

ISSN 2074-272X

**науково-практичний
журнал 2021/5**

EIE **Електротехніка і Електромеханіка**

Electrical Engineering

& Electromechanics

Електричні машини та апарати
Електротехнічні комплекси та системи
Силова електроніка
Електроізоляційна та кабельна техніка
Електричні станції, мережі і системи
Безпека електрообладнання

**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
- 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
- Rainin V.E.** Professor, Moscow Power Engineering Institute, Russia
- 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

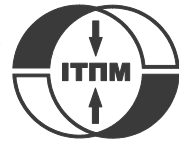
© Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 2021

ISSN (online) 2309-3404

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

Підписано до друку 26.10.2021 р. Формат 60 × 90 1/8. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,0.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-05-2021. Ціна договірна. Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Болух В.Ф., Шукин И.С., Lasocki J. Влияние начального смещения обмоток на показатели электромеханического индукционного ускорителя цилиндрической конфигурации 3

Електротехнічні комплекси та системи

Андриенко П.Д., Немыкина О.В., Андриенко А.А., Мохнач Р.Э. Исследование режимов работы токопроводов в системах питания кранов с индукционной подпиткой с учётом влияния высших гармоник тока 11

Gulshan Z.A., Ali M.Z.H., Shah M.S., Nouman D., Anwar M., Ullah M.F. A robust control design approach for altitude control and trajectory tracking of a quadrotor 17

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Kolomiets V.V., Kobylanskiy B.B. Reduction of magnetic field level in residential old buildings from overhead power lines by means of active screening 24

Силовая электроника

Bourouis B., Djeghloud H., Benalla H. Energy efficiency of a 3-level shunt active power filter powered by a fuel-cell / battery DC bus with regulated duty cycles 30

Mohamad Yusoff A.A., Ahmad K.A., Sulaiman S.N., Hussain Z., Abdullah N. Air cavity-based vibrational piezoelectric energy harvesters 39

Електроізоляційна та кабельна техніка

Шутенко О.В., Пономаренко С.Г. Аналіз законів розподілу показників трансформаторних масел в трансформаторах 110-330 кВ 46

Електричні станції, мережі і системи

Sahraoui H., Mellah H., Drid S., Chrifi-Alaoui L. Adaptive maximum power point tracking using neural networks for a photovoltaic systems according grid 57

Безпека електрообладнання

Koliushko D.G., Rudenko S.S., Saliba A.N. Method of integro-differential equations for interpreting the results of vertical electrical sounding of the soil 67

TABLE OF CONTENTS

Electrical Machines and Apparatus

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 3

Electrotechnical Complexes and Systems

Andrienko P.D., Nemykina O.V., Andrienko A.A., Mokhnach R.E. Research of operating modes of conductors in power supply systems of cranes with induction feed, taking into account the influence of higher harmonics of the current 11

Gulshan Z.A., Ali M.Z.H., Shah M.S., Nouman D., Anwar M., Ullah M.F. A robust control design approach for altitude control and trajectory tracking of a quadrotor 17

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Kolomiets V.V., Kobylanskiy B.B. Reduction of magnetic field level in residential old buildings from overhead power lines by means of active screening 24

Power Electronics

Bourouis B., Djeghloud H., Benalla H. Energy efficiency of a 3-level shunt active power filter powered by a fuel-cell / battery DC bus with regulated duty cycles 30

Mohamad Yusoff A.A., Ahmad K.A., Sulaiman S.N., Hussain Z., Abdullah N. Air cavity-based vibrational piezoelectric energy harvesters 39

Electrical Insulation and Cable Engineering

Shutenko O., Ponomarenko S. Analysis of distribution laws of transformer oil indicators in 110-330 kV transformers 46

Power Stations, Grids and Systems

Sahraoui H., Mellah H., Drid S., Chrifi-Alaoui L. Adaptive maximum power point tracking using neural networks for a photovoltaic systems according grid 57

Electrical Safety

Koliushko D.G., Rudenko S.S., Saliba A.N. Method of integro-differential equations for interpreting the results of vertical electrical sounding of the soil 67

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науковий журнал «Електротехніка і Електромеханіка» – передплатне видання. Вартість передплати на 2021 рік – 777,24 грн., на два місяці – 129,54 грн., на чотири місяці – 259,08 грн., на шість місяців – 388,62 грн., на вісім місяців – 518,16 грн., на десять місяців – 647,70 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



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. Болух, И.С. Щукин, J. Lasocki

ВЛИЯНИЕ НАЧАЛЬНОГО СМЕЩЕНИЯ ОБМОТОК НА ПОКАЗАТЕЛИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ИНДУКЦИОННОГО УСКОРИТЕЛЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ КОНФИГУРАЦИИ

В електромеханічному індукційному прискорювачі циліндричної конфігурації найбільша амплітуда струму в обмотці індуктора виникає при максимальному початковому зсуві, але амплітуда струму в обмотці якоря при цьому найменша. Найбільша величина струму в обмотці якоря виникає при відсутності початкового зсуву. При збудженні від ємнісного накопичувача енергії електродинамічна сила між обмотками має початкову прискорювальну і подальшу гальмівну складові. Внаслідок цього швидкість якоря спочатку зростає до максимальної величини, але потім зменшується до моменту закінчення електромагнітного процесу. При збудженні прискорювача від джерела змінної напруги (ДЗН) між струмами в обмотках виникає фазовий зсув, що призводить до почергової зміни прискорювальних і гальмівних складових електродинамічної сили. Прискорювальні складові сили переважають над гальмівними складовими, що забезпечує переміщення якоря. При частоті ДЗН 50 Гц амплітуда струму в обмотці якоря менше, ніж в обмотці індуктора. Зі збільшенням частоти ДЗН фазовий зсув між струмами обмоток зменшується, струм в обмотці індуктора зменшується, а в обмотці якоря збільшується. Прискорювальні складові сили збільшуються, а гальмівні – зменшуються. При підвищенні частоти ДЗН до 500 Гц щільність струму в обмотці якоря перевищує аналогічну величину в обмотці індуктора. Бібл. 19, рис. 9.

Ключові слова: електромеханічний індукційний прискорювач, циліндрична конфігурація, початковий зсув обмоток, ємнісний накопичувач енергії, джерело змінної напруги, швидкість якоря.

В електромеханическом индукционном ускорителе цилиндрической конфигурации наибольшая амплитуда тока в обмотке индуктора возникает при максимальном начальном смещении, но амплитуда тока в обмотке якоря при этом наименьшая. Наибольшая величина тока в обмотке якоря возникает при отсутствии начального смещения. При возбуждении от емкостного накопителя энергии электродинамическая сила между обмотками имеет начальную ускоряющую и последующую тормозящую составляющие. Вследствие этого скорость якоря вначале возрастает до максимальной величины, но затем уменьшается к моменту окончания электромагнитного процесса. При возбуждении ускорителя от источника переменного напряжения (ИПН) между токами в обмотках возникает фазовый сдвиг, приводящий к возникновению чередующихся ускоряющих и тормозящих составляющих электродинамической силы. Ускоряющие составляющие силы преобладают над тормозящими составляющими, что обеспечивает перемещение якоря. При частоте ИПН 50 Гц амплитуда тока в обмотке якоря меньше, чем в обмотке индуктора. С увеличением частоты ИПН фазовый сдвиг между токами обмоток уменьшается, ток в обмотке индуктора уменьшается, а в обмотке якоря увеличивается. Ускоряющие составляющие силы увеличиваются, а тормозящие уменьшаются. При повышении частоты ИПН до 500 Гц плотность тока в обмотке якоря превышает аналогичную величину в обмотке индуктора. Библ. 19, рис. 9.

Ключевые слова: электромеханический индукционный ускоритель, цилиндрическая конфигурация, начальное смещение обмоток, емкостной накопитель энергии, источник переменного напряжения, скорость якоря.

Введение. Электромеханические индукционные ускорители (ЭИУ) обеспечивают разгон исполнительного элемента до высокой скорости на коротком активном участке [1-5]. В этих коаксиальных ускорителях неподвижная обмотка индуктора, возбуждаемая либо от емкостного накопителя энергии (ЕНЭ), либо от источника переменного напряжения (ИПН) индуцирует ток в обмотке якоря. Взаимодействие тока обмотки якоря с магнитным полем обмотки индуктора приводит к возникновению электродинамической силы. Под действие аксиальной электродинамической силы обмотка якоря вместе с исполнительным элементом совершают линейное перемещение относительно обмотки индуктора, ускоряясь до высокой скорости. Все электромагнитные и электромеханические процессы в ЭИУ протекают кратковременно с показателями, которые значительно превышают соответствующие показатели линейных электродвигателей с продолжительным режимом работы.

ЭИУ используются во многих сферах науки и техники. Такие ускорители применяются в испытательных установках на ударные нагрузки, в быстродействующих электрических аппаратах и клапанно-коммутационной аппаратуре, в пусковых установках и др. [6-11] Так, в работе [12] описана установка для испытаний электронной техники при столкновении с

подвижным объектом. Стартовые пусковые установки используются также для многих классов беспилотных летательных аппаратов [4, 13]. На основе ЭИУ разрабатываются системы активной защиты бронированных устройств от вражеских объектов на подлете [14].

Особенности и проблемы ЭИУ. ЭИУ с осевой симметрией обмоток могут иметь дисковую или цилиндрическую конфигурацию. В дисковом ускорителе обмотки индуктора и якоря выполнены в форме относительно тонких дисков с подобными радиальными размерами. В исходном положении дисковые обмотки устанавливаются на минимальном аксиальном расстоянии друг от друга, при котором магнитная связь максимальна. Но по мере ускорения обмотки якоря магнитная связь между обмотками резко снижается [15].

