M60:  
(a)  $P$ - $V$  curve of LS-GA; (b)  $P$ - $V$  curve of proposed method

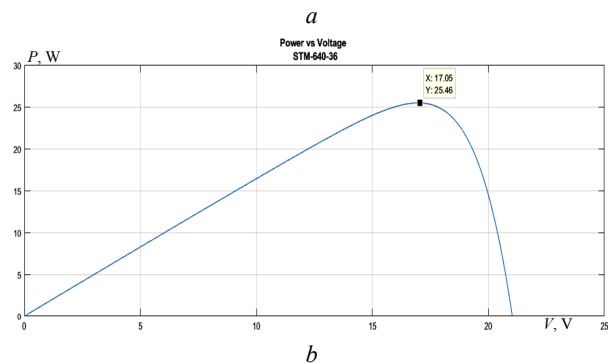
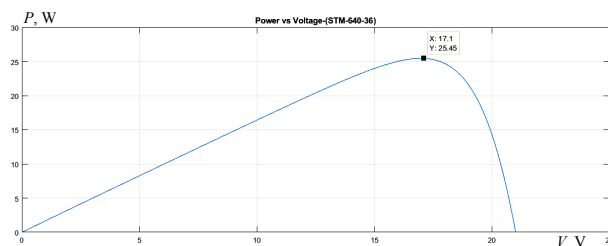


Fig. 8. Solar cell STM-640-36:  
(a)  $P$ - $V$  curve of LS-GA; (b)  $P$ - $V$  curve of proposed method

Figure 7 shows that out of JP-270-M60 of 270 W, and LS-GA was able to extract 269.7 W of power where proposed approach succeeded to extract 269.8 W that surpasses the LS-GA proving it to be the better in terms of parameter extraction.

Figure 8 shows that out of STM-640-36 of 25.47 W, and LS-GA extracted 25.45 W while proposed method extracted 25.47 W.

Figures 9, 10 show the comparative analysis of both Fig. 7, 8 to prove the effectiveness of proposed scheme.

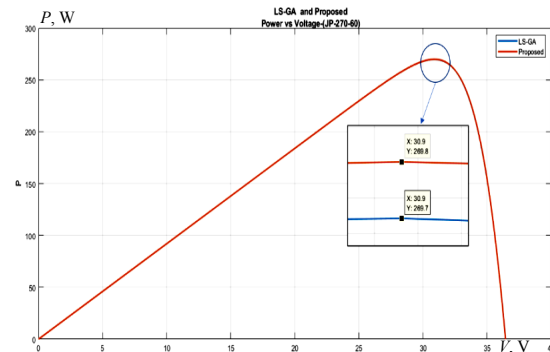


Fig. 9. JP-270-M60 comparison between LS-GA and proposed method

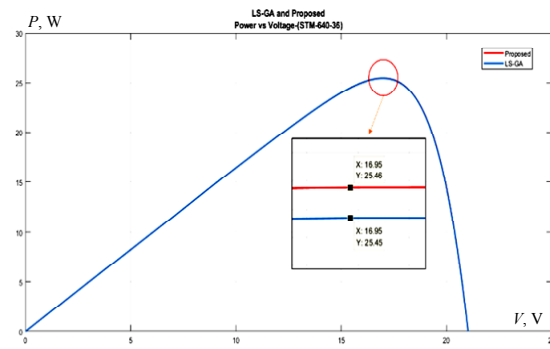


Fig. 10. STM-640-36 comparison between LS-GA and proposed method

## 5.2. Estimation of $P$ - $V$ maximum power point error with proposed, SA and Newton-Raphson and

**least square method.** MPPE is defined as the measured difference between the rated power  $P_{rated}$  and the calculated power. This MPPE for different techniques have been summarized in Table 5. It is observed from Table 5 that the MPPE for the proposed method is least among all as compared to other methods.

Table 5  
Comparison of MPP, MPPE between LS, GA, LS-GA and proposed method

Parameter	Methods	JP-270-M60	STM-640-36
$P_{rated}$ , W		269.948	25.47
$P_{mpp}$ , W	LS	269.4701	25.4251
	GA	269.6605	25.4391
	LS-GA	269.7208	25.4585
	Proposed	269.8	25.46
MPPE	LS	0.17703	0.17628
	GA	0.10650	0.12131
	LS-GA	0.08416	0.04515
	Proposed	0.0548	0.000392

## 6. Conclusions.

In this paper, characteristic equation in terms series resistance and diode-ideality factor are derived. Flower pollination algorithm is utilized on characteristic equation to estimate series resistance and diode-ideality factor. Least square method is utilized to estimate the remaining parameters such as shunt-resistance, photon-current, and diode dark saturation current. For the purpose of simulations and validations, 2 different solar cell models are considered.  $P$ - $V$  curves and maximum power point error are calculated using proposed technique. Solar panel of 270 W, hybrid least square and genetic algorithm was able to extract 269.7 W of power where proposed approach succeeded to extract 269.8 W that surpasses the hybrid least square and genetic algorithm proving it to be the better in terms of parameter extraction. Shunt and series resistances are considered and are not neglected in this approach that previously has been in practice. Also the number of equations is reduced that brings the edge of less computation burden. This will help producers and consumers in acquiring efficient solar panels that will increase electricity output and better revenue. This research for solar cell/panel can be utilized in energy storage system of distribution static compensator to efficiently improve the power quality in distribution system.

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

## REFERENCES

- Ullah M.F., Hanif A. Power quality improvement in distribution system using distribution static compensator with super twisting sliding mode control. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2021, vol. 31, no. 9, art. no. e12997 doi: <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12997>.
- Anwar N., Hanif A.H., Khan H.F., Ullah M.F. Transient stability analysis of the IEEE-9 bus system under multiple contingencies. *Engineering, Technology & Applied Science Research*, 2020, vol. 10, no. 4, pp. 5925-5932. doi: <https://doi.org/10.48084/etasr.3273>.
- Mehdi M.F., Ahmad A., Ul Haq S.S., Saqib M., Ullah M.F. Dynamic economic emission dispatch using whale optimization algorithm for multi-objective function. *Electrical Engineering &*

- Electromechanics*, 2021, no. 2, pp. 64-69. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2021.2.09>.
- Ahmed W., Sheikh J.A., Ahmad S., Farjana S.H., Mahmud M.A.P. Impact of PV system orientation angle accuracy on greenhouse gases mitigation. *Case Studies in Thermal Engineering*, 2021, vol. 23, p. 100815. doi: <https://doi.org/10.1016/j.csite.2020.100815>.
- Ahmed W., Sheikh J.A., Kouzani A.Z., Mahmud M.A.P. The Role of single end-users and producers on GHG mitigation in Pakistan – a case study. *Sustainability*, 2020, vol. 12, no. 20, p. 8351. doi: <https://doi.org/10.3390/su12208351>.
- Shongwe S., Hanif M. Comparative analysis of different single-diode PV modeling methods. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2015, vol. 5, no. 3, pp. 938-946. doi: <https://doi.org/10.1109/jphotov.2015.2395137>.
- Sarquis Filho E.A., Fernandes C.A.F., Da Costa Branco P.J. A complete framework for the simulation of photovoltaic arrays under mismatch conditions. *Solar Energy*, 2021, vol. 213, pp. 13-26. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2020.10.055>.
- Appelbaum J., Peled A. Parameters extraction of solar cells – a comparative examination of three methods. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 2014, vol. 122, pp. 164-173. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solmat.2013.11.011>.
- Yetaryew T.T., Jyothsna T.R. Parameter extraction of photovoltaic modules using Newton Raphson and simulated annealing techniques. *2015 IEEE Power, Communication and Information Technology Conference (PCITC)*, 2015, pp. 229-234. doi: <https://doi.org/10.1109/pcitc.2015.7438166>.
- Shongwe S., Hanif M. Gauss-Seidel iteration based parameter estimation for a single diode model of a PV module. *2015 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, 2015, pp. 278-284. doi: <https://doi.org/10.1109/EPEC.2015.7379963>.
- Chatterjee A., Keyhani A., Kapoor D. Identification of photovoltaic source models. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2011, vol. 26, no. 3, pp. 883-889. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2011.2159268>.
- Uoya M., Koizumi H. A calculation method of photovoltaic array's operating point for MPPT evaluation based on one-dimensional Newton-Raphson method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, vol. 51, no. 1, pp. 567-575. doi: <https://doi.org/10.1109/tia.2014.2326083>.
- Accarino J., Petrone G., Ramos-Paja C.A., Spagnuolo G. Symbolic algebra for the calculation of the series and parallel resistances in PV module model. *2013 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, 2013, pp. 62-66. doi: <https://doi.org/10.1109/ICCEP.2013.6586967>.
- Huang P., Xiao W., Peng J.C.-H., Kirtley J.L. Comprehensive parameterization of solar cell: improved accuracy with simulation efficiency. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, vol. 63, no. 3, pp. 1549-1560. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2498139>.
- Shahzad A., Lee M., Lee Y.-K., Kim S., Xiong N., Choi J.-Y., Cho Y. Real time MODBUS transmissions and cryptography security designs and enhancements of protocol sensitive information. *Symmetry*, 2015, vol. 7, no. 3, pp. 1176-1210. doi: <https://doi.org/10.3390/sym7031176>.
- Zhang Q., Zhou C., Xiong N., Qin Y., Li X., Huang S. Multimodel-based incident prediction and risk assessment in dynamic cybersecurity protection for industrial control systems. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2016, vol. 46, no. 10, pp. 1429-1444. doi: <https://doi.org/10.1109/TSMC.2015.2503399>.
- Huang K., Zhang Q., Zhou C., Xiong N., Qin Y. An efficient intrusion detection approach for visual sensor networks based on traffic pattern learning. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2017, no. 10, pp. 2704-2713. doi: <https://doi.org/10.1109/TSMC.2017.2698457>.
- Zagrouba M., Sellami A., Bouaicha M., Ksouri M. Identification of PV solar cells and modules parameters using

- the genetic algorithms: Application to maximum power extraction. *Solar Energy*, 2010, vol. 84, no. 5, pp. 860-866. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2010.02.012>.
19. Ye M., Wang X., Xu Y. Parameter extraction of solar cells using particle swarm optimization. *Journal of Applied Physics*, 2009, vol. 105, no. 9, p. 094502. doi: <https://doi.org/10.1063/1.3122082>.
20. Khanna V., Das B.K., Bisht D., Vandana, Singh P.K. A three diode model for industrial solar cells and estimation of solar cell parameters using PSO algorithm. *Renewable Energy*, 2015, vol. 78, pp. 105-113. doi: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2014.12.072>.
21. El-Naggar K.M., AlRashidi M.R., AlHajri M.F., Al-Othman A.K. Simulated Annealing algorithm for photovoltaic parameters identification. *Solar Energy*, 2012, vol. 86, no. 1, pp. 266-274. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2011.09.032>.
22. Jiang L.L., Maskell D.L., Patra J.C. Parameter estimation of solar cells and modules using an improved adaptive differential evolution algorithm. *Applied Energy*, 2013, vol. 112, pp. 185-193. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2013.06.004>.
23. Patel S.J., Panchal A.K., Kheraj V. Extraction of solar cell parameters from a single current-voltage characteristic using teaching learning based optimization algorithm. *Applied Energy*, 2014, vol. 119, pp. 384-393. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2014.01.027>.
24. Celik A.N., Acikgoz N. Modelling and experimental verification of the operating current of mono-crystalline photovoltaic modules using four- and five-parameter models. *Applied Energy*, 2007, vol. 84, no. 1, pp. 1-15. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2006.04.007>.
25. Vijayakumari A., Devarajan A.T., Devarajan N. Design and development of a model-based hardware simulator for photovoltaic array. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2012, vol. 43, no. 1, pp. 40-46. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2012.04.049>.
26. Tan Y.T., Kirschen D.S., Jenkins N. A model of PV generation suitable for stability analysis. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2004, vol. 19, no. 4, pp. 748-755. doi: <https://doi.org/10.1109/tec.2004.827707>.
27. Benavides N.D., Chapman P.L. Modeling the effect of voltage ripple on the power output of photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, vol. 55, no. 7, pp. 2638-2643. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.921442>.
28. Bharadwaj P., Chaudhury K.N., John V. Sequential optimization for PV panel parameter estimation. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2016, vol. 6, no. 5, pp. 1261-1268. doi: <https://doi.org/10.1109/JPHOTOV.2016.2574128>.
29. De Soto W., Klein S.A., Beckman W.A. Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance. *Solar Energy*, 2006, vol. 80, no. 1, pp. 78-88. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.solener.2005.06.010>.
30. Xiao W., Edwin F.F., Spagnuolo G., Jatskevich J. Efficient approaches for modeling and simulating photovoltaic power systems. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2013, vol. 3, no. 1, pp. 500-508. doi: <https://doi.org/10.1109/JPHOTOV.2012.2226435>.
31. Silva E.A., Bradaschia F., Cavalcanti M.C., Nascimento A.J. Parameter estimation method to improve the accuracy of photovoltaic electrical model. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2016, vol. 6, no. 1, pp. 278-285. doi: <https://doi.org/10.1109/JPHOTOV.2015.2483369>.
32. Yang X.-S. Flower Pollination Algorithm for Global Optimization. In: Durand-Lose J., Jonoska N. (eds) *Unconventional Computation and Natural Computation. UCNC 2012. Lecture Notes in Computer Science*, vol. 7445. Springer, Berlin, Heidelberg. doi: [https://doi.org/10.1007/978-3-642-32894-7\\_27](https://doi.org/10.1007/978-3-642-32894-7_27).
33. Nayak B.K., Mohapatra A., Mohanty K.B. Parameters estimation of photovoltaic module using nonlinear least square algorithm: A comparative study. *2013 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, 2013, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/INDICON.2013.6726120>.
34. Tong N.T., Pora W. A parameter extraction technique exploiting intrinsic properties of solar cells. *Applied Energy*, 2016, vol. 176, pp. 104-115. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2016.05.064>.
35. Zain-Ul-Abdin, Mahmood T., Shorfuzzaman M., Xiong N.N., Mehmood R.M. Aiding prosumers by solar cell parameter optimization using a hybrid technique for achieving near realistic P-V characteristics. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 225416-225423. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3043941>.

Received 25.07.2021

Accepted 30.10.2021

Published 03.12.2021

Faizan Akbar<sup>1</sup>, MS,  
 Tahir Mahmood<sup>1</sup>, Professor,  
 Kamran Sadiq<sup>1</sup>, MS,  
 Mian Farhan Ullah<sup>2</sup>, PhD Scholar, Lecturer,  
<sup>1</sup> Department of Electrical Engineering,  
 University of Engineering and Technology, Taxila, Pakistan,  
 e-mail: engr.faizanakbar@gmail.com,  
 tahir.mehmood@uettaxila.edu.pk,  
 kamransadiqawan@gmail.com  
<sup>2</sup> Department of Mechatronics Engineering,  
 Wah Engineering College, University of Wah,  
 Quaid Avenue, Wah Cantt, Rawalpindi District,  
 Punjab 47040, Pakistan,  
 e-mail: farhan.ullah@wecuw.edu.pk (Corresponding author)

S.A. Khan, T. Mahmood, K.S. Awan

## A nature based novel maximum power point tracking algorithm for partial shading conditions

**Introduction.** The huge demand of green energy over past few decades have drawn the interest of scientists and researchers. Solar energy is the most abundant and easily available source but there have been so many problems with its optimum extraction of output. The factors affecting the maximum power point tracking of PV systems are input irradiance, temperature, load etc. The variations in irradiance level lead to partial shading that causes reduction in performance by not letting system to operate at maximum power point. Many methods have been proposed in literature to optimize the performance of PV systems but each method has shortcomings that have failed all of them. The actual problem occurs when partial shading is very strong; this is where most of the methods totally fail. So proposed work addresses this issue and solves it to the fullest. **The novelty** in the proposed work is that it introduces a new nature-based algorithm that works on the principle of plant propagation. It is a natural optimization technique that plants follow to survive and propagate in different environmental conditions. The proposed method efficiently tracks the global peak under all shading conditions and is simple to implement with high accuracy and tracking speed. **Purpose.** Building an algorithm that can track global peak of photovoltaic systems under all shading conditions and extracts the maximum possible power from the system, and is simple and easy to implement. **Methods.** The method is implemented in MATLAB / Simulink on an electrical model that uses a PV array model. Different shadings are applied to check for the results. **Results.** The results have shown that for different photovoltaic configurations the algorithm performs very good under uniform and partial shadings conditions. Its accuracy, tracking efficiency and tracking time has increased reasonably. **Practical value.** The project can be very beneficial to people as it enhances the performances of PV systems that can make them self-sufficient in electrical energy, focuses on sustainable development and reduces pollution. This way it can have huge impact on human life. References 40, tables 5, figures 18.

**Key words:** renewable energy, partial shading conditions, maximum power point, global maximum power point, local maximum power point, seeds, runners.

**Вступ.** Величезний попит на зелену енергію за останні кілька десятиліть привернув увагу вчених та дослідників. Сонячна енергія є найбільш поширеним і доступним джерелом, але мало місце дуже багато проблем з оптимальним отриманням виробленої енергії. Факторами, що впливають на відстеження точки максимальної потужності фотоелектричних систем, є вхідна освітленість, температура, навантаження та ін. Зміни рівня освітленості призводять до часткового затемнення, яке викликає зниження продуктивності, не дозволяючи системі працювати на максимальній точці потужності. У літературі було запропоновано багато методів для оптимізації роботи фотоелектричних систем, але кожен метод має недоліки, які стримують їх використання. Реальні проблеми виникають, коли часткове затемнення дуже сильне; саме в цьому випадку більшість методів демонструють свої найбільші недоліки. Отже, запропонована робота присвячена цій проблемі та вирішує її повною мірою. **Новизна** запропонованої роботи полягає в тому, що вона запроваджує новий природний алгоритм, що працює за принципом розмноження рослин. Це природний метод оптимізації, якому слідує рослини, щоб вижити і розмножуватися в різних умовах навколишнього середовища. Запропонований метод ефективно відстежує глобальний пік за всіх умов затемнення, є простим у реалізації з високою точністю та швидкістю відстеження. **Мета.** Побудова алгоритму, який може відстежувати глобальні піки фотоелектричних систем при всіх умовах затемнення та виділяти з системи максимально можливу потужність, є простим і легким у реалізації. **Методи.** Метод реалізований у MATLAB/Simulink на електричній моделі, яка використовує модель фотоелектричних елементів. Для перевірки результатів застосовуються різні затемнення. **Результати.** Результати показали, що для різних фотоелектричних конфігурацій алгоритм дуже добре працює в умовах рівномірного та часткового затемнення. Його точність, ефективність відстеження та час відстеження значно збільшились. **Практична цінність.** Проект може бути дуже корисним, оскільки він покращує характеристики фотоелектричних систем, що може зробити їх самодостатніми в електроенергетиці, концентрується на сталому розвитку та скорочує забруднення довкілля. Таким чином, це може мати величезний вплив на життя людини. Бібл. 40, табл. 5, рис. 18.

**Ключові слова:** відновлювана енергія, умови часткового затемнення, точка максимальної потужності, глобальна точка максимальної потужності, локальна точка максимальної потужності, насіння, пагони.

**1. Introduction.** Immense use of electronic appliances in this era [1], rapid consumption of fossil fuels [2], atmospheric issues, and energy crisis [3] have attracted wide attention toward usage and exploration of renewable energy (RE). But, these sources have the disadvantage of limited storage of the energy and tapping of power. Due to the lacking of storage mechanism, there is a high need for extraction of this abundant energy, especially during day-time [1]. The high yield from these RE sources is obtained only when researchers are able to enhance the efficiencies in both outstanding parameters like conversion and energy storage. The photovoltaic (PV) energy is abundantly available source among RE sources because it is universal, it is easily and freely available, eco-friendly, has less operational and maintenance cost, it is economically attractive for longer duration of time, driving an increasing load with

greenhouse source and technologically expanding in its material usage, and is noiseless [1, 3]. PV systems have been in high demand over the past decade with its total global installation amount of more than 500 GW [4]. Clean electrical energy can be obtained from solar energy using PV arrays. PV arrays are made by making parallel and series combination of PV modules and that make a basic part of PV systems. The PV array has a high nonlinear relation between output current and voltage and it depends mainly on atmospheric conditions like temperature and irradiance. Under uniform conditions the P-V curve contains one peak while multiple peaks appear when in partial shading conditions (PSCs) that includes local peaks (LMPPs) and a global peak (GMPP) [2]. However, the main hinderance for PV panels have been their low energy efficiency because of nonlinearity

© S.A. Khan, T. Mahmood, K.S. Awan



in I-V behavior that has its dependence on atmospheric conditions [3]. Solar PV systems are being controlled with many maximum power point tracking (MPPT) techniques to optimize the output power of PV array. Furthermore, there are many internal and external factors affecting the output efficiency of PV system such as solar irradiation, series and parallel resistance, internal temperature, diode factor, load, PV array surface, shadow, dirt, and so on. For improving efficiency of system, it is imperative to have an MPPT that can improve converter output power efficiency and tracking speed [5]. The output power mainly depends on the parameters like cell temperature ( $T$ ), irradiation ( $G$ ) and load connected to it [1]. We know that MPPT matches the operating point and it is usually mounted between PV arrays and converters as shown in Fig. 1.

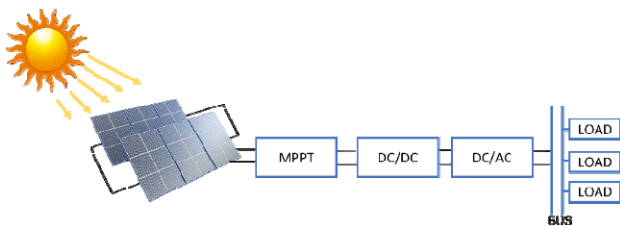


Fig. 1. Solar PV system with MPPT mechanism

Temperature and irradiance levels are utilized by MPPT methods to harvest optimum power from PV system and to determine the output characteristics. Unfortunately, there is a negative effect of non-linear behavior of irradiance and temperature on PV system's efficiency. Due to these reasons, when irradiance is varying the I-V and P-V curves of PV system get multiple peaks on them that are referred as LMPPs and a GMPP. This condition is shown in Fig. 2, 3 [5].



Fig. 2. PV array

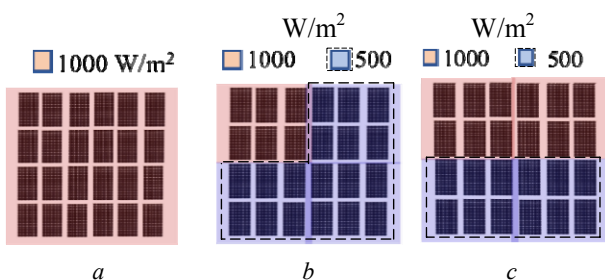


Fig. 3. Shading over a PV array (a) uniform shading (b, c) partial shading

Many MPPTs have been suggested to optimize the PV system's performance, but the confusion occurs when one has to pick one technique for a particular PV system as each method has their merits and demerits [5]. Generally the evaluation criteria for performance of MPPT techniques include accuracy of tracking and a response that is stable at steady and transient state [6]. To

make a successful MPPT technique to work on PV arrays, it's imperative for it to operate at GMPP not LMPP and it should work under varying irradiance conditions [2].

This manuscript is divided into sections as: section 2 describes other MPPT techniques in literature. Section 3 presents the proposed technique, section 4 presents the simulation studies and discussion, and section 5 gives the concluding remarks.

**2. Literature review.** The work [7] presented a two-step method that is based on the GMPP tracking that tracks more effectively than Particle Swarm Optimization (PSO) in PSCs. But the problem with it is that this is a complex algorithm that makes use of three different methods to look for GMPP and for sudden changes. In [8] C. Huang proposed a technique that tracks the MPP at a faster speed based on a natural cubic-spline-based prediction model and it is incorporated into the iterative search process. The iterative processes are computationally burdening and also since the proposed method is a model-free algorithm that has a demerit that the environmental dynamics can't be judged with it. R.F. Coelho et al. in [9] presented a new method that proposes an MPPT sensor that is temperature based and from the aspect of design it is very sophisticated. This method works on the fact that the voltage of module depends directly on the surface temperature of PV panel. But because of dependence on temperature the effects of irradiation changes and load changes get ignored and ultimately attaining MPPT gets affected. N. Karami et al. in [10] described at least 40 methods that include advanced classical methods for example three-point weight comparison method, parasitic comparison, method, intelligent, and optimized techniques. The methods are not effective enough to be used in all the conditions.

Perturb and Observe (P&O) algorithm is among classical algorithms which uses slope of PV curve to extract the maximum power from the PV panel, but there are oscillations around MPP in the output of the P&O algorithm [11]. The work in [12] presented a method that changes the perturbation steps during transient operation by utilizing a fixed scaling factor with Incremental Conductance (IC) to solve the problems occurred in P&O algorithm. It removes the oscillations that occur around MPP and increases the efficiency. The method still is comparatively more time consuming and hard to implement. In [13] the authors designed an MPPT method that is called delta P&O in which a variable step size is advised to enhance MPP Tracking but oscillations around MPP are still there that causes power fluctuations at steady state. The paper [14] proposed an MPPT technique that perturbs the voltage and the duty cycle but still isn't effective in PSCs and has oscillations around MPP. In [15] another hybrid technique of P&O was proposed that hybridized fuzzy logic with P&O. The performance analysis of the technique has shown some overshoots and oscillations at output. The article [16] proposed a technique that lacks the current-sensor and where PV voltage and cell temperature is measured and from where PV current can be calculated using a look up table [17]. However, this technique is complex and is unreliable because of difficulties in temperature calculation and accuracy in model.

The paper [5] reviewed nearly all necessary and in-stream methods that have been tried to extract MPP under shading conditions. In the category for uniform shading it mentioned some online and offline methods. In online methods, P&O method [18], IC method [19], Hill Climbing (HC) method [20], Beta ( $\beta$ ) method [21], Current Sweep (CS) method [22], Constant Current (CC) method [23], Curve Fitting (CF) method [24], Pilot Cell (PC) method [25], Lookup Table (LT) method [26], Load Voltage and Load Current (LV & LC) maximization method [27], and PV output senseless (PVOS) method [28]. All the techniques used for uniform shading have oscillations around MPP which decreases the power and also they can't perform under partial shading conditions. For non-uniform shading conditions, there are many hybrid techniques that have been proposed to serve the purpose of GMPP tracking that include Perturb & Observe with Genetic Algorithm (P&O-GA) [29] & Perturb & Observe with Particle Swarm Optimization (P&O-PSO) [30], Incremental Conductance with Particle Swarm Optimization (INC-PSO) [31], Hybrid Grey Wolf Optimization with Fuzzy Logic Controller (GWO-FLC) [32], Hill Climbing with Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System (HC-ANFIS) [33], Modified Hill-Climbing with Fuzzy Logic Control (MHCL-FLC) [34], Improved Artificial Neural Network with Particle Swarm Optimization (IANN-PSO) [35], and Incremental Conductance with Simple Moving voltage Average (INC-SMVA) [36]. The above mentioned methods have been effective in dealing with uniform shading conditions but when shading is strong they fail to track GMPP and stuck at local peaks. The research work [37] proposed Flower Pollination algorithm (FPA) for GMPP tracking in PSCs and [38] utilized FPA and hybridized it with Opposition based Learning (FPA-OBL) that has a great potential of performing under partial shading conditions but this technique gets complicated when implementation is done as it involves a machine learning technique as well.

All above mentioned methods have been effective to some extent to track MPP in uniform shading and GMPP in non-uniform shading conditions but still there is a need of more work and exploration to increase the efficiency and output. The diversity in algorithms is always better as it gives number of choices to adopt a technique on the basis of their merits and demerits. This paper proposes a novel nature inspired algorithm that has been in use for some other scientific purposes [39] but has never been utilized in MPPT. In this paper it has been used for GMPP tracking under uniform and PSCs.

**The aim of the paper** is development of an algorithm that can track global maximum power point of photovoltaic systems under all shading conditions and extracts the maximum possible power from the system, and is simple and easy to implement.

This research work advises a new technique to attain GMPP of PV arrays in PSCs. The algorithm is naturally inspired by the process of plant propagation specifically the strawberry plant propagation. The proposed technique is a single algorithm and is easily to implement with less parameters, and its approximation strength is so strong that it catches GMPP even in hardest of the irradiance changes. The simulation studies are carried in MATLAB /

Simulink and are compared to other frequently used MPPT algorithms.

### 3. Proposed technique.

*The survival approach of strawberry plant through an adapted propagation strategy:*

The plant of strawberry [39] lies in Rose family category. The industry of strawberry fruit started from Paris in the 17th century with its European type. Amedee-Francois Frezier (mathematician and engineer) was hired for drawing South America's Map, when returned from Chile in 1714, brought Chilean type of strawberry plant that has a bigger size fruit. The modern plant is a result of different crossings and evolution.

#### A. Propagation Strategy

The pure plants generally propagate using seeds, but the most modern hybrid species are infertile that they can't propagate using seeds so they use runners. The runners work in this way: the parent plant send runners or root that when they touch ground, they grow roots from where daughter plants grow. The runners are produced on a principle that follows a reaction to stimuli, for example a stronger plant will grow a concentration of small plants around it but a weaker plant will grow small number of plant but at a longer distance. That means stronger plant which is at a good atmospheric condition i.e., light and humidity, sends short runners but a weak plant which isn't at a good atmospheric condition sends runners less in number but longer in length to look for a good atmospheric condition for its survival. The runners are sent in all directions but more runners are sent towards a better spot. This happens because of what we call tropism or a response of growth to a stimulus [40].