В цилиндрическом ускорителе обмотки выполнены в форме полых цилиндров, аксиальные размеры которых существенно превышают радиальную толщину обмоток. В таком ускорителе обмотка якоря может совершать аксиальное перемещение внутри или снаружи обмотки индуктора. Это делает такую конструкцию предпочтительной, поскольку при большем перемещении обмотки якоря, а значит и большем времени взаимодействия обеспечивается

эффективная магнитная связь между обмотками. На рис. 1 представлена схема ЭИУ цилиндрической конфигурации с неподвижной наружной обмоткой индуктора 1 и ускоряемой внутренней обмоткой якоря 2. По мере аксиального перемещения обмотки якоря внутри обмотки индуктора магнитная связь, характеризующаяся взаимной индуктивностью M_{12} между обмотками, сохраняется на большем расстоянии при перемещении обмотки якоря по сравнению с дисковой обмоткой ускорителя цилиндрической конфигурации более перспективной по сравнению с дисковой конфигурацией.

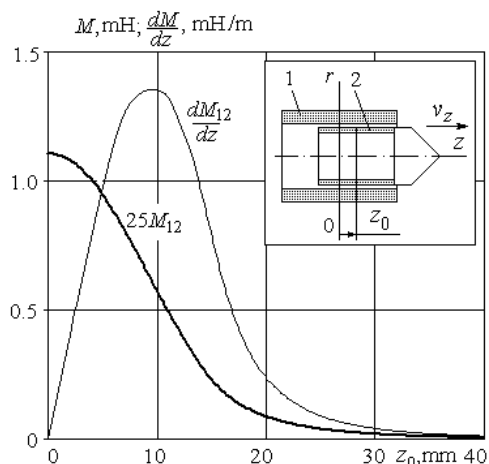


Рис. 1. Зависимость взаимной индуктивности между обмотками M_{12} и ее градиента dM_{12}/dz ЭИУ от начального смещения обмоток: z_0 1 – обмотка индуктора; 2 – обмотка якоря

Якорь может быть выполнен в виде многовитковой короткозамкнутой обмотки или в виде массивного электропроводящего элемента. Массивный якорь конструктивно проще и обладает повышенной надежностью. Однако индуцированный ток в массивном якоре распределяется неравномерно по объему, что негативно влияет на электромеханические показатели ЭИУ. В плотно намотанном многовитковом короткозамкнутом якоре, пропитанном и замоноличенном эпоксидной смолой, несмотря на более сложную конструкцию и пониженную надежность, обеспечивается равномерное распределение индуцированного тока по объему [6]. Это делает его более перспективным, особенно для ЭИУ цилиндрической конфигурации.

Однако в ЭИУ цилиндрической конфигурации возникает проблема выбора начального смещения z_0 обмотки якоря относительно обмотки индуктора. Это связано с тем, что при отсутствии указанного смещения, когда центральные плоскости обмоток совпадают, магнитная связь между обмотками будет наибольшей. Соответственно и индуцированный ток в обмотке якоря будет наибольшим. Однако аксиальная электродинамическая сила

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

где i_1, i_2 – токи в обмотках индуктора и якоря соответственно,

приводящая обмотку якоря в движение, будет отсутствовать. Это связано с тем, что сила f_z пропорциональна градиенту взаимной индуктивности в аксиаль-

ном направлении dM_{12}/dz . По мере увеличения начального смещения z_0 обмотки якоря 2 относительно обмотки индуктора 1 величина взаимной индуктивности M_{12} между обмотками ослабляется, в то время как градиент взаимной индуктивности dM_{12}/dz имеет максимум при определенной величине z_0 (рис. 1).

Поскольку токи в обмотках ускорителя протекают кратковременно, то возникает вопрос о выборе начального смещения z_0 обмотки якоря 2 относительно обмотки индуктора 1, при котором ЭИУ цилиндрической конфигурации обеспечивает наибольшую скорость обмотки якоря вместе с исполнительным элементом на выходе ускорителя v_{zf} .

Целью статьи является определение влияния начального смещения обмоток на показатели электромеханического индукционного ускорителя цилиндрической конфигурации при импульсном возбуждении от емкостного накопителя энергии и при кратковременном возбуждении от источника переменного напряжения.

Математическая модель ЭИУ. Рассмотрим электромеханический индукционный ускоритель, у которого обмотки плотно намотаны медным проводом круглого сечения и выполнены монолитными путем пропитки эпоксидной смолой с последующим ее затвердеванием. Для учета взаимосвязанных электрических, магнитных, механических и тепловых процессов, а также ряда нелинейных зависимостей, например сопротивления от температуры, используем сосредоточенные параметры обмоток, а решения уравнений, описывающих указанные процессы, представим в рекуррентном виде [16]. Математическая модель ЭИУ учитывает меняющуюся магнитную связь между обмотками в процессе возбуждения обмотки индуктора.

При расчете показателей и характеристик ускорителя используется алгоритм циклического действия. Для этого рабочий процесс разбивается на ряд численно малых интервалов времени $\Delta t = t_{k+1} - t_k$, в пределах которых все величины считаются неизменными. На k -ом цикле, используя в качестве начальных значений параметры, рассчитанные в момент времени t_k , осуществляется расчет параметров в момент времени t_{k+1} . Для определения токов на интервале времени Δt используем линейные уравнения с неизменными значениями параметров. Малую величину расчетного шага Δt выбираем таким образом, чтобы она не оказывала существенного влияния на результаты компьютерного расчета, обеспечивая при этом необходимую точность.

Изменение пространственного положения обмотки якоря учитывается изменением потокосцепления Ψ между обмотками [16]:

$$\frac{d\Psi}{dt} = M_{12}(z) \frac{di_n}{dt} + v_z(t) i_n \frac{dM_{12}}{dz},$$

где $n = 1, 2$ – индексы обмоток индуктора и якоря соответственно; v_z – скорость перемещения обмотки якоря вдоль оси z .

Начальные условия математической модели:

$$i_n(0) = 0 \text{ – ток } n\text{-ой обмотки;}$$

$$h_z(0) = z_0 \text{ – перемещение обмотки якоря;}$$

$T_n(0) = T_0$ – температура n -ой обмотки;
 $u_c(0) = U_0$ – напряжение ЕНЭ;
 $u(0) = U_m \sin \psi_u$ – напряжение ИПН;
 $v_z(0) = 0$ – скорость обмотки якоря вдоль оси z ,
 где U_m – амплитуда напряжения;
 $\psi_u = 0$ – начальная фаза напряжения ИПН.

Математическая модель электромагнитных процессов ЭИУ при возбуждении от ЕНЭ представлена в работе [17], а при возбуждении от ИПН – в работе [18]. Механические процессы ускорителя учитывают массы обмотки якоря и исполнительного элемента, мгновенное положение обмотки якоря, электродинамическую силу между обмотками и аэродинамическое сопротивление воздушной среды [15]. Тепловые процессы ускорителя учитывают удельную теплоемкость, теплопроводность, плотность материала, удельное сопротивление и плотности токов j_n обмоток. На охлаждающих поверхностях обмоток используются граничные условия третьего рода, а на оси симметрии – граничные условия второго рода [19].

В качестве основных показателей ЭИУ используются амплитуды плотностей тока в обмотках индуктора j_{1m} и якоря j_{2m} , амплитуда электродинамической силы между обмотками f_{zm} , наибольшая величина скорости якоря v_{zm} , скорость якоря на выходе ускорителя v_{zf} , когда затухают электромагнитные процессы, и превышения температуры обмоток индуктора θ_1 и якоря θ_2 .

Параметры ЭИУ. Рассмотрим электромеханический ускоритель со следующими параметрами: обмотка индуктора имеет внешний диаметр $D_{1ex}=39$ мм, внутренний диаметр $D_{1in}=27$ мм, аксиальную высоту $H_1=45$ мм, число витков $N_1=120$; обмотка якоря имеет внешний диаметр $D_{2ex}=26$ мм, внутренний диаметр $D_{2in}=20$ мм, аксиальную высоту $H_2=30$ мм, число витков $N_2=40$. Обмотки намотаны медным проводом круглого сечения диаметром $d_0=1,3$ мм.

ЕНЭ имеет энергию $W_0=625$ Дж и реализуется в двух вариантах. Вариант ЕНЭ I – зарядное напряжение $U_0=500$ В и емкость $C_0=5000$ мкФ и вариант ЕНЭ II – $U_0=707$ В, $C_0=2500$ мкФ, которые обеспечивают различную длительность электрических процессов.

Источник переменного напряжения имеет амплитуду напряжения $U_m=100$ В при частотах 50, 250 и 500 Гц и подключается к обмотке индуктора на короткое время ($t=45$ мс).

Рассмотрим влияние начального смещения z_0 обмотки якоря относительно обмотки индуктора на характеристики ЭИУ цилиндрической конфигурации. Заметим, что для ускорителя с указанными геометрическими параметрами наибольшая величина градиента взаимной индуктивности dM_{12}/dz имеет место при $z_{0m} \approx 10$ мм (рис. 1).

Характеристики ЭИУ при возбуждении от емкостного накопителя энергии. Рассмотрим характеристики ускорителя при отсутствии начального смещения ($z_0=0$), при максимальном смещении ($z_0=20$ мм) и при промежуточном смещении, в котором обеспечиваются наибольшие скорости якоря на выходе ускорителя v_{zf} .

Токи в обмотках ЭИУ имеют колебательно-затухающий характер (рис. 2,а).