#### B. Assumptions from Observations

Keeping in view the observations made above, it is supposed that the plant in order to flourish in an atmospheric condition, goes through a survival optimization problem and those who can solve it they survive. The inspiration got from this survival of plant makes us use this approach as an optimization tools that looks for good solutions to an objective function in a solution space and gives best values in the end.

*C. Designing an Optimization Problem from Strawberry Plant's Survival Strategy*

Let's say the problem to be optimized is:

$$f(x) = \max_{x \in S} Z, \quad (1)$$

where  $x$  represents a point in search space  $S$ .

The job of survival optimization is to look for the finest position  $x$  in the domain  $S$  that can provide the finest growth  $f(x)$  for the daughter generation.

#### *The Algorithm Strawberry Plant Propagation (SPPA)*

The algorithms who search for global optimization usually have two characteristics i.e., concentration and exploration. In concentration, the algorithm searches locally and converges at a local optimum while in exploration it avoids local optimum and goes for global optimum solution. Both these characteristics are conflicting and a successful algorithm will have a balance between them. In strawberry propagation, concentration is implemented by sending short runners in large number to search for good solutions and diversification is

implemented when fewer runners are sent that are longer in length as compared to the solutions that are not at good spot. The pseudo code of algorithm is presented in Fig. 4.

```

Require: objective  $f(x)$ ,  $x \in R^n$ 
Generate a population  $P = \{p_i, i = 1, \dots, m\}$ 
 $g \leftarrow 1$ 
for  $g \leftarrow 1$  to  $g_{\max}$ 
  do
    compute  $N_i = f(p_i)$ ,  $\forall p_i \in P$ 
    sort  $P$  in descending order of  $N$ 
    create new population  $\Phi$ 
    for each  $p_i; i = 1, \dots, m$ 
      do {best  $m$  only}
         $r_i \leftarrow$  set of runners where both the size of the
        set and the distance for each runner (individually) is
        proportional to the fitness  $N_i$ 
         $\Phi \leftarrow \Phi \cup r_i$  {append to population; death occurs by
        omission above}
    end for
     $P \leftarrow \Phi$  {new population}
end for
return  $P$ , the population of solutions
  
```

Fig. 4. The plant propagation algorithm (PPA)

Similar too many other algorithms in nature, SPPA also need some variables, functions and initial values. For SPPA they are a fitness function, population size, number of generations, number of runners and distance if each runner.

The algorithm works on the basis of population of shoots where every shoot in a population is a representative of a solution in the  $S$ . Every shoot is supposed that it has grown a root that is similar as the evaluation of an objective function. Every shoot sends out runners to explore  $S$ . The number of shoots is denoted by a variable  $m$  in the algorithm.

The SPPA is naturally iteration based and at each generation, all shoots send out runner. There is a parameter  $g_{\max}$  that gives a termination criteria on the basis of which it is decided that how many times to send out runners.

Solutions are sorted based on their fitness values. The fitness value of runners is dependent on objective function's values, but the real relation among values of objective function and fitness could be modified for a specific problem. However, the SPPA believes that  $f(x) \in [0, 1]$ ; if it doesn't, the equations are needed to be modified that are utilized to decide the numbers of runners and the distance for each. Presented below are some case studies and the actual fitness functions for each case will be presented along with the problem statements.

The number of runners and the distance each runs are determined by the functions that are presented below. The functions have a requirement that the fitness must lie in the range (0, 1). The mapping of fitness value,  $f(x)$ , is done to satisfy the following equation:

$$N(x) = (\tanh(4 \cdot f(x) - 2) + 1). \quad (2)$$

Figure 5 depicts the effect of mapping function. The necessity of this mapping is described below. This mapping facilitates with a way of finding even more better solutions over less-good ones.

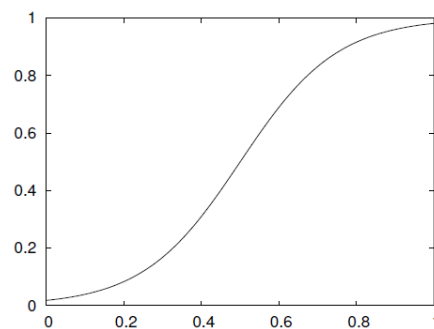


Fig. 5. Effects of mapping function that is used to convert fitness values from [0; 1] to (0; 1) and emphasizing more better solutions

The numbers of runners that are produced are proportional to fitness values. The function used by default is:

$$n_r = [n_{\max} \cdot N_i \cdot r], \quad (3)$$

where  $n_r$  represents the numbers of runners generated for the solution  $i$  in the present population;  $n_{\max}$  gives the max number of runners to be generated;  $N_i$  represents the fitness, that is mapped (using (2)), of solution  $i$ , and  $r \in [0, 1]$  is a random number for every solution in every generation.

Fitness mapping function and ceiling operator when combined make sure that at least one runner is generated by each single solution, and even for the solutions that least in the fittests, and ones that have  $f_i(x) = 0$ . The  $n_{\max}$  number of runners is generated by fittest solutions. And for different studies here,  $n_{\max}$  is kept  $n_{\max} = 5$ . The distance travelled by every runner obeys a same principle. That distance is described as:

$$d_{r,j} = 2 \cdot (1 - N_i) \cdot (r - 0.5), \quad (4)$$

where  $n$  is the search space dimension.

For  $j = 1, \dots, n$  each  $d_{r,j}$  belongs from  $(-1, 1)$ . It is made sure by the fitness mapping function that the best solutions will possess the capacity to throw runners out at a distance  $> 0$  even if  $f_i(x) = 1$ . The distance computed will be utilized to renew the solution  $i$  on the basis of the bounds on  $x_j$ :

$$x_j^* = x_j + (b_j - a_j) \cdot d_{r,j}. \quad (5)$$

The values of  $x_j^*$  are managed in such a way that it is made sure that the newly created points are within the limits  $[a_j, b_j]$ .

**4. Simulations, results and discussions.** The electrical model used for simulations is shown in Fig. 6 and values of components are listed in Table 1. The PV module used is SunPower SPR-305E-WHT-D and its characteristics are shown in Table 2, 3.

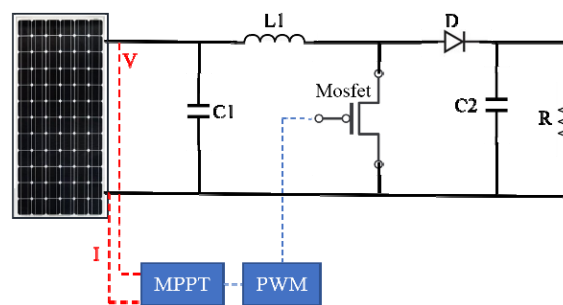


Fig. 6. Electrical circuit for simulation studies

Table 1  
Values of electrical components used for simulations

Components	Symbols	Values
Capacitor 1	C1	$1 \times 10^{-5}$ F
Capacitor 2	C2	$1 \times 10^{-5}$ F
Inductor	L1	$10 \times 10^{-3}$ H
Resistor	R	variable $\Omega$

Table 2  
Characteristic parameters of SunPower SPR-305E-WHT-D

Parameters	Symbols	Values
Max power	$P_{MPP}$	305 W
Open circuit voltage	$V_{OC}$	64.2 V
Short circuit current	$I_{SC}$	5.96 A
Current at $P_{max}$	$I_{MPP}$	5.58 A
Voltage at $P_{max}$	$V_{MPP}$	54.7 V
Temp. coefficient of current $I_{sc}$	$K_I$	0.06 %/K
Temp. coefficient of voltage $V_{oc}$	$K_V$	-0.173 V/K
No. of cells per module	$N_S$	96

Table 3  
Boost converter's parameters

Parameters	Symbols	Values
Device on state resistance	$R_{ON}$	$1 \times 10^{-3}$ $\Omega$
Snubber resistance	$R_S$	$1 \times 10^6$ $\Omega$
Snubber capacitance	$C_S$	inf F
Forward voltages [device $V_f$ , diode $V_{fd}$ ]	$V_F$	[0, 0] V
Diode forward voltage	$V_{fd}$	$1 \times 10^{-3}$ V
Current source snubber resistance	$R_{is}$	inf $\Omega$

The configurations of PV arrays used are 1s1p, 2s1p and 3s1p as shown in Fig. 7. The simulation results for configurations are elaborated separately below.

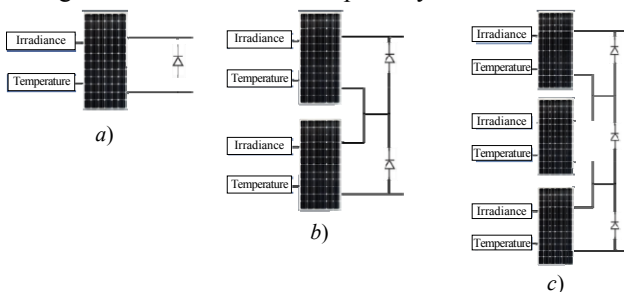


Fig. 7. PV arrays configurations: (a) 1s1p; (b) 2s1p; (c) 3s1p

The simulations done on above configuration are discussed here as:

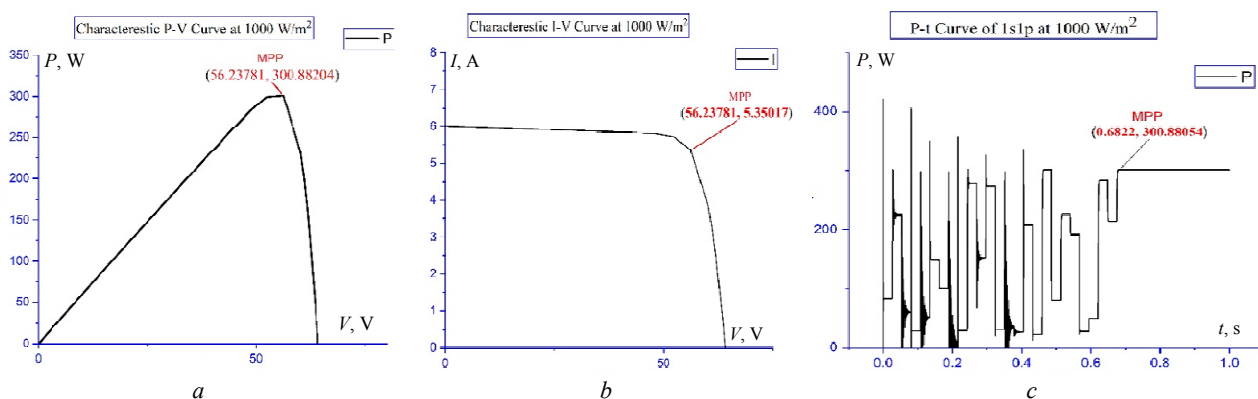


Fig. 8. 1s1p at irradiance of 1000 W/m<sup>2</sup>:  
(a) – characteristic P-V curve; (b) – characteristic I-V curve; (c) – power extracted using proposed method

### Configuration 1s1p.

Since 1s1p has only one PV module in it so it can have only uniform shading conditions as in the Fig. 7 is shown. The characteristic curves and power extraction curves using proposed technique for 1s1p are at 100 and 500 W/m<sup>2</sup> shown in Fig. 8, 9. For 1000 W/m<sup>2</sup> the rated power is 300.88204 W and power extracted using PPA is 300.88054 W which is 99.99 % efficient in this case.

While for 500 W/m<sup>2</sup> the rated power is 148.77592 W and extracted power using PPA is 148.67529 W which has an efficiency of 99.93 %. The MPP tracking ability of PPA is very high in uniform shading conditions as it is seen from above discussed results.

### Configuration 2s1p.

Figures 10–13 show output results of 2s1p configurations under different shading patterns. Figure 10 shows rated curves and output power curve of 2s1p at 1000, 1000 W/m<sup>2</sup>. The rated power is 605.64547 W and power extracted using PPA is 605.14782 W with efficiency of 99.91 %. Figure 11 shows curves for 1000, 500 W/m<sup>2</sup> where rated power is 324.38211 W while that extracted using PPA is 323.75138 W, which has an efficiency of 99.8 %. This was partial shading conditions where shading at two PV panels was different that makes shift the MPP and PPA quite accurately tracked MPP.

Figure 12 shows curves for 500, 500 W/m<sup>2</sup> that has rated power of 301.27333 W while extracted power is 301.04306 W with efficiency of 99.92 %. Similarly, Fig. 13 also shows graphs for rated power and extracted power at 200, 100 W/m<sup>2</sup>. The rated power in that case is 61.74939 W and extracted power is 61.26584 W with efficiency of 99.21 %.

### Configuration 3s1p.

Figures 14–18 present characteristic curves and output curves for 3s1p at different shading patterns. Figure 14 shows curves for 1000, 1000, 1000 W/m<sup>2</sup> where rated power is 912.51031 W while extracted power is 912.16287 W that has an efficiency of 99.95 %.

Figure 15 shows curves for 1000, 750, 500 W/m<sup>2</sup> where rated power is 496.11087 W and extracted power is 495.49489 W that has an efficiency of 99.87 %.

Figure 16 shows curves for 1000, 750, 750 W/m<sup>2</sup> where rated power 705.90873 W and extracted power is 705.52431 W with 99.94 % efficiency.

Figure 17 shows curves for 1000, 500, 500 W/m<sup>2</sup> where rated power is 474.246 W and extracted output power is 474.19434 W with efficiency of 99.98 %.

Figure 18 shows curves for 500, 500, 500 W/m<sup>2</sup> where rated power 451.81051 W and extracted power is 451.16105 W which has an efficiency of 99.85 %.

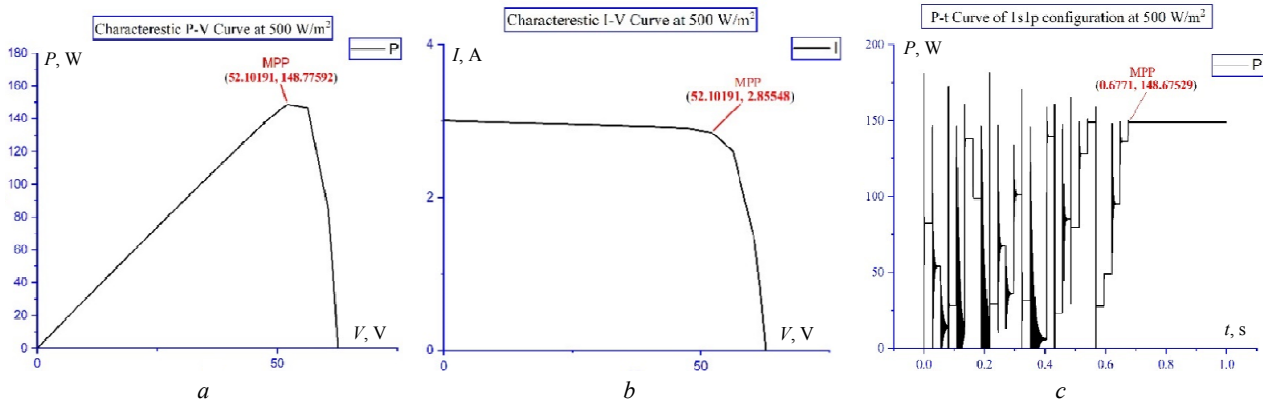


Fig. 9. 1s1p at irradiance of 500 W/m<sup>2</sup>:  
 (a) – characteristic P-V curve; (b) – characteristic I-V curve; (c) – power extracted using proposed method

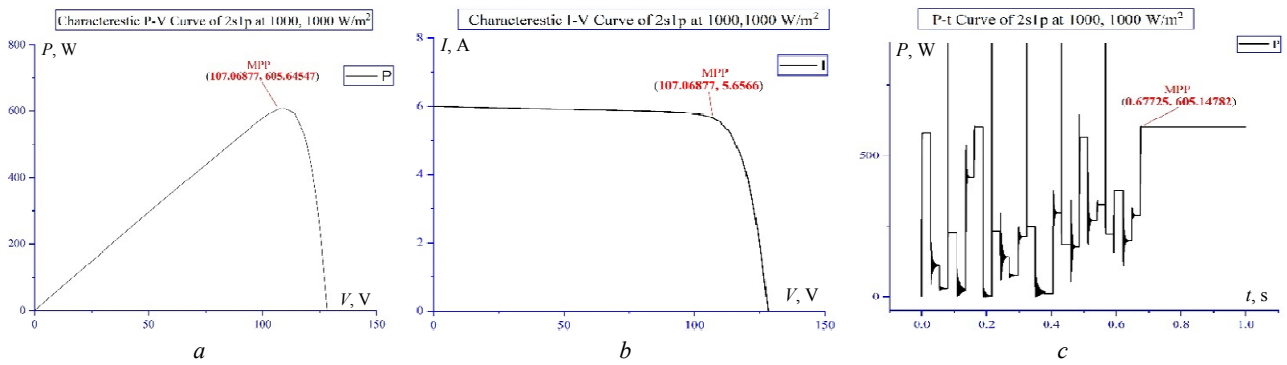


Fig. 10. 2s1p at irradiance of 1000, 1000 W/m<sup>2</sup>:  
 (a) – characteristic P-V curve; (b) – characteristic I-V curve; (c) – power extracted using proposed method

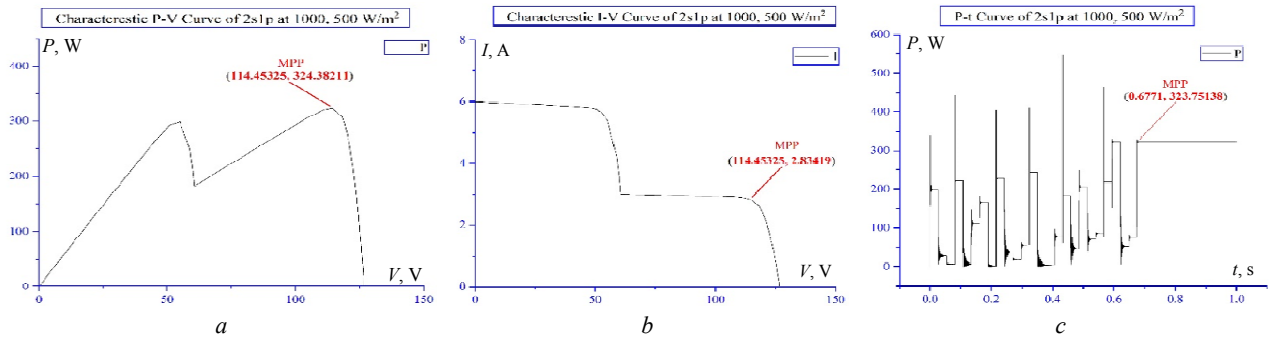


Fig. 11. 2s1p at irradiance of 1000, 500 W/m<sup>2</sup>:  
 (a) – characteristic P-V curve; (b) – characteristic I-V curve; (c) – power extracted using proposed method

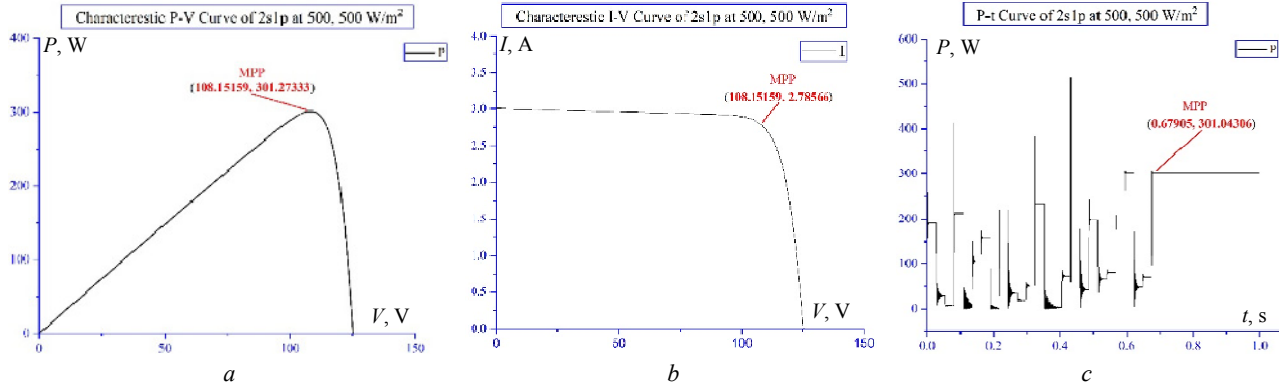


Fig. 12. 2s1p at irradiance of 500, 500 W/m<sup>2</sup>:  
 (a) – characteristic P-V curve; (b) – characteristic I-V curve; (c) – power extracted using proposed method

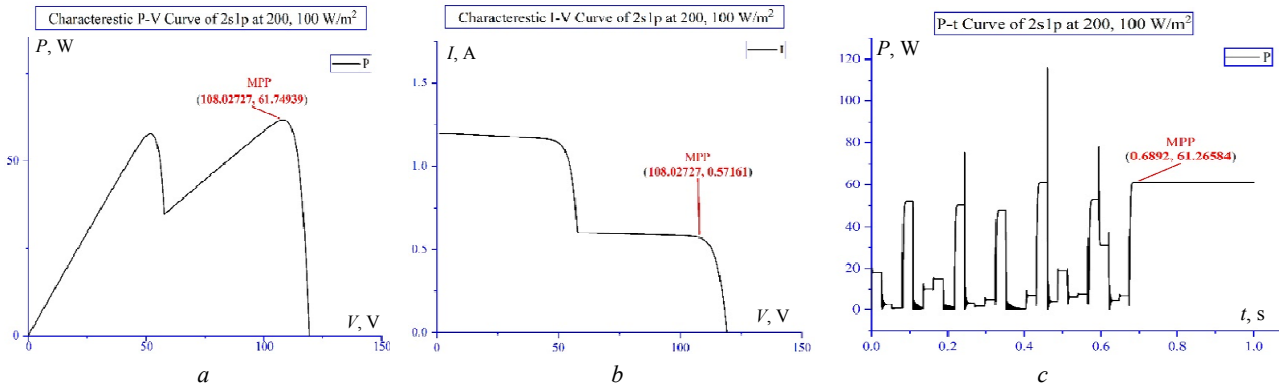


Fig. 13. 2s1p at irradiance of 200, 100 W/m<sup>2</sup>:  
 (a) – characteristic P-V curve; (b) – characteristic I-V curve; (c) – power extracted using proposed method

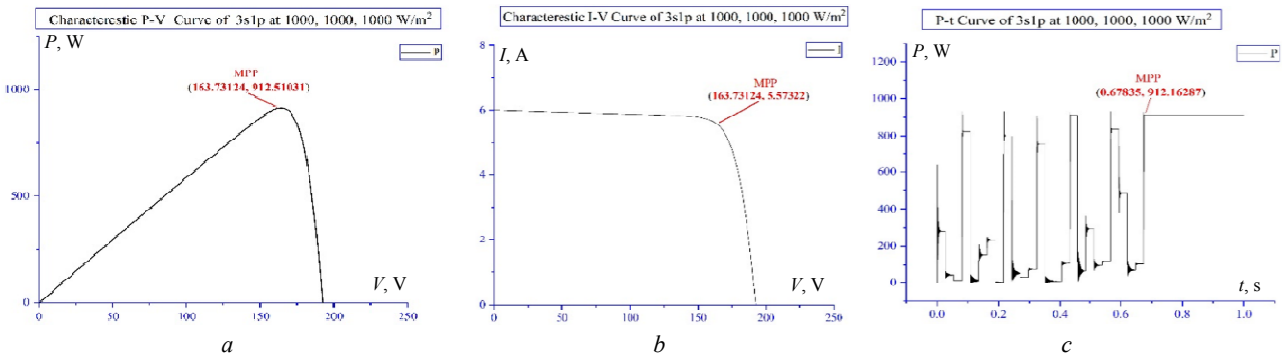


Fig. 14. 3s1p at irradiance of 1000, 1000, 1000 W/m<sup>2</sup>:  
 (a) – characteristic P-V curve; (b) – characteristic I-V curve; (c) – power extracted using proposed method

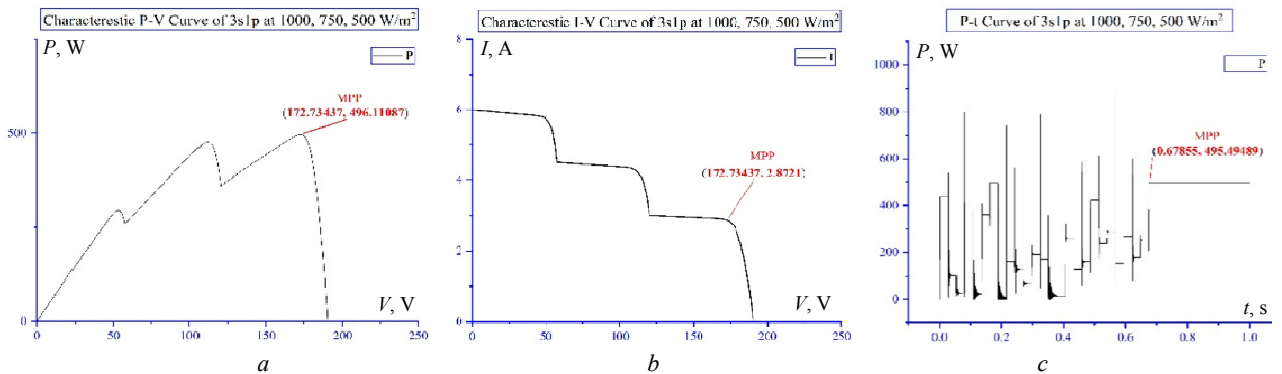


Fig. 15. 3s1p at irradiance of 1000, 750, 500 W/m<sup>2</sup>:  
 (a) – characteristic P-V curve; (b) – characteristic I-V curve; (c) – power extracted using proposed method

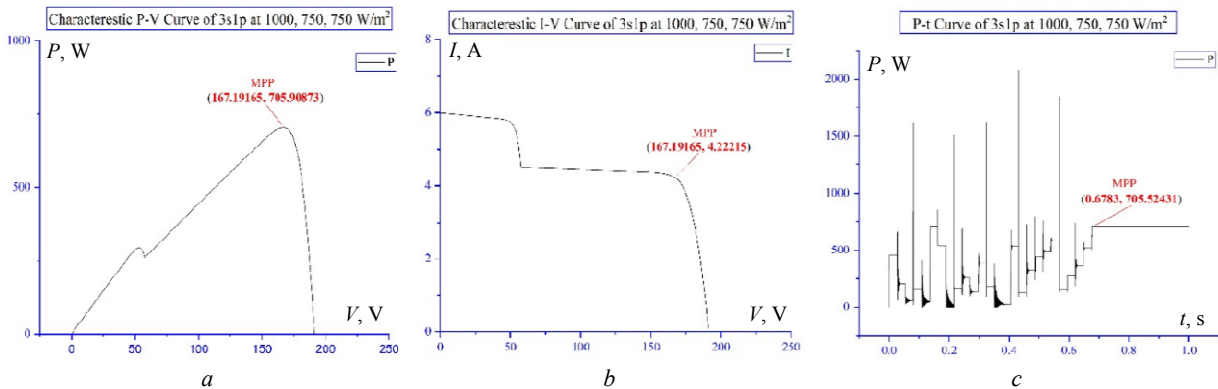


Fig. 16. 3s1p at irradiance of 1000, 750, 750 W/m<sup>2</sup>:  
 (a) – characteristic P-V curve; (b) – characteristic I-V curve; (c) – power extracted using proposed method

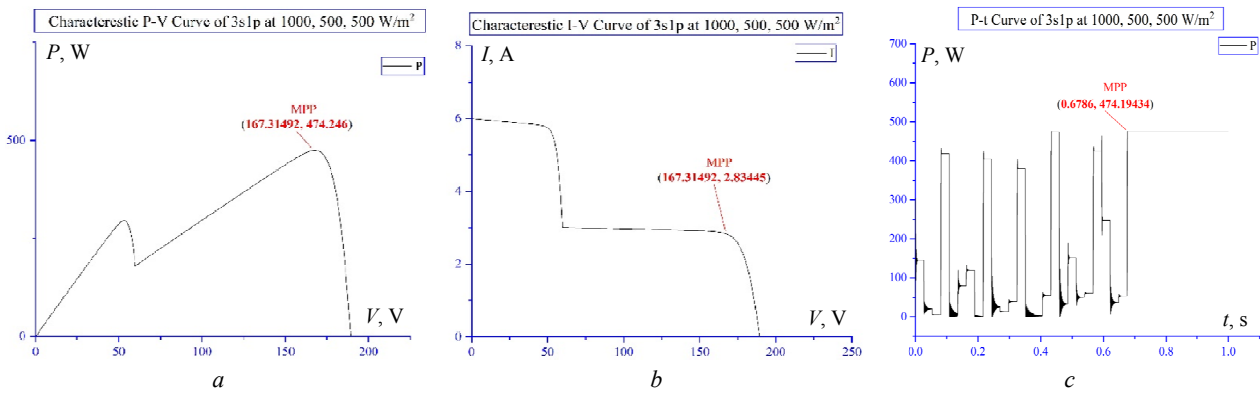


Fig. 17. 3s1p at irradiance of 1000, 500, 500 W/m<sup>2</sup>:

(a) – characteristic P-V curve; (b) – characteristic I-V curve; (c) – power extracted using proposed method

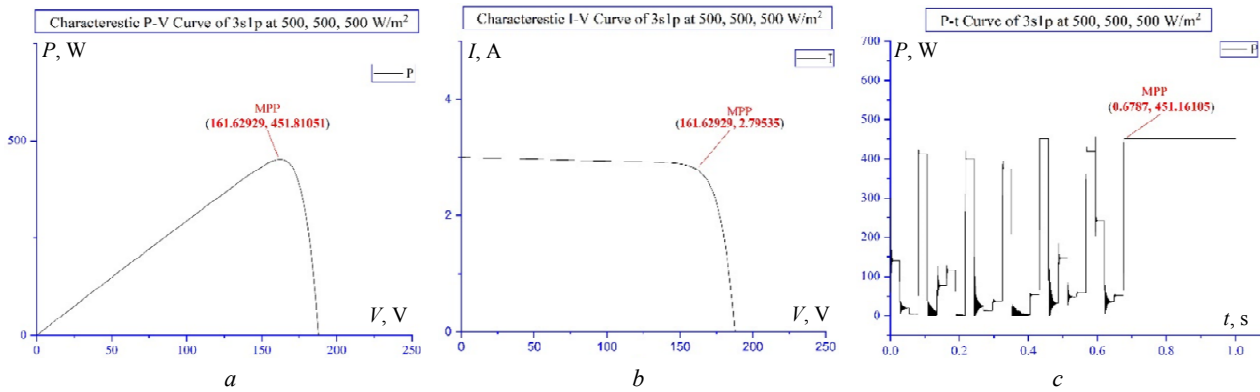


Fig. 18: 3s1p at irradiance of 500, 500, 500 W/m<sup>2</sup>:

(a) – characteristic P-V curve; (b) – characteristic I-V curve; (c) – power extracted using proposed method

**Comparison to other techniques.** The most commonly used MPPT algorithms are P&O, HC, IC, PSO, GA, FPA, etc. The algorithms are effective for uniform and weak shading pattern but they fail to track MPP when shading is strong. The FPA-OBL is another technique used for strong shading that has very good MPP tracking ability. The proposed PPA also performs very good under all shading conditions. The simulation results have shown its effectiveness in all shadings. In Table 4 one can see that under strong shading conditions the

efficiency of PPA has been 99.8 % that is the sign of its effectiveness. It is simple and has high MPP tracking and short tracking time. It doesn't have oscillations around MPP. The efficiency of PPA is 99 % in all the cases which makes it very effective and a good choice among other popular methods.