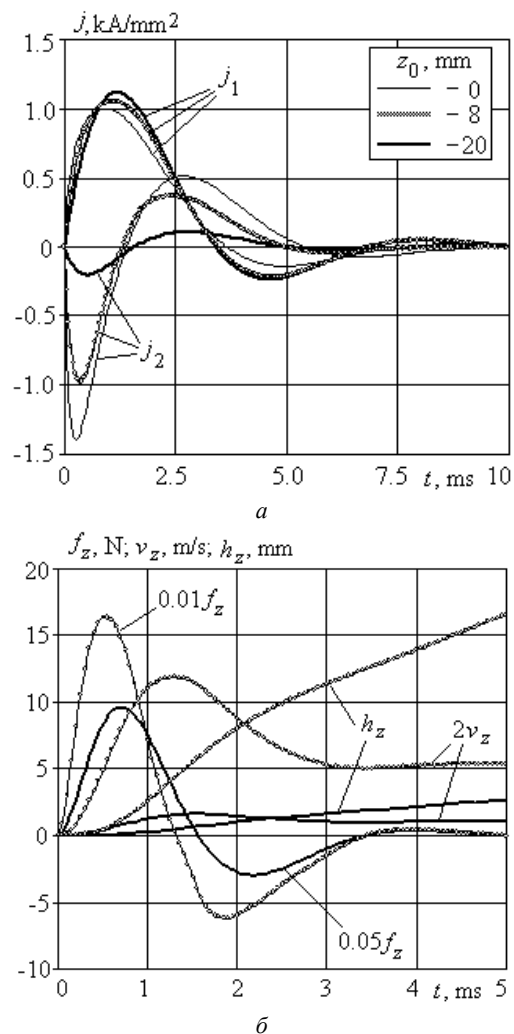


Рис. 2. Электрические (а) и механические (б) характеристики ЭИУ при $C_0=5000$ мкФ, $U_0=500$ В

При использовании варианта ЕНЭ I наибольшая амплитуда плотности тока в обмотке индуктора $j_{1m}=1,12$ кА/мм² возникает при максимальном начальном смещении, но амплитуда плотности тока в обмотке якоря при этом наименьшая – $j_{2m}=0,2$ кА/мм². Наибольшая величина плотности тока – $j_{2m}=1,4$ кА/мм² возникает при отсутствии начального смещения. Отметим, что при любом начальном смещении z_0 токи в обмотках практически затухают через 10 мс.

Электродинамическая сила f_z между обмотками имеет начальную ускоряющую (положительную) и последующую тормозящую (отрицательную) составляющие (рис. 2,б). Ускоряющая составляющая силы возникает при противоположных полярностях токов в обмотках, а тормозящая – при одинаковых полярностях токов. При промежуточном начальном смещении $z_0=8$ мм амплитуда ускоряющей составляющей силы составляет $f_{zm}=1,64$ кН. Вследствие такой закономерности изменения электродинамической силы, скорость якоря вначале возрастает до максимальной величины $v_{zm}=5,94$ м/с, а затем уменьшается к моменту окончания электромагнитного процесса в 2,23 раза. Перемещение обмотки якоря h_z нелинейно увеличивается со временем на активном участке разгона, на котором происходит электродинамическое взаимодействие между обмотками.

Очевидно, что величина перемещения h_z существенно выше при начальном смещении обмоток $z_0=8$ мм, чем при $z_0=20$ мм. При $z_0=0$ мм механические показатели ЭИУ цилиндрической конфигурации равны нулю. При $z_0=8$ мм превышение температуры обмотки индуктора составляет $\theta_1=6,3$ К, а превышение температуры обмотки якоря – $\theta_2=2,4$ К.

При использовании варианта ЕНЭ II амплитуды плотностей токов в обмотках ЭИУ увеличиваются (рис. 3,а). Наибольшая амплитуда плотности тока в обмотке индуктора возникает при максимальном начальном смещении $z_0=20$ мм и составляет $j_{1m}=1,28$ кА/мм². Амплитуда плотности тока в обмотке якоря при этом минимальна и составляет $j_{2m}=0,26$ кА/мм². При отсутствии смещения ($z_0=0$ мм) плотность тока в обмотке якоря максимальна и составляет $j_{2m}=1,9$ кА/мм².

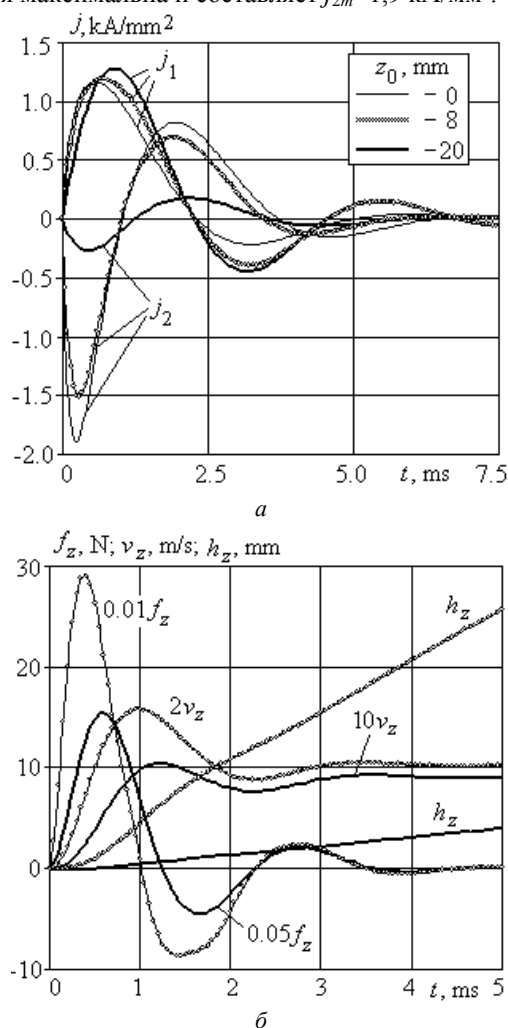


Рис. 3. Электрические (а) и механические (б) характеристики ЭИУ при $C_0=2500$ мкФ, $U_0=707$ В

Электродинамическая сила f_z между обмотками также имеет начальную ускоряющую и последующую тормозящую составляющие (рис. 3,б). При промежуточном начальном смещении обмоток ($z_0=6$ мм) амплитуда ускоряющей составляющей силы увеличивается до величины 2,9 кН. Скорость обмотки якоря первоначально возрастает до максимально величины $v_{zm}=7,91$ м/с, а затем уменьшается к моменту окончания электромагнитного процесса в 1,54 раза. При $z_0=6$ мм превышение температуры обмотки индуктора

составляет $\theta_1=5,9$ К, а превышение температуры обмотки якоря – $\theta_2=5,0$ К.

Таким образом, несмотря на более короткое силовое воздействие, использование ЕНЭ с пониженной емкостью C_0 и повышенным напряжением U_0 обеспечивает более высокие скоростные показатели ЭИУ цилиндрической конфигурации. Однако это реализуется при различном начальном смещении обмоток z_0 .

Оценить влияние начального смещения обмотки якоря z_0 на показатели ускорителя, возбуждаемого от ЕНЭ, позволяет рис. 4. Независимо от варианта ЕНЭ основные зависимости ЭИУ имеют следующий характер. При использовании варианта ЕНЭ I и увеличении z_0 от 0 до 20 мм амплитуда плотности тока в обмотке индуктора возрастает незначительно (на 11,2 %), а в обмотке якоря уменьшается значительно (в 6,98 раз). Вследствие этого превышение температуры обмотки индуктора возрастает на 19,1 %, а превышение температуры обмотки якоря уменьшается в 32,1 раза. Однако амплитуда электродинамической силы f_{zm} и скорость на выходе ускорителя v_{zf} имеют выраженные максимумы в зависимости от начального смещения обмоток z_0 . Наибольшая амплитуда силы $f_{zm}=1,72$ кН имеет место при $z_0 \approx 6$ мм, а наибольшая скорость $v_{zf}=2,66$ м/с – при $z_0 \approx 8$ мм.

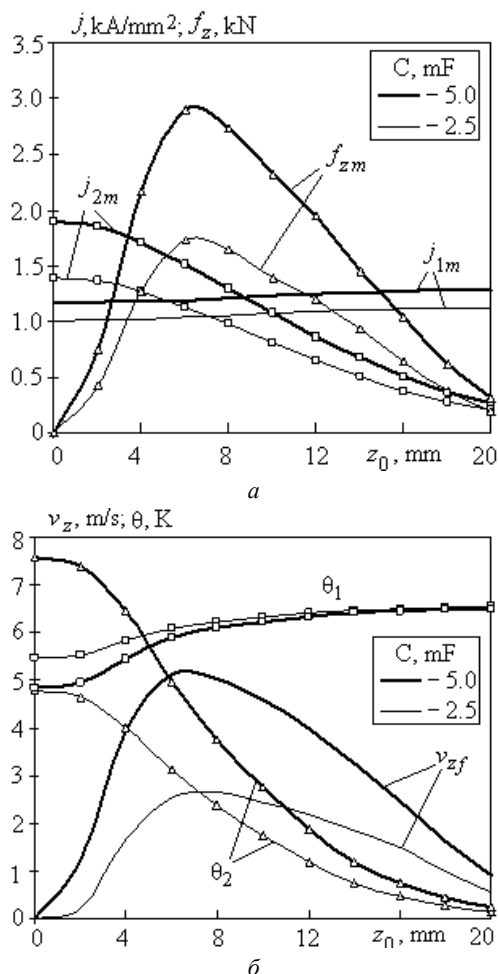


Рис. 4. Зависимость показателей ЭИУ от начального смещения обмоток при возбуждении от ЕНЭ

При возбуждении ЭИУ от варианта ЕНЭ II амплитуды плотностей токов в обмотках увеличиваются,

как и превышения их температур. Однако наибольшая скорость $v_z=5,11$ м/с имеет место при $z_0 \approx 6,5$ мм.

Характеристики ЭИУ при возбуждении от источника переменного напряжения. Рассмотрим возбуждение ЭИУ цилиндрической конфигурации при возбуждении от источника переменного напряжения. Если ИПН имеет частоту $\nu=50$ Гц, то между токами в обмотках при начальном смещении $z_0=6$ мм возникает значительный фазовый сдвиг, приводящий к возникновению чередующихся ускоряющих и тормозящих составляющих электродинамических сил (рис. 5).