Table 5 shows the brief comparison of techniques.

Table 4  
Detailed description of results for all configurations

Config.	Shading patterns, W/m <sup>2</sup>	Rated power, W	Extracted power, W	t, s	Efficiency, %
1s1p	1000	300.882	300.880	0.6822	99.99
	500	148.775	148.675	0.6771	99.93
2s1p	1000, 1000	605.645	605.147	0.67725	99.91
	1000, 500	324.382	323.751	0.6771	99.80
	500, 500	301.273	301.043	0.67905	99.92
	200, 100	61.7493	61.2658	0.6892	99.21
3s1p	1000, 1000, 1000	912.510	912.162	0.67835	99.96
	1000, 750, 500	496.110	495.494	0.67855	99.87
	1000, 750, 750	705.908	705.524	0.6783	99.94
	1000, 500, 500	474.246	474.194	0.6786	99.98
	500, 500, 500	451.810	451.161	0.6787	99.85

Table 5  
Comparison of Proposed technique with P&O, HC, IC and FPA

Algorithm	Oscillations at MPP	Falling to local maxima	Complexity
P&O	Yes	Yes	Complex
HC	Yes	Yes	Complex
IC	Yes	Yes	Complex
FPA	No	No	Less complex
SPPA	No	No	Less complex

## 5. Conclusions.

The paper presented a novel technique for maximum power point tracking that is based on the plant propagation technique.

The technique is effective in all type of shading conditions i.e., uniform, weak and strong.

It is a simple, less complex and fast converging technique with lesser number of parameters that has an edge of being easily computable technique as compared to its contemporary techniques.

The simulation studies are carried on MATLAB / Simulink and results are promising in all shading

conditions especially in strong shading conditions. The output efficiency is 99 % plus in all cases and has a tracking time less than 0.7 s in all cases.

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

#### REFERENCES

1. Bollipo R.B., Mikkili S., P. Bonthagorla K. Hybrid, optimal, intelligent and classical PV MPPT techniques: A review. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 2021, vol. 7, no. 1, pp. 9-33. doi: <https://doi.org/10.17775/cseejpes.2019.02720>.
2. Li W., Zhang G., Pan T., Zhang Z., Geng Y., Wang J. A Lipschitz Optimization-Based MPPT Algorithm for Photovoltaic System Under Partial Shading Condition. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 126323-126333. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2939095>.
3. Padmanaban S., Priyadarshi N., Sagar Bhaskar M., Holm-Nielsen J.B., Ramachandramurthy V.K., Hossain E. A Hybrid ANFIS-ABC Based MPPT Controller for PV System With Anti-Islanding Grid Protection: Experimental Realization. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 103377-103389. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2931547>.
4. Metry M., Balog R.S. An Adaptive Model Predictive Controller for Current Sensorless MPPT in PV Systems. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 2020, vol. 1, pp. 445-455. doi: <https://doi.org/10.1109/OJPEL.2020.3026775>.
5. Ali A., Almutairi K., Padmanaban S., Tirth V., Algarni S., Irshad K., Islam S., Zahir M.H., Shafiullah M., Malik M.Z. Investigation of MPPT Techniques Under Uniform and Non-Uniform Solar Irradiation Condition – A Retrospection. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 127368-127392. doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3007710>.
6. Abdel-Rahim O., Wang H. A new high gain DC-DC converter with model-predictive-control based MPPT technique for photovoltaic systems. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 2020, vol. 5, no. 2, pp. 191-200. doi: <https://doi.org/10.24295/CPSS/TEEA.2020.00016>.
7. Ghasemi M.A., Foroushani H.M., Parniani M. Partial Shading Detection and Smooth Maximum Power Point Tracking of PV Arrays Under PSC. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, vol. 31, no. 9, pp. 6281-6292. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2504515>.
8. Huang C., Wang L., Yeung R.S., Zhang Z., Chung H.S., Bensoussan A. A Prediction Model-Guided Jaya Algorithm for the PV System Maximum Power Point Tracking. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2018, vol. 9, no. 1, pp. 45-55. doi: <https://doi.org/10.1109/TSTE.2017.2714705>.
9. Coelho R.F., Concer F.M., Martins D.C. A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems. *2010 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, 2010, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICSET.2010.5684440>.
10. Karami N., Moubayed N., Outbib R. General review and classification of different MPPT Techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, vol. 68, pp. 1-18. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.09.132>.
11. Mei Q., Shan M., Liu L., Guerrero J.M. A Novel Improved Variable Step-Size Incremental-Resistance MPPT Method for PV Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no. 6, pp. 2427-2434. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2064275>.
12. Abdourraziq M.A., Maaroufi M., Ouassaid M. A new variable step size INC MPPT method for PV systems. *2014 International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS)*, 2014, pp. 1563-1568. doi: <https://doi.org/10.1109/ICMCS.2014.6911212>.
13. Pandey A., Dasgupta N., Mukerjee A.K. High-Performance Algorithms for Drift Avoidance and Fast Tracking in Solar MPPT System. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, vol. 23, no. 2, pp. 681-689. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2007.914201>.
14. Elgendy M.A., Zahawi B., Atkinson D.J. Assessment of Perturb and Observe MPPT Algorithm Implementation Techniques for PV Pumping Applications. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2012, vol. 3, no. 1, pp. 21-33. doi: <https://doi.org/10.1109/TSTE.2011.2168245>.
15. Mohd Zainuri M.A.A., Mohd Radzi M.A., Soh A.C., Rahim N.A. Development of adaptive perturb and observe-fuzzy control maximum power point tracking for photovoltaic boost DC-DC converter. *IET Renewable Power Generation*, 2014, vol. 8, no. 2, pp. 183-194. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2012.0362>.
16. Elgendy M.A., Zahawi B., Atkinson D.J. Comparison of Directly Connected and Constant Voltage Controlled Photovoltaic Pumping Systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2010, vol. 1, no. 3, pp. 184-192. doi: <https://doi.org/10.1109/TSTE.2010.2052936>.
17. Samrat P.S., Edwin F.F., Xiao W. Review of current sensorless maximum power point tracking technologies for photovoltaic power systems. *2013 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2013, pp. 862-867. doi: <https://doi.org/10.1109/ICRERA.2013.6749872>.
18. Kumar N., Hussain I., Singh B., Panigrahi B.K. Framework of Maximum Power Extraction From Solar PV Panel Using Self Predictive Perturb and Observe Algorithm. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2018, vol. 9, no. 2, pp. 895-903. doi: <https://doi.org/10.1109/TSTE.2017.2764266>.
19. Elgendy M.A., Atkinson D.J., Zahawi B. Experimental investigation of the incremental conductance maximum power point tracking algorithm at high perturbation rates. *IET Renewable Power Generation*, 2016, vol. 10, no. 2, pp. 133-139. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2015.0132>.
20. Boukenoui R., Bradai R., Mellit A., Ghanes M., Salhi H. Comparative analysis of P&O, modified hill climbing-FLC, and adaptive P&O-FLC MPPTs for microgrid standalone PV system. *2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2015, pp. 1095-1099. doi: <https://doi.org/10.1109/ICRERA.2015.7418579>.
21. Jain S., Agarwal V. A new algorithm for rapid tracking of approximate maximum power point in photovoltaic systems. *IEEE Power Electronics Letters*, 2004, vol. 2, no. 1, pp. 16-19. doi: <https://doi.org/10.1109/LPEL.2004.828444>.
22. Tsang K.M., Chan W.L. Maximum power point tracking for PV systems under partial shading conditions using current sweeping. *Energy Conversion and Management*, 2015, vol. 93, pp. 249-258. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2015.01.029>.
23. Anoop K., Nandakumar M. A novel maximum power point tracking method based on particle swarm optimization combined with one cycle control. *2018 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICCC)*, 2018, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/PICCC.2018.8384777>.
24. Leedy A.W., Garcia K.E. Approximation of P-V characteristic curves for use in maximum power point tracking algorithms. *45th Southeastern Symposium on System Theory*, 2013, pp. 88-93. doi: <https://doi.org/10.1109/SSST.2013.6524945>.
25. Chandra S., Gaur P., Srishti. Maximum Power Point Tracking Approaches for Wind-Solar Hybrid Renewable Energy System – A Review. In: Singh S., Wen F., Jain M. (eds) *Advances in Energy and Power Systems. Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2018, vol. 508. Springer, Singapore. doi: [https://doi.org/10.1007/978-981-13-0662-4\\_1](https://doi.org/10.1007/978-981-13-0662-4_1).
26. Esram T., Chapman P.L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. *IEEE*



- Transactions on Energy Conversion*, 2007, vol. 22, no. 2, pp. 439-449. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2006.874230>.
27. Shmilovitz D. On the control of photovoltaic maximum power point tracker via output parameters. *IEE Proceedings: Electric Power Applications*, 2005, vol. 152, no. 2, pp. 239-248. doi: <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20040978>.
28. Shabaan S., Abu El-Sebah M.I., Bekhit P. Maximum power point tracking for photovoltaic solar pump based on ANFIS tuning system. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 2018, vol. 5, no. 1, pp. 11-22. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jesit.2018.02.002>.
29. Sundareswaran K., Vigneshkumar V., Palani S. Development of a hybrid genetic algorithm/perturb and observe algorithm for maximum power point tracking in photovoltaic systems under non-uniform insolation. *IET Renewable Power Generation*, 2015, vol. 9, no. 7, pp. 757-765. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2014.0333>.
30. Manickam C., Raman G.R., Raman G.P., Ganesan S.I., Nagamani C. A Hybrid Algorithm for Tracking of GMPP Based on P&O and PSO With Reduced Power Oscillation in String Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, vol. 63, no. 10, pp. 6097-6106. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2590382>.
31. Abdulkadir M., Yatim A.H.M. Hybrid maximum power point tracking technique based on PSO and incremental conductance. *2014 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, 2014, pp. 271-276. doi: <https://doi.org/10.1109/CENCON.2014.6967514>.
32. Eltamaly A.M., Farh H.M.H. Dynamic global maximum power point tracking of the PV systems under variant partial shading using hybrid GWO-FLC. *Solar Energy*, 2019, vol. 177, pp. 306-316. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2018.11.028>.
33. Lasheen M., Abdel-Salam M. Maximum power point tracking using Hill Climbing and ANFIS techniques for PV applications: A review and a novel hybrid approach. *Energy Conversion and Management*, 2018, vol. 171, pp. 1002-1019. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2018.06.003>.
34. Alajmi B.N., Ahmed K.H., Finney S.J., Williams B.W. Fuzzy-Logic-Control Approach of a Modified Hill-Climbing Method for Maximum Power Point in Microgrid Standalone Photovoltaic System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, vol. 26, no. 4, pp. 1022-1030. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2090903>.
35. Sher H.A., Murtaza A.F., Noman A., Addoweesh K.E., Al-Haddad K., Chiaberge M. A New Sensorless Hybrid MPPT Algorithm Based on Fractional Short-Circuit Current Measurement and P&O MPPT. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2015, vol. 6, no. 4, pp. 1426-1434. doi: <https://doi.org/10.1109/TSTE.2015.2438781>.
36. Ali A., Li W., He X. Performance Analysis of Incremental Conductance MPPT with Simple Moving Voltage Average Method for Distributed PV System. *The Open Electrical & Electronic Engineering Journal*, 2016, vol. 10, no. 1, pp. 118-128. doi: <https://doi.org/10.2174/1874129001610010118>.
37. Shang L., Zhu W., Li P., Guo H. Maximum power point tracking of PV system under partial shading conditions through flower pollination algorithm. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2018, vol. 3, no. 1, art. no. 38. doi: <https://doi.org/10.1186/s41601-018-0111-3>.
38. Awan K.S., Mahmood T., Shorfuzzaman M., Ali R., Mehmood R.M. A Machine Learning Based Algorithm to Process Partial Shading Effects in PV Arrays. *Computers, Materials & Continua*, 2021, vol. 68, no. 1, pp. 29-43. doi: <https://doi.org/10.32604/cmc.2021.014824>.
39. Salhi A., Fraga E.S. Nature-Inspired Optimisation Approaches and the New Plant Propagation Algorithm. *Proceedings of the International Conference on Numerical Analysis and Optimization (ICeMATH '11)*, Yogyakarta, Indonesia, 2011. Available at: <http://repository.essex.ac.uk/9974/> (accessed 26 May 2021).
40. Gilroy S., Masson P.H. *Plant Tropisms, 1st ed.* Blackwell Publisher, Ames, IA, USA, 2008. Available at: [https://www.cell.com/current-biology/pdf/S0960-9822\(08\)00179-6.pdf](https://www.cell.com/current-biology/pdf/S0960-9822(08)00179-6.pdf) (accessed 26 May 2021).

Received 03.09.2021  
Accepted 31.10.2021  
Published 03.12.2021

Shayan Ali Khan<sup>1</sup>, MSc Student,  
Tahir Mahmood<sup>1</sup>, Professor,  
Kamran Sadiq Awan<sup>2</sup>, PhD Student,  
<sup>1</sup>Department of Electrical Engineering,  
University of Engineering and Technology,  
Taxila 47050, Pakistan,  
e-mail: shayan.alikhan@yahoo.com,  
tahir.mehmood@uettaxila.edu.pk  
<sup>2</sup>Department of Electrical & Electronic Engineering,  
Newcastle University,  
NE1 7RU, Newcastle Upon Tyne, United Kingdom,  
e-mail: k.s.awan2@newcastle.ac.uk (Corresponding author)

Z.E.Z. Laggoun, H. Benalla, K. Nebti

## A power quality enhanced for the wind turbine with sensorless direct power control under different input voltage conditions

**Introduction.** The quality of electrical energy is essential during disturbances, at the level of power electronic devices will suffer serious operating problems causing dangerous damage. **Aim.** A new approach to direct power control without grid voltage sensor improves the quality and control of instantaneous active and reactive power converters. **Methodology.** First, the technique without network voltage sensor with a direct power control based on a switching table, which is a classic approach, is discussed and its performance is analyzed under increasing and decreasing load. In addition, the performance of the proposed technique is also analyzed under the same circumstances and their performance is compared. **Originality.** The new method consists of a nonlinear grid voltage modulated controller and a conventional controller which guarantees very good results in a polluted network. The proposed method is verified using MATLAB/Simulink. **Results.** The simulation results under different input conditions show that the proposed method not only has good tracking performance in active and reactive power, but also reduces the current total harmonic distortion to 1.9 %, which is good lower than the requirement for network operation. References 17, tables 2, figures 11. **Key words:** direct power control, virtual flux, grid voltage modulated, constant switching frequency.

**Вступ.** Якість електроенергії має важливе значення під час збоїв, на рівні силових електронних пристроїв будуть мати місце серйозні проблеми експлуатації, що викликають небезпечні пошкодження. **Мета.** Новий підхід до прямого керування потужністю без датчика напруги мережі покращує якість та контроль перетворювачів миттєвої активної та реактивної потужності. **Методологія.** Спочатку обговорюється методика без датчика напруги мережі з прямим керуванням потужністю на основі таблиці перемикання, що є класичним підходом, та аналізується його продуктивність при збільшенні та зменшенні навантаження. Крім того, ефективність запропонованої методики також аналізується за тих же обставин, і їхня продуктивність порівнюється. **Оригінальність.** Новий метод складається з нелінійного мережевого контролера з модуляцією напруги і звичайного контролера, який гарантує дуже хороші результати в забрудненій мережі. Запропонований метод перевіряється за допомогою MATLAB/Simulink. **Результати.** Результати моделювання за різних умов вхідної напруги показують, що запропонований метод не тільки має хороші характеристики відстеження активної та реактивної потужності, але також знижує поточний THD до 1,9 %, що значно нижче, ніж вимоги для роботи мережі. Бібл. 17, табл. 2, рис. 11.

**Ключові слова:** пряме керування потужністю, віртуальний потік, модуляція напруги мережі, постійна частота перемикання.

**1. Introduction.** Grid-connected converters are widely used in the application of smart grids, Flexible Alternating Current Transmission Systems (FACTS) and renewable energy sources (e.g., wind and solar) and various control methods have been investigated so that converters improve their performance [1].

Many studies have focused on the advanced control of the functioning of renewable energies that have been proposed with the same main objective which is the power quality which focuses on an almost sinusoidal input current waveform with a higher power factor and regardless of the input condition whether balanced or distorted but their different principles.

The instantaneous power theory proposed by Japanese researchers [2] is inspired by the Direct Torque Control (DTC) proposed for asynchronous motors [3]. The Direct Power Control (DPC) strategy has received a lot of attention from researchers in recent years due to its many benefits. They have shown that the use of DPC in various converters and applications whether it be matrix [4] or Voltage Source Converter (VSC) at two and three levels based on Fuzzy-Q-Learning algorithm is applied [5] or on active filters [6] is more advantageous.

A DPC switching table has been formulated in which the appropriate switching states are selected from a predefined optimal switching table based on the digitized signals of the instantaneous errors between the commanded and estimated values of active and reactive power extracted by a hysteresis controller and the angular position of the voltage at the terminals of the converter thus guarantees a decoupled control of the powers and good dynamic performance [7].

However, the varying switching frequency results in broadband harmonic spectra, which complicates the design of line filters. To solve the downshift associated with variable frequency operation, various DPC algorithms have been developed for constant switching frequency. One can find various publications studies on how to fix the switching frequency of the DPC. The authors [8] suggest to associate the principle of the DPC with a vector modulation Space Vector Modulation (SVM) in order to obtain a switching frequency constant without the use of a switching table. Other authors [9] combine other technique with DPC to improve the result even more by using Sliding-Mode Control (SMC) it allows to obtain a stabilization response faster than that of the PI controller and a greater robustness. Backstepping improves transient performance [10]. The SVM modulation based on a predictive controller was developed in [11] and even the new method proposed by [12], called Multiple Switching Tables (MST-DPC), performs a real-time selection of the most suitable switching table among four alternatives depending on the operating conditions of the device.

The performance of conventional DPC under unbalanced and/or distorted input voltages deteriorates when this occurs. In recent years, researchers are increasingly interested in control methods to improve the performance of DPC strategies under unbalanced grid voltage conditions. Most solutions to improve the performance of three-phase Pulse Width Modulation (PWM) rectifiers are based on the extraction of the

positive/negative voltage/current sequences. These solutions are complicated and difficult to implement for real-time applications since they require a great deal of computation.

In Virtual Flux-based (VF) methods, the VF space vector is obtained by integrating the voltage space vector. The use of a pure integrator induces a shift of the direct current in the estimated VF in order to remedy this drawback. Several methods of practical implementation of VF estimation have been proposed, with the aim of avoiding saturation of the estimated signals. This integration is generally performed via a First Order Low Pass (FLOP) filter to avoid the saturation and DC drift problems associated with pure integrators [13]. The DPC Control Based Virtual Flux (VF-DPC) uses the detected AC line currents and the estimated VF to calculate the input powers. However, FLOP filters lead to amplitude and phase errors. Although these errors can be minimized by reducing the cut-off frequency of the filter, this reduction leads to a reduction in the passband of the filter and therefore to a degradation of its dynamics. And for that, the authors [14, 15] propose a second order generalized integrator (SOGI) estimator exploiting the concept of virtual flow. Recent research in [16] presents a combination of two cascade filters to achieve a VF-based timing scheme, to ensure that the gate currents emulate the desirable sine waveform even when the supply voltage is unbalanced and/or harmonized.

Although the Grid Voltage Modulated Direct Power Control (GVM-DPC) is first introduced in [17], the main contribution of this paper is the proposal for an improvement in the technique using VF incorporated in a DPC scheme (GVM-DPC), for a three-phase PWM rectifier in our case. The results of the simulation of VF-GVM-DPC are compared with GVM-DPC under a polluted network which gives better performance than the classical method. The VF algorithm has an open loop structure and uses the fundamental orthogonal output signals which are obtained directly from the estimation of the fundamental active and reactive powers. This method provides quasi-sinusoidal input current waveform under different input voltage condition and achieves good stability, improves the performance of GVM-DPC.

**The goal of the paper** is the mathematical analysis and the numerical implementation of an improved method of grid voltage modulated based on direct power control for three phase pulse width modulation rectifiers.

The rest of the paper is organized as follows. In Section 2 the system modeling and the design of the GVM-DPC controls are presented. Section 3 shows the simulation results using MATLAB/Simulink. Finally, conclusions are given in the last Section 4.

## 2. Virtual flux grid voltage modulated direct power control.

### 2.1. Modeling VSC.

Figure 1 shows a simplified circuit of a two-level VSC connected to the grid with an LR filter all of these are considered ideal switches. The DC side could be connected to renewable energy sources or energy storage systems with a capacitor C and even at transmission scale High Voltage DC.

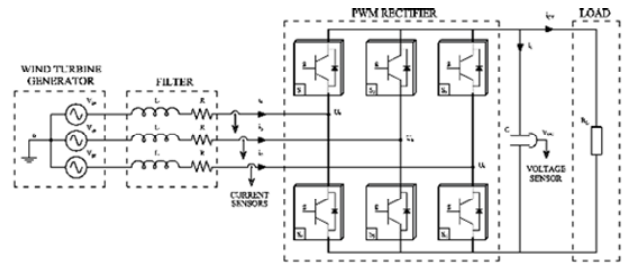


Fig. 1. Representation of a VSC connected to wind turbine generator

The relationship among the VSC output voltages, the grid voltages, and the output currents in the stationary reference frame by using the Clark transformation can be expressed as:

$$\begin{cases} U_{\alpha} = R \cdot i_{\alpha} + L \cdot \frac{di_{\alpha}}{dt} + V_{g\alpha}; \\ U_{\beta} = R \cdot i_{\beta} + L \cdot \frac{di_{\beta}}{dt} + V_{g\beta}, \end{cases} \quad (1)$$

where  $U_{\alpha}$  and  $U_{\beta}$  indicate the VSC output voltage;  $i_{\alpha}$  and  $i_{\beta}$  indicate the output currents;  $V_{g\alpha}$  and  $V_{g\beta}$  indicate the grid voltage in  $\alpha\beta$  frame, and  $L$  and  $R$  are the filter inductance and resistance, respectively.

### 2.2. Modeling VF.

The concept of VF is based on the voltage integral and can be applied as an estimation method for voltage-sensor-less control of VSCs:

$$\Psi_{\alpha\beta} = \int U_{\alpha\beta} dt = \int \left( R \cdot i_{\alpha\beta} + L \cdot \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + V_{g\alpha\beta} \right) dt, \quad (2)$$

where  $\Psi_{\alpha\beta}$  is the estimated VF.

The use of the proposed Dual Virtual Flux Phase Locked Loop (DVF-PLL), based on the cascade of two adaptive filters illustrated in Fig. 2, is an optimized solution.

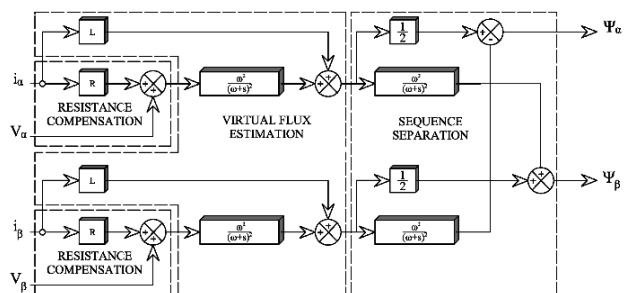


Fig. 2. The diagram of the proposed Dual Virtual Flux estimator

The DVF-PLL filter function is based on the estimated voltage and measurements current. First, the voltage reference signals are expressed in the stationary reference frame ( $\alpha\beta$ ). Then the resistive voltage drop included in the model is subtracted. The latter is shifted in phase ( $90^\circ$ ) and gains unity for the fundamental frequency used to estimate the VF components with the second-order-low-pass filters. The estimated components of the VF are separated in positive and negative sequences with the same transfer function as that used for the estimation of the VF components. By using the estimated VF components in the stationary reference frame, the flux angles can be estimated by using a conventional PLL. The cutoff frequency is equal to 50 Hz and only the positive

sequence is used to ensure adequate operation under faulty network conditions [16].

**2.3 Fuzzy Controller for PLL.** To have good PLL control performance, especially in case of voltage disturbance variation and load disturbance the PI controller will be replaced by a fuzzy controller. The schematic diagram of this control is given in Fig. 3.

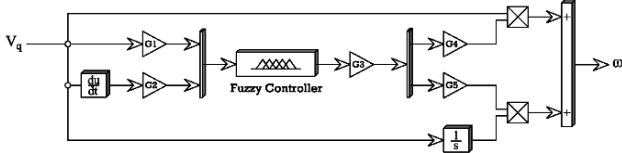


Fig. 3. The PLL fuzzy control

The fuzzy regulator uses two inputs. The first input is the error between the reference and the measured value of the quadratic voltage  $V_q$ . The second one represents the variation of this error.

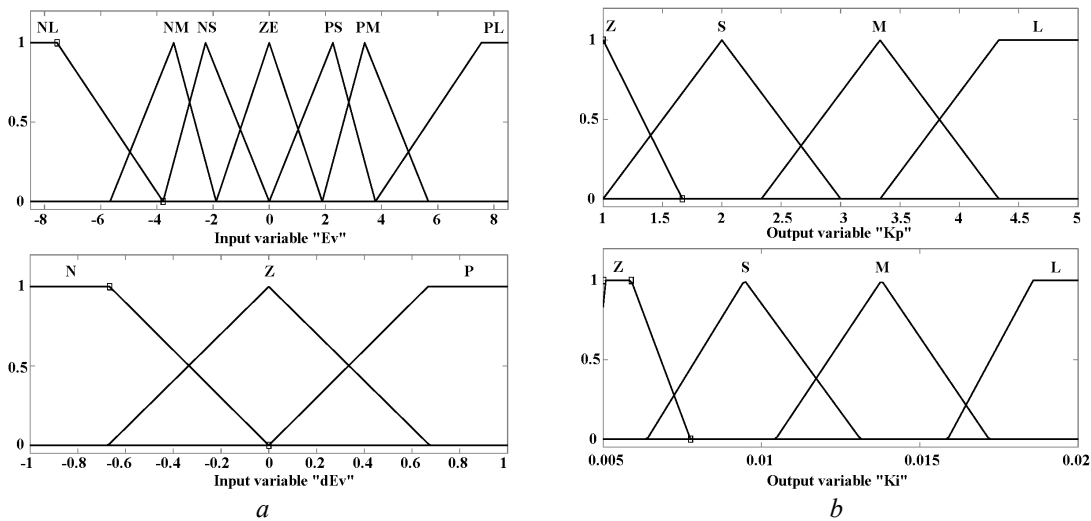


Fig. 4. The fuzzy membership functions of input (a) and output (b) variables

Table 1

KP		Fuzzy rules						
		$E\omega$						
$\Delta E$	KI	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
		$\Delta E$	N	L	M	S	M	S
Z	Z		S	M	L	M	S	Z
$\Delta E$	Z	L	M	L	Z	L	M	L
	P	Z	S	M	L	M	S	Z
$\Delta E$	L	L	M	L	Z	L	M	L
	P	Z	M	L	L	L	M	Z

**2.4 Modeling DPC.** Line current and VF components are used in power calculations. It should be noted that electrical resistance is included in the estimation process VF, they can be calculated by the following expressions:

$$\begin{cases} P = \omega \cdot (\Psi_\alpha \cdot i_\beta - \Psi_\beta \cdot i_\alpha) \\ Q = \omega \cdot (\Psi_\alpha \cdot i_\alpha + \Psi_\beta \cdot i_\beta) \end{cases} \quad (4)$$

where  $P$  is the estimate active power;  $Q$  is the estimate reactive power;  $\omega$  is the angular frequency of the grid fundamental wave;  $\Psi_\alpha$ ,  $\Psi_\beta$ ,  $i_\alpha$ ,  $i_\beta$  are respectively the virtual flow and the currents in the reference  $\alpha\beta$ .

By deriving (3) with respect to time, instantaneous variations in active and reactive power  $dP/dt$  and  $dQ/dt$

These two signals are expressed by:

$$\begin{cases} e = V_{qref}(n) - V_q(n); \\ \Delta e = e(n) - e(n-1), \end{cases} \quad (3)$$

where  $e$  and  $\Delta e$  are the error of the quadratic voltage and its variation of the error.