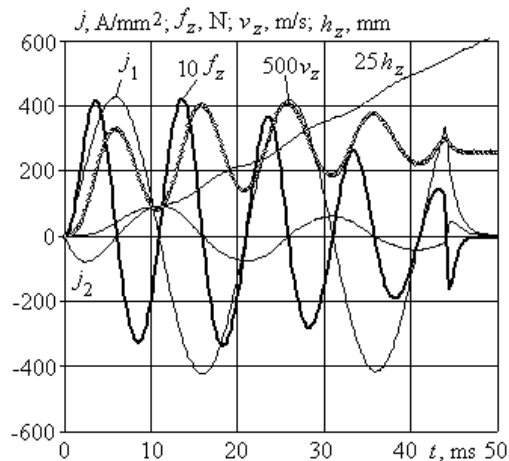


Рис. 5. Электромеханические характеристики ЭИУ при возбуждении от ИПН с частотой 50 Гц при $z_0=6$ мм

Поскольку ускоряющие составляющие силы преобладают над тормозящими составляющими, то обмотка якоря перемещается относительно обмотки индуктора на расстояние h_z со скоростью $v_z=0,51$ м/с. При такой частоте ИПН амплитуда тока в обмотке якоря примерно в 4 раза меньше, чем в обмотке индуктора. Причем плотность тока в обмотке якоря по мере ее перемещения относительно обмотки индуктора уменьшается.

Поскольку с увеличением частоты ИПН фазовый сдвиг между токами обмоток уменьшается, то соответственно уменьшается и тормозящая составляющая электродинамической силы. На рис. 6 представлены электромеханические характеристики ускорителя при возбуждении от ИПН с частотой 250 Гц при $z_0=8$ мм. При таком возбуждении по сравнению с возбуждением с частотой 50 Гц ток в обмотке индуктора уменьшается, а в обмотке якоря увеличивается. В начальный период возбуждения плотности токов в обмотках соизмеримы. Однако из-за уменьшения магнитной связи между обмотками плотность тока в обмотке индуктора выходит на установившееся значение, а в обмотке якоря практически полностью затухает к окончанию периода возбуждения.

Но из-за большего перемещения обмотки якоря относительно обмотки индуктора за одно и то же время магнитная связь уменьшается быстрее, что приводит к более сильному затуханию электродинамической силы. Эта сила затухает практически через 30 мс. Ее ускоряющие составляющие увеличиваются, а тормозящие уменьшаются, что приводит к большей скорости на выходе ускорителя $v_z=1,9$ м/с, чем при частоте ИПН 50 Гц.

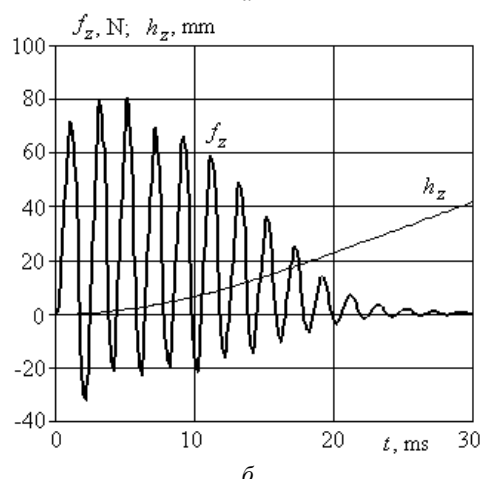
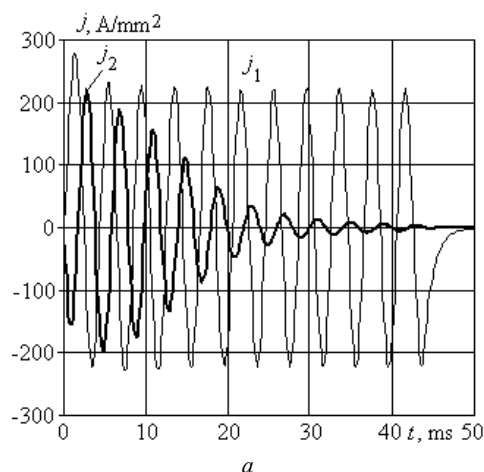


Рис. 6. Электромеханические характеристики ЭИУ при возбуждении от ИПН с частотой 250 Гц при $z_0=8$ мм

При максимальном начальном смещении между обмотками ($z_0=20$ мм) происходят следующие изменения в электромеханических процессах (рис. 7). При практически неизменной плотности тока в обмотке индуктора j_1 плотность тока в обмотке якоря j_2 на начальном этапе существенно уменьшается из-за ослабленной магнитной связи. Однако со временем ток в обмотке якоря и электродинамическая сила затухают с меньшей скоростью. Это обусловлено тем, что из-за пониженной скорости v_z якорь перемещается на меньшее расстояние относительно обмотки индуктора.

При повышении частоты ИПН до 500 Гц изменяется соотношение между амплитудами токов в обмотках на начальном этапе (рис. 8). Величина плотности тока в обмотке якоря превышает аналогичную величину в обмотке индуктора. При этом фазовый сдвиг между обмотками еще в большей степени уменьшается. Вследствие этого тормозящие составляющие электродинамической силы уменьшаются, что приводит к увеличению скорости якоря на выходе ускорителя до величины $v_z=2,2$ м/с, несмотря на уменьшение ускоряющих составляющих силы.

Оценить влияние начального смещения обмотки якоря на показатели ЭИУ цилиндрической конфигурации при возбуждении от ИПН позволяет рис. 9.

При увеличении начального смещения обмотки якоря z_0 от 0 до 20 мм максимальная скорость на выходе ускорителя сильно зависит от частоты ИПН.

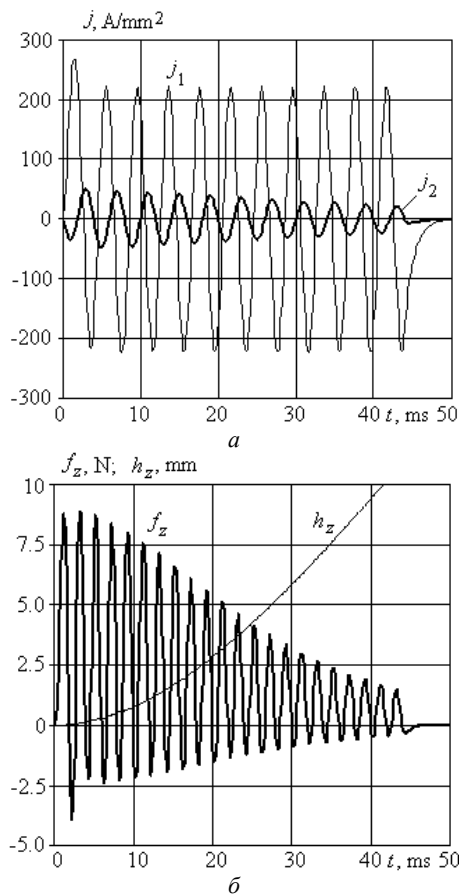


Рис. 7. Электромеханические характеристики ЭИУ при возбуждении от ИПН с частотой 250 Гц при $z_0=20$ мм

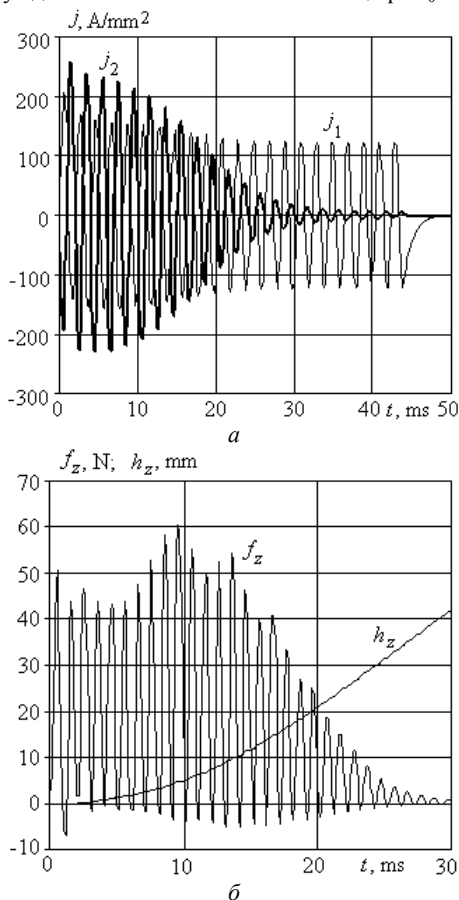


Рис. 8. Электромеханические характеристики ЭИУ при возбуждении от ИПН с частотой 500 Гц при $z_0=4$ мм

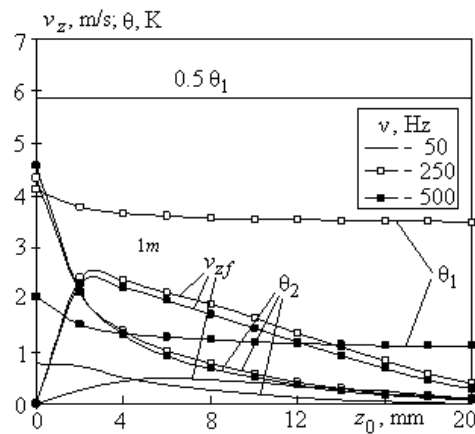


Рис. 9. Зависимость показателей ЭИУ от начального смещения обмоток при возбуждении от ИПН

При частоте 50 Гц наибольшая скорость на выходе ускорителя $v_z=0,5$ м/с реализуется при $z_0=6,2$ мм, при частоте 250 Гц $-v_z=2,4$ м/с при $z_0=3,1$ мм, а при частоте 500 Гц $-v_z=2,29$ м/с при $z_0=2,3$ мм. При увеличении частоты ИПН превышение температуры обмотки индуктора θ_1 уменьшается, а превышение температуры обмотки якоря θ_2 увеличивается.

При частоте 50 Гц величина θ_1 практически не зависит от начального смещения обмоток. Но при более высоких частотах с увеличением начального смещения величина θ_1 незначительно уменьшается. Превышение температуры обмотки якоря θ_2 уменьшается в большей степени от величины z_0 по сравнению с превышением температуры обмотки индуктора.

Таким образом, при возбуждении ЭИУ от ЕНЭ начальное смещение обмоток должно составлять примерно $z_0 \approx 0,6z_{0m}$, где z_{0m} расстояние, на котором обеспечивается наибольшая величина dM_{12}/dz между обмотками. При возбуждении ЭИУ от ИПН начальное смещение z_0 необходимо выбирать в зависимости от его частоты: при частоте 50 Гц – $z_0 \approx 0,6z_{0m}$, а при частотах 250 Гц и 500 Гц – $z_0 \approx 0,2z_{0m}$.