For fuzzification, we used triangular membership functions for the error. We chose the seven fuzzy sets: NL (negative large), NM (negative middle), NS (negative small), ZE (zero), PS (positive small), PM (positive middle), PL (positive large). The rate of change  $\Delta E\omega$  includes 3 fuzzy subsets, it is not necessary to subdivide it, because it is changing quickly in DPC. Output membership KP and KI, both contain four fuzzy subsets as shown in Fig. 4. There are total of 21 rules as listed in Table 1.

respectively can be expressed as a function of variations in network voltage and output current as follows:

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = i_\beta \cdot \frac{d\Psi_\alpha}{dt} + \Psi_\alpha \cdot \frac{di_\beta}{dt} - i_\alpha \cdot \frac{d\Psi_\beta}{dt} - \Psi_\beta \cdot \frac{di_\alpha}{dt}; \\ \frac{dQ}{dt} = i_\alpha \cdot \frac{d\Psi_\alpha}{dt} + \Psi_\alpha \cdot \frac{di_\alpha}{dt} + i_\beta \cdot \frac{d\Psi_\beta}{dt} - \Psi_\beta \cdot \frac{di_\beta}{dt}. \end{cases} \quad (5)$$

If we consider a non-distorted grid, the following relationship could be obtained

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_\alpha}{dt} = -\omega \cdot \Psi_\beta; \\ \frac{d\Psi_\beta}{dt} = \omega \cdot \Psi_\alpha, \end{cases} \quad (6)$$

where  $\omega = 2\pi \cdot f$  is the angular frequency of the grid voltage and  $f$  is the frequency of the grid voltage.

By substituting (4) in (5), the state-space model of the active and reactive powers is obtained as follows:

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot P - \omega \cdot Q + \frac{1}{L} \cdot (\omega \cdot (\Psi_\alpha \cdot U_\beta + \Psi_\beta \cdot U_\alpha) - \Psi_g^2) \\ \frac{dQ}{dt} = \omega \cdot P - \frac{R}{L} \cdot Q + \frac{\omega}{L} \cdot (\Psi_\alpha \cdot U_\beta + \Psi_\beta \cdot U_\alpha) \end{cases} \quad (7)$$

where

$$\Psi_g^2 = \omega^2 \cdot (\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2)$$

### 2.5 Grid voltage modulated direct power control.

As mentioned in point (6), our main idea is to decouple the outputs from the inputs. The definition of the control inputs of the GVM is given as follows:

$$\begin{cases} v_P = \omega \cdot (\Psi_\alpha \cdot U_\beta - \Psi_\beta \cdot U_\alpha) \\ v_Q = \omega \cdot (\Psi_\alpha \cdot U_\alpha + \Psi_\beta \cdot U_\beta) \end{cases} \quad (8)$$

The space-state model of the active and reactive powers becomes again as follows:

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot P - \omega \cdot Q + \frac{1}{L} \cdot (v_P - \Psi_g^2) \\ \frac{dQ}{dt} = \omega \cdot P - \frac{R}{L} \cdot Q + \frac{1}{L} \cdot v_Q \end{cases} \quad (9)$$

A controller is designed to let the active and reactive powers track their references. Define errors of the active and reactive powers as follows:

$$\begin{cases} e_P = P_{ref} - P; \\ e_Q = Q_{ref} - Q, \end{cases} \quad (10)$$

where  $P_{ref}$  and  $Q_{ref}$  are the active and reactive power references, respectively.

$$\begin{cases} U_P = \underbrace{\Psi_g^2 + R \cdot P + L \cdot \omega \cdot Q}_{Feedforward} + \underbrace{L \cdot v_P}_{Feedback}; \\ U_Q = \underbrace{-\omega \cdot L \cdot P + R \cdot Q}_{Feedforward} + \underbrace{L \cdot v_Q}_{Feedback}, \end{cases} \quad (11)$$

where  $U_P$  and  $U_Q$  are the new control inputs;  $v_P$  and  $v_Q$  are the feedback control inputs.

If the feedback control inputs are designed as follows:

$$\begin{cases} \hat{v}_P = \dot{P}_{ref} + K_P \cdot e_P + K_P \cdot \int_0^t \dot{e}_P(t) dt + K_P \cdot \text{sgn}(e_P); \\ \hat{v}_Q = \dot{Q}_{ref} + K_Q \cdot e_Q + K_Q \cdot \int_0^t \dot{e}_Q(t) dt + K_Q \cdot \text{sgn}(e_Q), \end{cases} \quad (12)$$

where  $\hat{v}_P$  and  $\hat{v}_Q$  are the new control inputs;  $K_P$  and  $K_Q$  are controller gains.

If we consider a non-distorted grid, the following relationship could be obtained

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\alpha-1}(t) \\ \Psi_{\beta-1}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_1 \cdot \sin(\omega_1 \cdot t + \theta_1) \\ \Psi_1 \cdot \cos(\omega_1 \cdot t + \theta_1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_0 \\ B_0 \end{bmatrix} + Z, \quad (13)$$

with

$$Z = \sum_{n=2}^{\infty} \begin{bmatrix} \Psi_n \cdot \sin(\omega_n \cdot t + \theta_n) \\ \Psi_n \cdot \cos(\omega_n \cdot t + \theta_n) \end{bmatrix},$$

where  $\Psi_n$  is the magnitude of the  $n^{\text{th}}$  term;  $\omega_n$  its pulsation;  $\theta_n$  its initial phase;  $A_0$  and  $B_0$  are, respectively, the DC offsets of  $\Psi_{\alpha-i}$  and  $\Psi_{\beta-i}$ ;  $\Psi_1$  is the magnitude of fundamental components of the  $\Psi_{\alpha i}$  and  $\Psi_{\beta i}$ .

While the fundamental VF value is expressed as follows:

$$\begin{bmatrix} \Psi_\alpha(t) \\ \Psi_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_1 \cdot \sin(\omega_1 \cdot t + \theta_1) \\ \Psi_1 \cdot \cos(\omega_1 \cdot t + \theta_1) \end{bmatrix}, \quad (14)$$

where  $\Psi_1$ ,  $\omega_1$  and  $\theta_1$  is the magnitude components, pulsation and initial phase of fundamental.

Based on the grid voltage (13), the GVM inputs can be represented as follows:

$$\begin{bmatrix} U_P \\ U_Q \end{bmatrix} = \Psi_g \begin{bmatrix} \sin(\omega \cdot t + \theta_1) & -\cos(\omega \cdot t + \theta_1) \\ \cos(\omega \cdot t + \theta_1) & \sin(\omega \cdot t + \theta_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix}. \quad (15)$$

The original control inputs can be calculated as follows:

$$\begin{cases} U_\alpha = \frac{\Psi_\alpha \cdot U_P - \Psi_\beta \cdot U_Q}{\Psi_g^2}; \\ U_\beta = \frac{\Psi_\beta \cdot U_P + \Psi_\alpha \cdot U_Q}{\Psi_g^2}. \end{cases} \quad (16)$$

Figure 5 shows the block diagram of the proposed method.

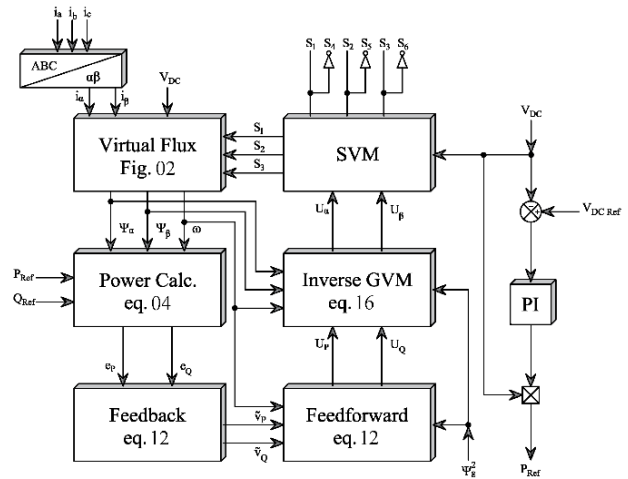


Fig. 5. Structure of VF-GVM-DPC controller

**3. Simulation results.** In order to provide a complete comparison work, the classical control and the proposed method are exposed to disturbed voltages which are implemented with the help of MATLAB / Simulink software. In a first step, a voltage unbalance and injection of the 7<sup>th</sup> order harmonic are created and included in phase A at a cost of 20 %. Then, harmonics 5 and 7 with an amplitude of 20 % is applied. A voltage unbalance of 20 % and a 5<sup>th</sup> order harmonic of 20 % are created and included in phase A. Finally, which is the worst case that can occur with mains voltages, an asymmetrical disturbance with harmonics 5 and 7 with an amplitude of 20 % is applied. We define the power fluctuation and the total harmonic distortion (THD) factor of input current as comparative criteria to demonstrate the superiority of the proposed strategy using simulation results. During all simulations, the  $Q_{ref}$  is kept at zero to ensure the functioning of the Unit Power Factor, which is an indispensable criterion.

The two compared methods are simulated under conditions shown in Fig. 6.

The following simulation results are obtained using the values of the parameters given in Table 2.

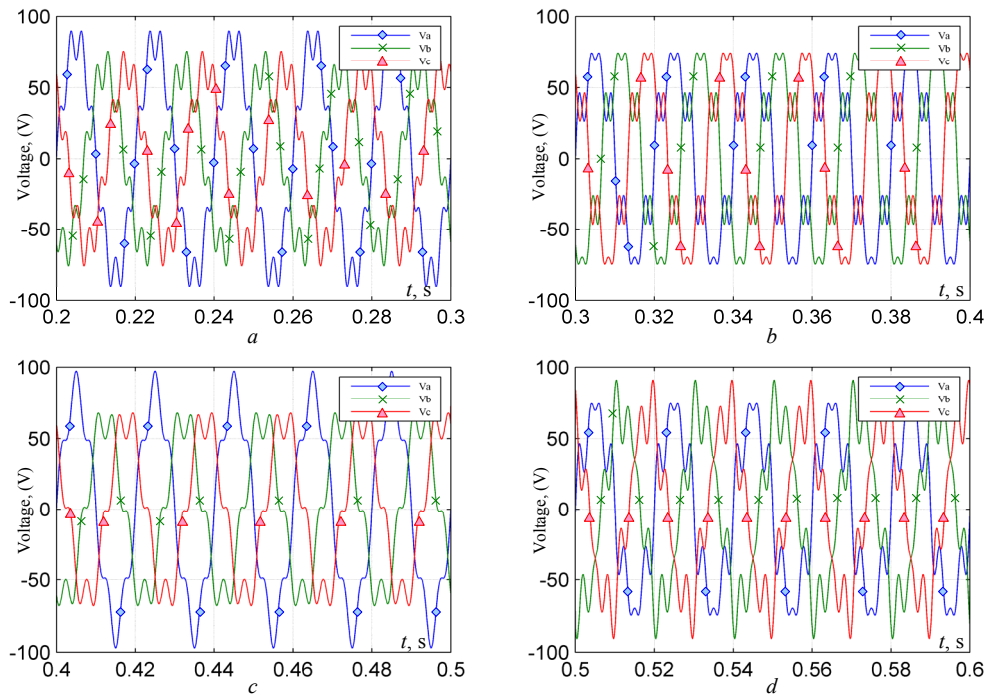


Fig. 6. The different voltage source condition applied to the rectifier:  
 (a) – unbalanced and harmonic 7 to 20 %; (b) – harmonic 5 and 7 to 20 %;  
 (c) – unbalanced and harmonic 5 to 20 %; (d) – harmonic 5 and 7 to 20 % asymmetric;

Table 2

System parameters used in simulation

Parameters	Symbol	Values	Parameters	Symbol	Values	Parameters	Symbol	Values
The resistance of reactors	R	0.56 $\Omega$	DC-bus capacitor	C	1100 $\mu\text{F}$	Switching frequency	$F_{\text{sw}}$	7500 Hz
Load resistance	RL	68.6 $\Omega$	The line-to-line AC voltage	E	85 V	DC-bus voltage	VDC	180 V
Inductance of reactors	L	19.5 mH	Frequency	F	50 Hz	Sampling period	$T_s$	20 $\mu\text{s}$

Figure 7 shows the results for GVM-DPC:

- (a) – the bus voltage curve;
- (b) – the grid current;
- (c) – the estimated voltages  $U_{a\beta}$ ;

- (d) – the superimposition current  $i$  and voltage  $V$  in phase A;
- (e) – the active  $P$  and reactive  $Q$  powers.

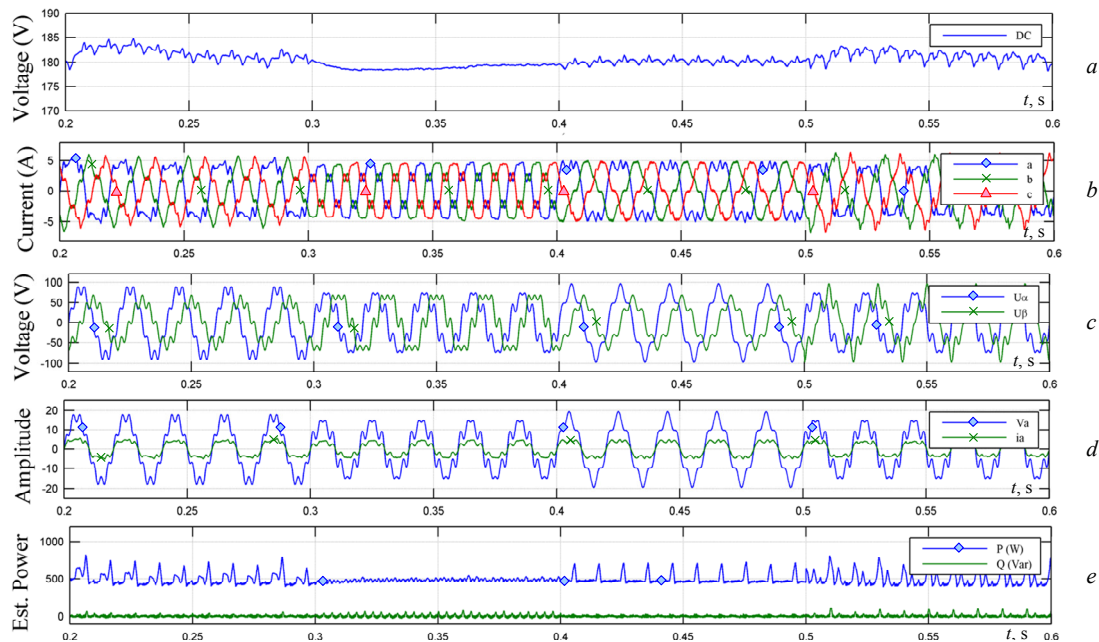


Fig. 7. The simulation results GVM-DPC

Figure 8 shows the results for VF-GVM-DPC:

- (a) – the bus voltage curve;
- (b) – the grid current;
- (c) – the estimated virtual flux  $\Psi_{a\beta}$ ;

- (d) – the superimposition current  $i$  and the voltage  $V$  in phase A;
- (e) – the active  $P$  and reactive  $Q$  powers.

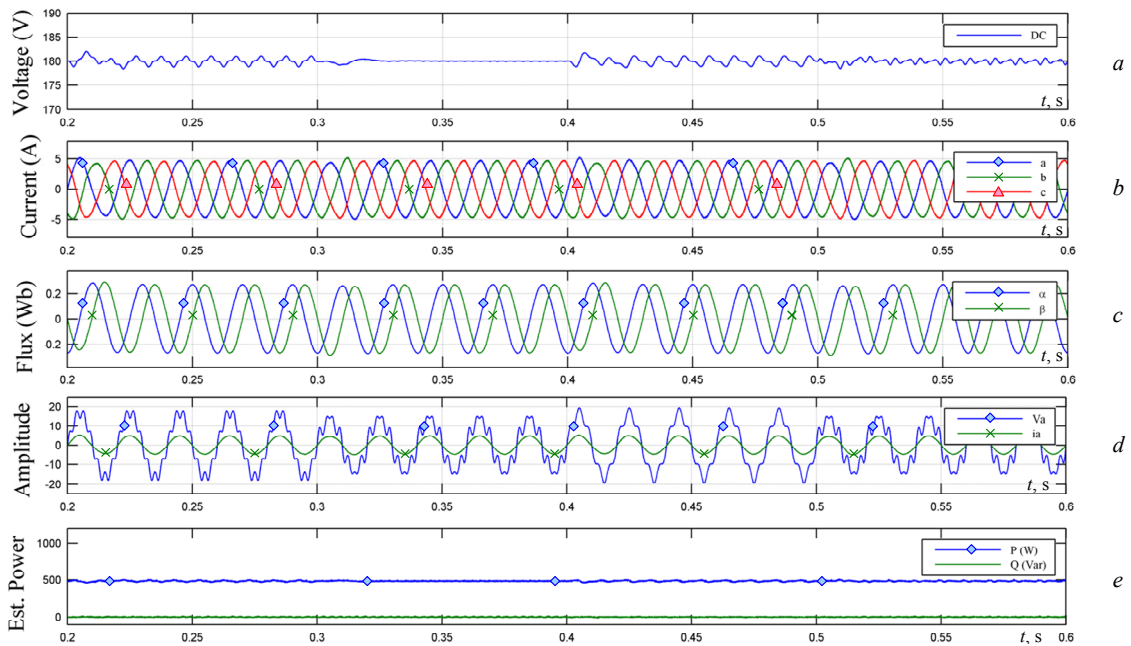


Fig. 8. The simulation result VF-GVM-DPC

The distribution of Fig. 7 is the same as that of Fig. 8. We can see in Fig. 7 the GVM-DPC which leads to fluctuations in the voltage curve of the bus. In addition, the grid current is affected by disturbed grid voltage conditions, with a high THD rate, which reduces the accuracy of the estimates of active and reactive power as can be seen in Fig. 7. In addition, the DC bus seriously oscillates around 5 V and the system does not operate under a unit power factor which is a very important criterion during our comparison.

On the other hand, we can see in Fig. 8 VF-GVM-DPC which gives us the current and the voltage are in phase. Although there are still some low order harmonics, we can observe that they have a limited influence compared to that of Fig. 7. The oscillations of the vector component of the estimated flux are sinusoidal and out of phase without disturbance and fluctuation.

Figure 9 shows the bus voltage stabilizers at about minus 2 V and the system is operating at unity power factor.

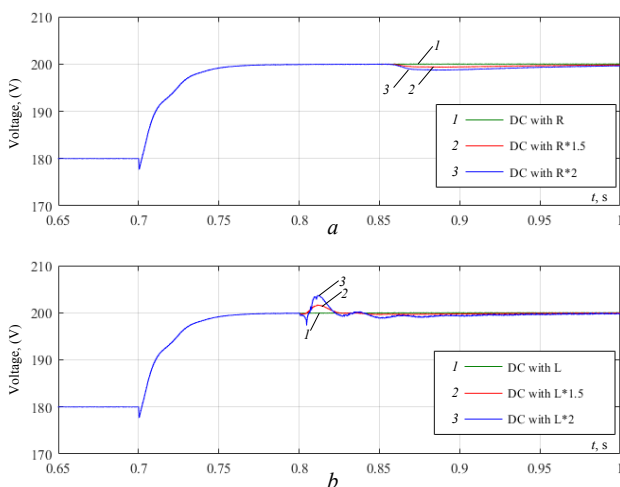


Fig. 9. System parameters influence on the evolution of the DC bus voltage: R (a); L (b)

Figure 10 shows the difference between the application of an SRF-PLL and a PLL which operates on the basis of a fuzzy logic controller to detect the fundamental frequency positive sequence component of the mains voltage in unbalanced and distorted conditions as well as fast and smooth tracking.

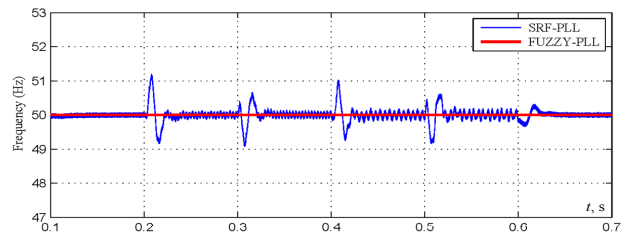


Fig. 10. The difference between Synchronous Reference Frame based Phase Locked Loop and proposed fuzzy-PLL

From Fig. 11 we can note that the THD rate of the network current has been improved compared to traditional control while respecting the standard of the electrical network. To highlight the contribution of the oscillatory terms, first of all, the results of the proposed control structure are shown in Fig. 2. The design and optimization process were carried out in the same manner as the procedure presented above. This result expressly shows how the components of the low order harmonics (5 and 7) with symmetrical and asymmetrical fault of the network voltage affect the network current. To summarize the results, Fig. 11 below presents an analysis based on the current THD of the VF-GVM-DPC strategies studied in this article.

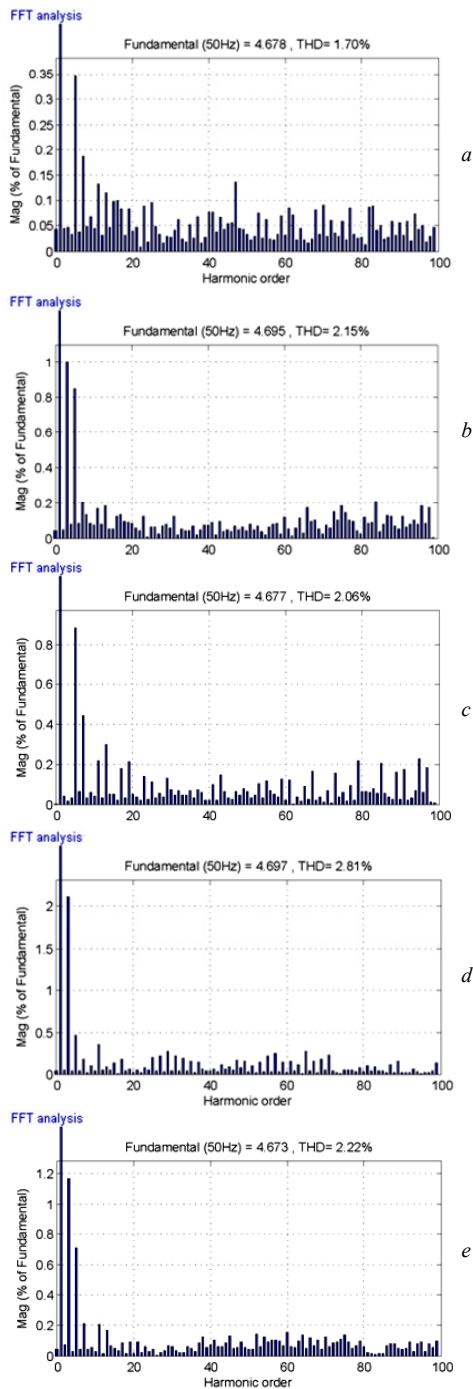


Fig. 11. Fast Fourier Transform analysis showing THD in source current of the proposed method:

- ideal network voltage conditions;
- unbalance and injection of the 7th order harmonic;
- injection harmonics 5 and 7;
- an asymmetrical disturbance with harmonics 5;
- an asymmetrical disturbance with harmonics 5 and 7

#### 4. Conclusions.

This paper presented the mathematical analysis and the numerical implementation of an improved method of Grid Voltage Modulated based on Direct Power Control or we introduced them for three phase rectifiers. The main objectives of the proposed control strategy are to obtain sinusoidal input currents under different input voltage conditions and to maintain the DC bus voltage at the level required as part of the improvement of the wind chain.

In these situations, harmonic components appear on the grid voltage, which causes distortion and current imbalance if the power reference is kept constant. However, the use of the proposed Virtual Flux-Grid Voltage Modulated method has the same control structure as the classic Grid Voltage Modulated, except for the use of virtual flux instead of voltages, which results in the optimization of the cost, since the voltage sensors will not be used, which is based on the principle of disturbance rejection, makes it possible to obtain an input current of low THD compared to the conventional method.

The proposed control method could offer many advantages and allows to obtain good performances with a THD of 1.7 % under ideal conditions and during disturbances it varies between 2.06 % to 2.81 % which respects the standard, without forgetting with a load lower calculation, without it being necessary to specify the power calculation term, nor to extract the positive / negative voltage sequence. We can therefore say that this control method is able to improve the quality of the input current.

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

#### REFERENCES

- Bayoumi E.H.E. Power electronics in smart grid power transmission systems: a review. *International Journal of Industrial Electronics and Drives*, 2015, vol. 2, no. 2, p. 98. doi: <https://doi.org/10.1504/ijied.2015.069784>.
- Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. *The Instantaneous Power Theory*. In *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning* (eds H. Akagi, E.H. Watanabe and M. Aredes). 2017. doi: <https://doi.org/10.1002/9780470118931.ch3>.
- Depenbrock M. *Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine*. US Patent no. 4678248A, Jul. 07, 1987. Available at: <https://patentimages.storage.googleapis.com/89/13/c0/9d04c667c8003f/US4678248.pdf> (accessed 14 March 2021).
- Yousefi-Talouki A., Zalzar S., Poursmaeil E. Direct Power Control of Matrix Converter-Fed DFIG with Fixed Switching Frequency. *Sustainability*, 2019, vol. 11, no. 9, p. 2604. doi: <https://doi.org/10.3390/su11092604>.
- Berkani A., Bey M., Araria R., Allaoui T. A new approach based on Fuzzy-Q-Learning algorithm to control 3 level T-type voltage source converter. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, 2020, vol. 53, no. 6, pp. 845-852. doi: <https://doi.org/10.18280/jesa.530610>.
- Chaoui A., Gaubert J.-P., Krim F. Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter. *Electric Power Systems Research*, 2010, vol. 80, no. 6, pp. 657-666. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2009.10.020>.
- Laggoun Z.E.Z., Khalile N., Benalla H. A Comparative study between DPC-SVM and PDPC-SVM. *2019 International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAE)*, 2019, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/ICAE47123.2019.9014796>.
- Malinowski M., Jasinski M., Kazmierkowski M.P. Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM). *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, vol. 51, no. 2, pp. 447-454. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2004.825278>.
- Shang L., Hu J. Sliding-Mode-Based Direct Power Control of Grid-Connected Wind-Turbine-Driven Doubly Fed Induction Generators Under Unbalanced Grid Voltage Conditions. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2012, vol. 27, no. 2, pp. 362-373. doi: <https://doi.org/10.1109/TEC.2011.2180389>.
- Wai R., Yang Y. Design of Backstepping Direct Power Control for Three-Phase PWM Rectifier. *IEEE Transactions on*



- Industry Applications*, 2019, vol. 55, no. 3, pp. 3160-3173. doi: <https://doi.org/10.1109/TIA.2019.2893832>.
11. Bouafia A., Gaubert J., Krim F. Predictive Direct Power Control of Three-Phase Pulsewidth Modulation (PWM) Rectifier Using Space-Vector Modulation (SVM). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, vol. 25, no. 1, pp. 228-236. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2028731>.
12. Norniella J.G., Cano J.M., Orcajo G.A., Rojas C.H., Pedrayes J.F., Cabanas M.F., Melero M.G. Multiple switching tables direct power control of active front - end rectifiers. *IET Power Electronics*, 2014, vol. 7, no. 6, pp. 1578-1589. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2013.0492>.
13. Tao Y., Wu Q., Wang L., Tang W. Voltage sensorless predictive direct power control of three - phase PWM converters. *IET Power Electronics*, 2016, vol. 9, no. 5, pp. 1009-1018. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2014.0713>.
14. Suul J.A., Luna A., Rodríguez P., Undeland T. Virtual-Flux-Based Voltage-Sensor-Less Power Control for Unbalanced Grid Conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, vol. 27, no. 9, pp. 4071-4087. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2190301>.
15. Ketzer M.B., Jacobina C.B. Virtual Flux Sensorless Control for Shunt Active Power Filters With Quasi-Resonant Compensators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, vol. 31, no. 7, pp. 4818-4830. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2487298>.
16. Laggoun Z.E.Z., Benalla H., Nebti K. Dual Virtual Flux-based Direct Power Control for rectifier under harmonically distorted voltage condition. *Archives of Electrical Engineering*, 2020, vol. 69, no. 4, pp. 951-966. doi: <https://doi.org/10.24425/ae.2020.134641>.
17. Gui Y., Kim C., Chung C.C., Guerrero J.M., Guan Y., Vasquez J.C. Improved Direct Power Control for Grid-Connected Voltage Source Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, vol. 65, no. 10, pp. 8041-8051. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2801835>.

Received 15.10.2021

Accepted 18.11.2021

Published 03.12.2021

Zakaria El Zair Laggoun<sup>1</sup>, PhD Student,  
Hocine Benalla<sup>1</sup>, Doctor of Electrical Engineering, Professor,  
Khalil Nebti<sup>1</sup>, PhD, MCA,  
<sup>1</sup> Laboratory of Electrotechnics of Constantine (LEC),  
Mentouri Brothers University, Constantine 1,  
Campus Ahmed Hamani Zerzara,  
Route d'Ain el Bey, Constantine, 25000, Algeria,  
e-mail:  
zakaria-el-zair.laggoun@lec-umc.org (Corresponding author),  
benalladz@yahoo.fr,  
idor2003@yahoo.fr

**Матеріали приймаються за адресою:**

**Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПИ", вул. Кирпичова, 21, м. Харків, 61002, Україна**

**Електронні варіанти матеріалів по e-mail: [a.m.grechko@gmail.com](mailto:a.m.grechko@gmail.com)**

**Довідки за телефонами: +38 050 653 49 82 Клименко Борис Володимирович**

**+38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович**

**Передплатний індекс: 01216**