Выводы.

При возбуждении ЭИУ цилиндрической конфигурации наибольшая амплитуда плотности тока в обмотке индуктора возникает при максимальном начальном смещении, но амплитуда плотности тока в обмотке якоря при этом наименьшая. Наибольшая величина плотности тока в обмотке якоря возникает при отсутствии начального смещения.

При возбуждении от ЕНЭ электродинамическая сила между обмотками имеет начальную ускоряющую и последующую тормозящую составляющие. Вследствие этого скорость якоря вначале возрастает до максимально величины, но уменьшается к концу электромагнитного процесса.

При возбуждении ЭИУ цилиндрической конфигурации от ИПН между токами в обмотках возникает фазовый сдвиг, приводящий к возникновению чередующихся ускоряющих и тормозящих составляющих электродинамических сил. Ускоряющие составляющие силы преобладают над тормозящими составляющими, что обеспечивает перемещение якоря.

При частоте ИПН 50 Гц амплитуда тока в обмотке якоря меньше, чем в обмотке индуктора. С увели-

чением частоты ИПН до 250 Гц фазовый сдвиг между токами обмоток уменьшается. Ток в обмотке индуктора уменьшается, а в обмотке якоря увеличивается. Ускоряющие составляющие силы увеличиваются, а тормозящие уменьшаются. При повышении частоты ИПН до 500 Гц величина плотности тока в обмотке якоря превышает аналогичную величину в обмотке индуктора. При этом фазовый сдвиг между обмотками еще в большей степени уменьшается.

При частоте ИПН 50 Гц наибольшая скорость $v_{zf}=0,5$ м/с реализуется при начальном смещении обмоток $z_0=6,2$ мм, при частоте 250 Гц наибольшая скорость $v_{zf}=2,4$ м/с реализуется при $z_0=3,1$ мм, а при частоте 500 Гц наибольшая скорость $v_{zf}=2,29$ м/с реализуется при $z_0=2,3$ мм.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Guangcheng F., Wang Y., Xu Q., Xinyi N., Yan Z. Design and analysis of a novel three-coil reconnection electromagnetic launcher. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2019, vol. 47, no. 1, pp. 814-820. doi: <https://doi.org/10.1109/tps.2018.2874287>.
2. 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>.
3. Косцов Э.Г. Микроэлектромеханический ускоритель твердотельных объектов. *Автоматика*, 2012, т. 48, № 4, С. 93-103. Режим доступа: <https://sibran.ru/upload/iblock/351/351e97d4b2077fe372df589eaba527ee.pdf> (Дата звернення: 15.05.2021).
4. Reck B. First design study of an electrical catapult for unmanned air vehicles in the several hundred kilogram range. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2003, vol. 39, no. 1, pp. 310-313. doi: <https://doi.org/10.1109/tmag.2002.805921>.
5. Чемерис В.Т. Многоступенчатый индукционный ускоритель макротел: поиск технических решений. *Артиллерийское и стрелковое вооружение*, 2011, № 3 (40), С. 45-51.
6. Болюх В.Ф., Шукин И.С. *Линейные индукционно-динамические преобразователи*. Saarbrücken, Germany: LAP Lambert Academic Publishing, 2014. – 496 с.
7. Novakovic Z., Vasic Z., Ilic I., Medar N., Stevanovic D. Integration of tactical - medium range UAV and catapult launch system. *Scientific Technical Review*, 2016, vol. 66, no. 4, pp. 22-28. doi: <https://doi.org/10.5937/str1604022n>.
8. 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>.
9. Герасимов Ю.В., Каретников Г.К., Селиванов А.Б., Фионов А.С. Оценка относительной конечной массы наноспутника, доставляемой в околоземное пространство с помощью импульсных стартовых и корректирующих устройств. *Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Серия «Машиностроение»*, 2013, № 3 (92), С. 69-76. Режим доступа: <http://vestnikmach.ru/articles/116/116.pdf> (Дата звернення: 15.05.2021).
10. Upshaw J.L., Kajs J.P. Micrometeoroid impact simulations using a railgun electromagnetic accelerator. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1991, vol. 27, no. 1, pp. 607-610. doi: <https://doi.org/10.1109/20.101103>.
11. Bissal A. *On the design of ultra-fast electro-mechanical actuators. Licentiate Thesis*. Stockholm, Sweden, 2013. 76 p. Режим доступа: <https://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:617236/FULLTEXT01.pdf> (Дата звернення: 15.05.2021).
12. Торлин В.Н. Ветрогон А.А., Огрызков С.В. Поведение электронных блоков и устройств под действием ударных нагрузок при ДТП. *Автомобильный транспорт*, 2009, № 25, С. 178-180. Режим доступа: <https://dSPACE.khadi.kharkov.ua/dSPACE/bitstream/123456789/8071/39.pdf> (Дата звернення: 15.05.2021).
13. 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>.
14. Li S., Gui Y., Yu C., Liu P., Zhang P., Li J. Study on the effect and the direction accuracy of active electromagnetic protection system. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2009, vol. 45, no. 1, pp. 351-353. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2008.2008850>.
15. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V., Schukin I.S. Efficiency of linear pulse electromechanical converters designed to create impact loads and high speeds. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 3, pp. 31-40. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.3.05>.
16. 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 Electrodynamic*, 2021, no. 3, pp. 28-36. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.028>.
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., Kashansky Yu.V., Schukin I.S. Features of excitation of a linear electromechanical converter of induction type from an AC source. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 1, pp. 3-9. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2021.1.01>.
19. Bolyukh V.F., Shchukin I.S. The thermal state of an electromechanical induction converter with impact action in the cyclic operation mode, *Russian Electrical Engineering*, 2012, vol. 83, no. 10, pp. 571-576. doi: <https://doi.org/10.3103/S1068371212100045>.

REFERENCES

8. 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>.
9. Gerasimov Yu.V., Karetnikov G.K., Selivanov A.B., Fionov A.S. Evaluation of relative final mass of a nanosatellite delivered to the near-earth space using a pulsed launcher and a pulsed correcting thruster. *Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Series Mechanical Engineering*, 2013, no. 3 (92), pp. 69-76. (Rus). Available at: <http://vestnikmach.ru/articles/116/eng/116.pdf> (accessed 15 May 2021).
10. Upshaw J.L., Kajs J.P. Micrometeoroid impact simulations using a railgun electromagnetic accelerator. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1991, vol. 27, no. 1, pp. 607-610. doi: <https://doi.org/10.1109/20.101103>.
11. Bissal A. *On the design of ultra-fast electro-mechanical actuators. Licentiate Thesis*. Stockholm, Sweden, 2013. 76 p. Available at: <https://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:617236/FULLTEXT01.pdf> (accessed 15 May 2021).
12. Torlin V.N., Vetrogon A.A., Ogryzkov S.V. Behavior of electronic units and devices under the influence of shock loads in an accident, *Automobile transport*, 2009, vol. 25, pp. 178-180. (Rus). Available at: <https://dSPACE.khadi.kharkov.ua/dSPACE/bitstream/123456789/80/7/1/39.pdf> (accessed 15 May 2021).
13. 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>.
14. Li S., Gui Y., Yu C., Liu P., Zhang P., Li J. Study on the effect and the direction accuracy of active electromagnetic protection system. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2009, vol. 45, no. 1, pp. 351-353. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2008.2008850>.
15. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V., Schukin I.S. Efficiency of linear pulse electromechanical converters designed to create impact loads and high speeds. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 3, pp. 31-40. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.3.05>.
16. 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/techmed2021.03.028>.
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., Kashansky Yu.V., Schukin I.S. Features of excitation of a linear electromechanical converter of induction type from an AC source. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 1, pp. 3-9. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2021.1.01>.
19. Bolyukh V.F., Shchukin I.S. The thermal state of an electromechanical induction converter with impact action in the cyclic operation mode, *Russian Electrical Engineering*, 2012, vol. 83, no. 10, pp. 571-576. doi: <https://doi.org/10.3103/S1068371212100045>.

Надійшла (Received) 10.07.2021
 Прийнята (Accepted) 25.09.2020
 Опублікована (Published) 26.10.2021

Болух Владимир Федорович¹, д.т.н., проф.,
 Шукин Игорь Сергеевич², к.т.н., доц.,
 Lasocki Jakub³, PhD, Associate Professor,

¹ Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», 61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2, e-mail: vfbolyukh@gmail.com (Corresponding author)

² ООО Фирма «ТЭТРА, Ltd», 61024, Харьков, ул. Гуданова, 18, e-mail: tech@tetra.kharkiv.com.ua
³ Warsaw University of Technology, Narbutta 84, 02-524, Warsaw, Poland, e-mail: jakub.lasocki@pw.edu.pl

V.F. Bolyukh¹, I.S. Schukin², J. Lasocki³

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

² Firm Tetra, LTD, 18, Gudanova Str., Kharkiv, 61024, Ukraine.

³ Warsaw University of Technology, Narbutta 84, 02-524, Warsaw, Poland,

Influence of the initial winding displacement on the indicators of the electromechanical induction accelerator of cylindrical configuration.

Purpose. The purpose of the article is to determine the influence of the initial displacement of the windings on the indicators of an electromechanical induction accelerator of a cylindrical configuration with pulsed excitation from a capacitive energy storage and with short-term excitation from an alternating voltage source. **Methodology.** To take into account the interrelated electrical, magnetic, mechanical and thermal processes, as well as a number of nonlinear dependencies, we use the lumped parameters of the windings, and the solutions of the equations describing these processes are presented in a recurrent form. The mathematical model of the accelerator takes into account the variable magnetic coupling between the windings during the excitation of the inductor winding. When calculating the parameters and characteristics of the accelerator, a cyclic algorithm is used. **Results.** At a frequency of an alternating voltage source of 50 Hz, the current amplitude in the armature winding is less than in the inductor winding. With an increase in the source frequency to 250 Hz, the phase shift between the winding currents decreases. The current in the inductor winding decreases, and in the armature winding it increases. The accelerating components of the force increase, and the braking ones decrease. With an increase in the source frequency to 500 Hz, the current density in the armature winding exceeds that in the inductor winding. In this case, the phase shift between the windings is further reduced. **Originality.** When a cylindrical accelerator is excited, the largest amplitude of the current density in the inductor winding occurs at the maximum initial displacement of the windings, but the amplitude of the current density in the armature winding is the smallest. The largest value of the current density in the armature winding occurs in the absence of an initial displacement. When excited from a capacitive energy storage, the electrodynamic force between the windings has an initial accelerating and subsequent braking components. As a result, the speed of the armature initially increases to a maximum value, but decreases towards the end of the electromagnetic process. When a cylindrical accelerator is excited from an alternating voltage source, a phase shift occurs between the currents in the windings, which leads to the appearance of alternating accelerating and decelerating components of electrodynamic forces. The accelerating components of the force prevail over the braking components, which ensures the movement of the armature. **Practical value.** At a frequency of an alternating voltage source of 50 Hz, the highest speed at the output of the accelerator $v_f=0.5$ m/s is realized at an initial displacement of the windings $z_0=6.2$ mm, at a frequency of 250 Hz, the highest speed $v_f=2.4$ m/s is realized at $z_0=3.1$ mm, and at a frequency of 500 Hz the highest speed $v_f=2.29$ m/s is realized at $z_0=2.3$ mm. References 19, figures 9.

Key words: electromechanical induction accelerator, cylindrical configuration, initial winding displacement, capacitive energy storage, alternating voltage source, armature speed.

П.Д. Андриенко, О.В. Немыкина, А.А. Андриенко, Р.Э. Мохнач

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ТОКОПРОВОДОВ В СИСТЕМАХ ПИТАНИЯ КРАНОВ С ИНДУКЦИОННОЙ ПОДПИТКОЙ С УЧЁТОМ ВЛИЯНИЯ ВЫСШИХ ГАРМОНИК ТОКА

У статті викладена методика розрахунку розподілу струму по струмопроводам, втрат напруги і потужності з урахуванням вищих гармонік струму в системах живлення кранів з індукційним підживленням. Отримані необхідні аналітичні залежності, що пов'язують параметри струмопроводів з відносними значеннями частоти вищих гармонійних і визначають їх вплив на струморозподіл, втрати напруги та потужності. Показано, що зі збільшенням перетину шин підживлення відбувається зниження втрат напруги і додаткових втрат, в тому числі і від струмів вищих гармонік, за рахунок перерозподілу цих струмів і втрат від них в шину подачі, що має практично незалежний від частоти активний опір. Показано, що основна частина додаткових втрат визначається амплітудами гармонік з порядком $n \leq 7$. Методика може бути застосована для систем живлення залізничного транспорту і розподільних систем, виконаних з застосуванням сталемідних і сталюалюмінієвих струмопроводів. Бібл. 13, табл. 4, рис. 6.

Ключові слова: система індукційного живлення, тролля, шина живлення, розподіл струму, втрати потужності та напруги.

В статье изложена методика расчёта токораспределения по токопроводам, потерь напряжения и мощности с учётом высших гармоник тока в системах питания кранов с индукционной подпиткой. Получены необходимые аналитические зависимости, связывающие параметры токопроводов с относительными значениями частоты высших гармонических и определяющие их влияние на токораспределение, потери напряжения и мощности. Показано, что с увеличением сечения шин подпитки происходит снижение потерь напряжения, потерь мощности, в том числе и от токов высших гармоник, за счёт перераспределения этих токов и потерь от них в шину подпитки, обладающей практически независимым от частоты активным сопротивлением. Показано, что основная часть добавочных потерь определяется амплитудами гармоник с порядком $n \leq 7$. Методика применима для систем питания железнодорожного транспорта и распределительных систем, выполненных с применением сталемедных и сталюалюминиевых токопроводов. Библ. 13, табл. 4, рис. 6.

Ключевые слова: система индукционной подпитки, тролля, шина подпитки, токораспределение, потери мощности и напряжения.

Введение. Энергосбережение в электрических сетях является приоритетным направлением, как во всем мире, так и в Украине. Широкое внедрение полупроводниковых преобразователей приводит к увеличению высших гармоник тока и искажению напряжения, что увеличивает потери напряжения и мощности в электрических сетях и приводит к ухудшению показателей качества электроэнергии [1-3], а также оказывает существенное влияние на работу подключенных к этим сетям преобразователей [4]. Определение состава и амплитуды высших гармоник тока осуществляется расчетными, экспериментальными и методами моделирования [5-9]. Для определения влияния высших гармоник тока на питающую сеть необходимо знать параметры схемы замещения. Для низковольтных цеховых сетей значения активных и индуктивных сопротивлений определяются в основном аналитическим методом. Для сложных проводных систем токопроводов, содержащих ферромагнитные элементы и защитные экраны аналитический расчёт затруднителен. Для этих случаев используются методы моделирования [5, 10].

Для наиболее распространённых и типовых схем используется, как правило, аналитические методы расчёта потерь напряжения и мощности [2, 11]. К таким схемам можно отнести крановые установки, где используются частотно-регулируемые приводы (ЧРП) при модернизации старых или проектировании новых. Использование ЧРП с полупроводниковыми преобразователями в системах питания кранов приводит к значительному содержанию токов высших гармонических в питающей сети, которые учитываются коэффициентом нелинейных искажений (THD_i) в соответствии с требованиями международных стан-

дартов IEEE 519-1992, IEC 61000-3-12:2012 и IEC 61000-3-12:2004. Токи высших гармонических приводят к добавочным потерям напряжения и мощности в цеховых сетях [6]. Указанное обстоятельство привлекает всё большее внимание к исследованию режимов работы нелинейных нагрузок с учётом высших гармоник тока [4-9, 12, 13].

Реализация требований ограничения генерации высших гармоник в сеть потребовало проведения исследований и разработок схемных решений преобразователей, пассивных активных фильтров [1, 3]. С экономической точки зрения компенсация мощности искажений осуществляется в узлах нагрузки: распределительных устройств 6, 10 кВ или 0,4 кВ. Однако в цеховых сетях, питающих электроприёмники с преобразователями влияние высших гармоник оказывается существенным [5] и требует своего решения.

В [6, 7] авторами был предложен метод исследования влияния высших гармоник тока в системах питания крановых установок, использующих для токопровода стальные троллеи и алюминиевые шинопроводы. Показано, что наличие высших гармоник тока приводит к увеличению потери напряжения в 3,2-4 раза и потери мощности в 1,26-1,43 раза по сравнению с синусоидальным током для стальных троллей.

В системе питания кранов большой грузоподъёмности и относительно длинными рабочими пролётами для обеспечения рабочего напряжения в допустимых пределах используется подпитка основной троллеи. Наибольшее распространение получила индукционная система подпитки, как наименее затратная. При индукционной подпитке параллельно троллеи прокладывается, как правило, алюминиевая шина [11].

© П.Д. Андриенко, О.В. Немыкина, А.А. Андриенко, Р.Э. Мохнач

Наличие высших гармоник тока в системах питания кранов приводит к изменению полных сопротивлений отдельных токопроводов и, соответственно, токораспределения в них.

Цель статьи – исследовать влияние высших гармоник токов на токораспределение, потери напряжения и мощности в токопроводах системы индукционной подпитки кранов, и предложить рекомендации по снижению потерь от высших гармонических.

Основной материал исследований.

Исходные данные. Согласно общепринятой методике, ток основной гармоники троллей I_t определяется из условия допустимой потери напряжения на рабочем участке работы крана, согласно соотношения [6, 11]:

$$\begin{cases} I_t = \frac{\Delta U_{\max}}{l_t \cdot \Delta U_{t1}} = \frac{\Delta U_{\max}}{\sqrt{3} \cdot l_t \cdot R_t \cdot (\cos \varphi_1 + \operatorname{tg} \varphi_{t1} \cdot \sin \varphi_1)}; \\ I_s = I_{\max} - I_t, \end{cases} \quad (1)$$

где ΔU_{\max} , ΔU_{t1} – допустимая потеря напряжения и потеря напряжения на 1 м длины участка троллей, соответственно, при заданном токе троллей; l_t – рабочая длина троллей; I_{\max} , I_s – максимальный ток системы и шины подпитки, соответственно; $\operatorname{tg} \varphi_{t1} = X_{t1}/R_{t1}$; где X_{t1} , R_{t1} – индуктивное и активное сопротивление троллей для основной гармоники частотой 50 Гц; φ_1 – угол сдвига основной гармоники.

Для обеспечения допустимой потери напряжения $\Delta U_{\max} \leq 5\%$ на рабочем участке работы крана параллельно троллеи прокладывается алюминиевая шина. Токораспределение по токопроводам в системе подпитки определяется отношением полных сопротивлений на основной гармонике [11].

Соотношение токов в токопроводах, используя метод суперпозиции для составляющих с гармоникой n

$$\gamma_n = \frac{Z_{sn}}{Z_{tn}} = \frac{R_{sn}}{R_{tn}} \cdot \sqrt{\frac{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_{sn}}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_{tn}}}, \quad (2)$$

где $Z_{s(t)n} = \sqrt{R_{s(t)n}^2 + X_{s(t)n}^2}$ – полное сопротивление соответствующего токопровода (s – шины, t – троллей) для n гармоники; $X_{tn} = X'_{tn} + X''_{tn} + X'''_{tn}$; $X_{sn} = X'_{sn} + X'''_{sn}$ – индуктивное сопротивление: X' – внутреннее; X'' – внешнее; X''' – сопротивление взаимоиндуктивности троллей и шины подпитки.

Параметры токопроводов наиболее распространённых систем индукционной подпитки приведены в табл. 1, для расстояния между троллеями 250 мм, выполненными уголком 50×50×5 мм.

Индуктивное сопротивление токопроводов указано с учётом взаимоиндуктивности троллей и шины подпитки [11].

Таблица 1

Параметры токопроводов систем подпитки

Размер, мм	Параметры						
	R_{t1} , Ом/км	X_{t1} , Ом/км	Z_{t1} , Ом/км	$X'_{t1} + X''_{t1}$, Ом/км	X'''_{t1} , Ом/км	$\operatorname{tg} \varphi_{t1}$	γ_1 , о.е.
Стальной уголок 50×50×5 мм	1,65	1,263	2,08	0,339	0,924	0,765	
Алюминиевая шина	R_{s1} , Ом/км	X_{s1} , Ом/км	Z_{s1} , Ом/км	—	—	$\operatorname{tg} \varphi_{s1}$	
20×3	0,513	0,277	0,583	—	—	0,54	0,28
30×3	0,342	0,253	0,425	—	—	0,74	0,204
40×3	0,256	0,237	0,348	—	—	0,926	0,161
50×3	0,205	0,225	0,32	—	—	0,11	0,147
60×4	0,128	0,213	0,248	—	—	1,664	0,119
80×5	0,077	0,195	0,21	—	—	2,53	0,101

Наиболее распространёнными источниками высших гармоник являются неуправляемые (для частотно-регулируемых приводов) и управляемые (для приводов постоянного тока) выпрямители. Относительные значения гармоник n -порядка входного тока мостового выпрямителя определяются из соотношения:

$$I_n^* = K_n \cdot \frac{I_n}{I_1} = K_n \cdot \frac{1}{n} = K_n \cdot \frac{1}{f_n^*}, \quad (3)$$

где K_n – коэффициент, учитывающий отношение амплитуды пульсации в реальном выпрямителе к идеальному [6] (при индуктивности L_d в звене выпрямления $L_d = \infty$ $K_n = 1$); I_n , I_1 – значение тока гармоники n -порядка и основной гармоники в токопроводах соответственно; $f_n^* = f_n / 50$ – относительная частота гармоники n -порядка.

В [6] было показано, что сопротивление алюминиевых шин связано такими соотношениями для n гармонической составляющей относительно основной:

$$\begin{cases} R_{sn} = R_{s1}; & X_{sn} = X_{s1} f_n^*; \\ \operatorname{tg} \varphi_{sn} = \frac{X_{sn}}{R_{sn}} = \operatorname{tg} \varphi_{s1} f_n^*. \end{cases} \quad (4)$$

Сопротивление стальных уголков связано соотношениями для n гармонической составляющей относительно основной:

$$\begin{cases} R_{tn} = R_{t1} \sqrt{f_n^*}; & X_{tn} = (X'_{t1} + X''_{t1} + X'''_{t1}) f_n^*; \\ \operatorname{tg} \varphi_{tn} = \frac{X_{tn}}{R_{tn}} = \frac{(X'_{t1} + 0,56 R_{t1} \sqrt{f_n^*} + X'''_{t1}) \sqrt{f_n^*}}{R_{t1}}. \end{cases} \quad (5)$$

Максимальный ток с учётом высших гармоник определяется соотношением [2, 6]

$$I_{\max}^* = \sqrt{\sum_{k=0}^{n=6k \pm 1} K_n^2 I_n^{*2}} = \sqrt{\sum_{k=0}^{n=6k \pm 1} K_n^2 \frac{1}{f_n^{*2}}}, \quad (6)$$

где k – ряд целых чисел 1, 2, 3 и т.д. При этом полагаем, что основная гармоника равна основной гармонике синусоидального тока троллей без подпитки.

Результаты исследований.

1. Распределение токов в токопроводах подпитки. Преобразуя выражение (2) с учетом рассмотренных соотношений (3) имеем:

$$\gamma_n = \frac{R_{s1}}{R_{t1}\sqrt{f_n^*}} \sqrt{\frac{1 + (\operatorname{tg}\varphi_{s1}f_n^*)^2}{1 + \frac{(X'_{t1} + 0,56R_{t1}\sqrt{f_n^*} + X''_{t1})^2 f_n^*}{R_{t1}^2}}}. \quad (7)$$

Анализ соотношения (7) с учетом значений параметров расчета токопроводов сведенных в табл. 1 показал, что при $f_n^* \geq 7$ соотношение (7) с достаточной точностью может быть приведено к виду:

$$\gamma_n = \frac{X_{s1}}{0,56R_{t1}\sqrt{f_n^*}}. \quad (8)$$

Таким образом, распределение токов по токопроводам практически прямо пропорционально индуктивному сопротивлению шин подпитки на основной гармонике и обратно пропорционально корню квадратному от частоты f_n^* , т.е. с увеличением частоты γ_n монотонно убывает, что свидетельствует об увеличении высокочастотных составляющих в шине подпитки (рис. 1).

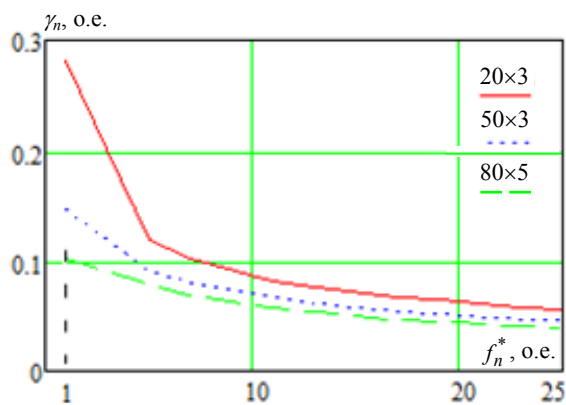


Рис. 1. Зависимости $\gamma_n = f(f_n^*)$ для стального уголка $50 \times 50 \times 5$ мм, с шиной подпитки 20×3 , 50×3 , 80×5 мм

Не трудно показать, используя второе уравнение в выражении (1) и соотношение (2), относительное значение тока шины I_{sn}^* и троллей I_{tn}^* для n гармонической составляющей имеет вид:

$$\begin{cases} I_{sn}^* = \frac{I_{sn}}{I_{\max}} = \frac{1}{1 + \gamma_n} \cdot \frac{1}{f_n^*}; \\ I_{tn}^* = \frac{I_{tn}}{I_{\max}} = \frac{\gamma_n}{1 + \gamma_n} \cdot \frac{1}{f_n^*}. \end{cases} \quad (9)$$

$$\Delta U_t^* = \frac{\sqrt{\Delta U_{t1}^2 + \Delta U_{t5}^2 + \dots + \Delta U_{t13}^2}}{\Delta U_{t1}} = \sqrt{\sum_{k=0}^{n=6k\pm 1} \Delta U_{tn}^{*2}} = \sqrt{1 + \sum_{k=1}^{n=6k\pm 1} K_n^* \frac{1}{f_n^*} \left(\frac{\gamma_n}{1 + \gamma_n} \right)^2 \left(\frac{1 + \gamma_1}{\gamma_1} \right)^2 \frac{(\cos\varphi_1 + \operatorname{tg}\varphi_{t1}f_n^* \sin\varphi_1)^2}{(\cos\varphi_1 + \operatorname{tg}\varphi_{t1} \sin\varphi_1)^2}}, \quad (10)$$

где $\Delta U_{t1} = \frac{\sqrt{3}I_{t1}R_{t1}l_t(\cos\varphi_1 + \operatorname{tg}\varphi_{t1} \sin\varphi_1)}{U_{\text{ном}}} \cdot 100\%$;

$$I_{t1} = I_{\max} \left(\frac{\gamma_1}{1 + \gamma_1} \right); \quad \operatorname{tg}\varphi_{t1} = X'_{t1} + 0,56R_{t1} + X''_{t1};$$

$U_{\text{ном}}$ – номинальное напряжение троллей.

На рис. 2 представлены относительные значения токов в системе индукционной подпитки: уголок $50 \times 50 \times 5$ мм с шиной подпитки 80×5 мм для n гармонической составляющей.

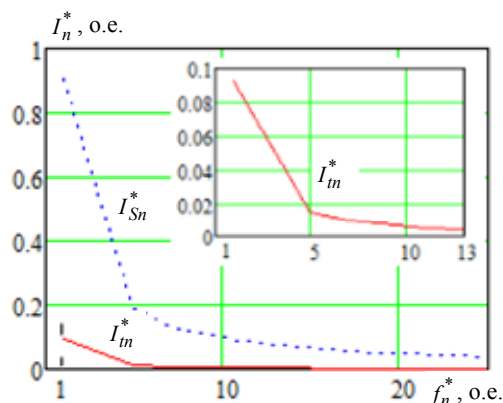


Рис. 2. Зависимости $I_n^* = f(f_n^*)$ для стального уголка $50 \times 50 \times 5$ мм с шиной подпитки 80×5 мм

В табл. 2 приведены относительные значения токов в троллеи выполненной уголком $50 \times 50 \times 5$ мм с шиной подпитки.

Таблица 2

Размер шины, мм	Относительные значения токов					
	Параметр					
	I_{s1}^* , о.е.	$I_{s\Sigma}^*$, о.е.	$I_{sn\Sigma}^*$, $n \geq 5$, о.е.	I_{t1}^* , о.е.	$I_{t\Sigma}^*$, о.е.	$I_{tn\Sigma}^*$, $n \geq 5$, о.е.
20×3	0,781	0,819	0,024	0,219	0,221	0,026
50×3	0,872	0,908	0,252	0,128	0,13	0,021
80×5	0,908	0,943	0,255	0,092	0,094	0,018

Анализ табл. 2 показывает, что с увеличением сечения шины подпитки ток троллей $I_{t\Sigma}^*$ существенно уменьшается, в том числе уменьшается высокочастотная составляющая $I_{tn\Sigma}^*$.

2. Потери напряжения.

Так как троллеи выбираются по допустимой потере напряжения при заданном токе (1), то проверку влияния высших гармонических проводим для троллей.

При наличии высших гармоник относительное увеличение потери напряжения в троллеи относительно потери напряжения на основной гармонике ΔU_{t1} определяется с учетом выражений (1), (9):

Для случая идеального неуправляемого выпрямителя $K_n = 1$, $\cos\varphi_1 \approx 1$, что соответствует выпрямителю с LC-фильтром (коэффициент искажения $v = 0,955$, что соответствует $THD_I = 31,05\%$), потеря напряжения:

$$\Delta U_t^* = \sqrt{1 + \sum_{k=1}^{n=6k\pm 1} \frac{1}{f_n^*} \left(\frac{\gamma_n}{1+\gamma_n} \right)^2 \left(\frac{1+\gamma_1}{\gamma_1} \right)^2}. \quad (11)$$

Зависимость относительных значений потери напряжения в троллеи с шиной подпитки в функции частоты f_n^* приведены на рис. 3.

Относительные значения ΔU_{15}^* и ΔU_{17}^* составляют около 22 % и 16 % от потери напряжения на основной гармонике, а относительные значения ΔU_{11}^* и ΔU_{125}^* составляют 10 % и 5 % соответственно.

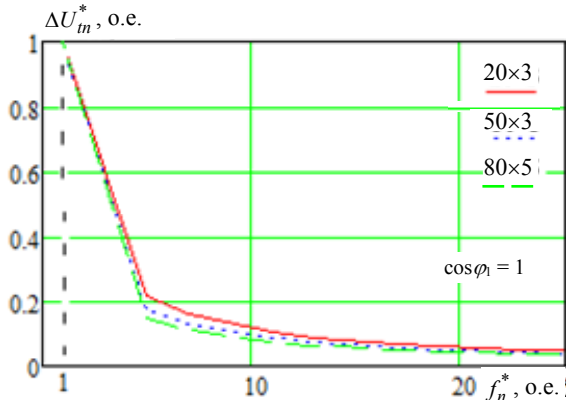


Рис. 3. Зависимости $\Delta U_m^* = f(f_n^*)$ в троллеи с шиной подпитки 20×3, 50×3, 80×5 мм; $\cos\varphi_1 = 1$

Зависимость относительных значений потери напряжения в троллеи с шиной подпитки от частоты f_n^* приведены на рис. 4 при $\cos\varphi_1 = 0,5$.

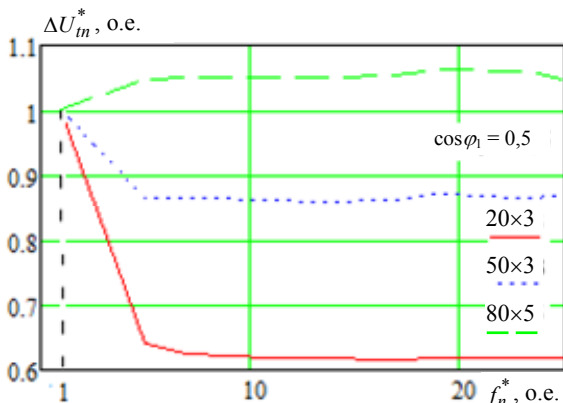


Рис. 4. Зависимости $\Delta U_m^* = f(f_n^*)$ в троллеи с шиной подпитки 20×3, 50×3, 80×5 мм; $\cos\varphi_1 = 0,5$

Как следует из рис. 4 относительные значения потери напряжения ΔU_m^* для $n \geq 5$ гармонических составляющих при $\cos\varphi_1 = 0,5$ существенно возрастают, что объясняется влиянием составляющей $(\cos\varphi_1 + \text{tg}\varphi_{11} \cdot f_n^* \cdot \sin\varphi_1)$ в выражении (10). Отмечается увеличение ΔU_m^* для $n \geq 5$ с увеличением сечения шины подпитки, что вызвано перераспределением соотношения относительных значений токов основной гармоники троллеи I_{11}^* , и высокочастотных составляющих $I_{m\Sigma}^*$. Это соотношение по мере уменьшения сечения шины подпитки возрастает.

В табл. 3 приведены относительные значения потери напряжения в троллеи при $\cos\varphi_1 = \text{var}$, выполненной уголкоем 50×50×5 мм для некоторых сочетаний подпитки при $f_n^* \leq 25$.

Таблица 3

Относительное значение потери напряжения			
шина, мм	20×3	50×3	80×5
$\cos\varphi_1$			
1	1,051	1,033	1,025
0,9	1,36	1,63	2,081
0,8	1,54	1,91	2,31
0,7	1,69	2,16	2,53
0,6	1,853	2,39	2,83
0,5	2,022	2,65	3,14

Анализ табл. 3 показывает, что относительное значение потери напряжения уголка при $\cos\varphi_1 = 1$ с шиной 20×3 мм увеличивается на 5,1 %, а с шиной 80×5 мм – на 2,5 %. Относительное значение потери напряжения достигает максимального значения при $\cos\varphi_1 = 0,5$: с шиной 20×3 мм увеличивается в 2,022 раза, а с шиной 80×5 мм – в 3,14 раза. Следовательно, ΔU_{\max} в выражении (1) следует уменьшить на соответствующую величину.

Зависимости $\Delta U_t^* = f(\cos\varphi_1)$ в троллеи с шиной подпитки приведены на рис. 5.

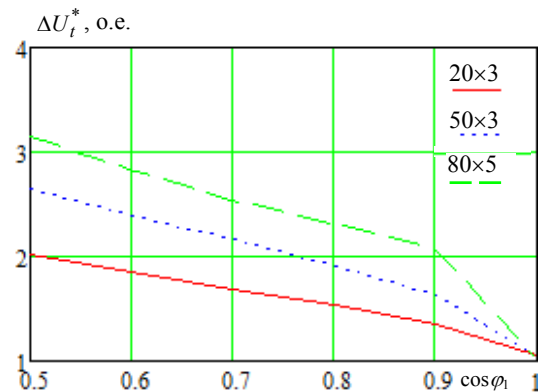


Рис. 5. Зависимости $\Delta U_t^* = f(\cos\varphi_1)$ в троллеи с шиной подпитки 20×3, 50×3, 80×5 мм

Анализ зависимости $\Delta U_t^* = f(\cos\varphi_1)$ для троллеи с шиной подпитки показывает, что с уменьшением $\cos\varphi_1$ значения относительных потерь напряжения в троллеи возрастают с увеличением сечения шины подпитки.

Отметим, что относительное значение потери напряжения в троллеи с шиной подпитки в зависимости от $\cos\varphi_1$ ниже в такой же троллеи без шины подпитки при наличии высших гармоник [6].

3. Потери мощности.

Потери мощности в системе индукционной подпитки имеют две составляющие: потери в троллеи ΔP_t и шине подпитки ΔP_s , которые равны соответственно:

$$\Delta P_t = 3 \cdot \sum_{k=0}^{n=6k\pm 1} R_{tm} I_{tm}^2 \quad \text{и} \quad \Delta P_s = 3 \cdot \sum_{k=0}^{n=6k\pm 1} R_{s1} I_{sn}^2.$$

В относительных единицах потери мощности определяются с учётом выражений (1), (5), (9):

$$\Delta P^* = \Delta P_t^* + \Delta P_s^* = \frac{\Delta P_t + \Delta P_s}{\Delta P_1} = \sum_{k=0}^{n=6k\pm 1} K_n^2 \frac{\sqrt{f_n^*}}{f_n^{*2}} \left(\frac{\gamma_n}{1+\gamma_n} \right)^2 + \frac{R_{s1}}{R_{t1}} \sum_{k=0}^{n=6k\pm 1} \left(\frac{1}{1+\gamma_n} \right)^2 \frac{K_n^2}{f_n^{*2}}, \quad (12)$$

где $\Delta P_1 = 3R_{t1}I_{t1}^2$ – потери в троллеях без подпитки.

Относительные значения потери мощности в системе индукционной подпитки приведены на рис. 6.

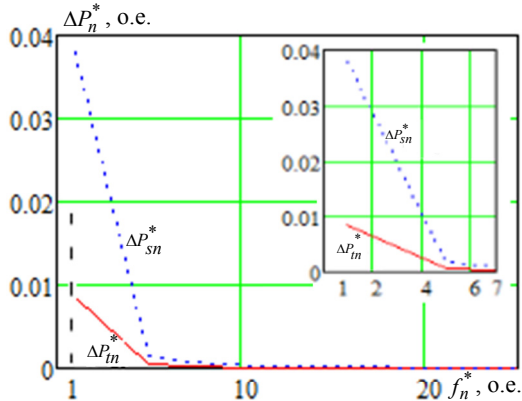


Рис. 6. Зависимости $\Delta P_n^* = f(f_n^*)$ в троллеи с шиной подпитки 80×5 мм

Относительные значения потерь мощности в троллеи с шиной подпитки для идеального неуправляемого выпрямителя $K_n = 1$ сведены в табл. 4.

Таблица 4

Относительные значения потерь мощности

Размер шины, мм	Параметр, о.е.						
	ΔP_{t1}^*	$\Delta P_{m\Sigma}^*, n \geq 5$	ΔP_t^*	ΔP_{s1}^*	$\Delta P_{sn\Sigma}^*, n \geq 5$	ΔP_s^*	ΔP^*
20×3	0,048	0,0018	0,0498	0,189	0,012	0,2	0,248
50×3	0,016	0,0007	0,0167	0,118	0,0061	0,118	0,135
80×5	0,0084	0,00044	0,00884	0,038	0,0018	0,039	0,047

Анализ табл. 4 показывает, что относительно первой гармоники тока системы потери мощности в системах индукционной подпитки ΔP^* уменьшаются в зависимости от сечения шин подпитки в 4; 7,4 и 21,3 раза соответственно. При этом относительные добавочные потери мощности ($\Delta P_{m\Sigma}^* + \Delta P_{sn\Sigma}^*$) составляют 5,5÷4,6 % от полных потерь.

Анализ потерь от высокочастотных составляющих показывает, что основную долю добавочных потерь составляют потери от гармоник $n \leq 7$. Учёт коэффициента K_n^2 , согласно данным [6], приводит к увеличению добавочных потерь примерно в 1,5 раза. Поэтому расчёт потери следует производить с учётом реальных значений высших гармоник, полученных опытным путём [8] либо моделированием [6].

Отметим, что для снижения потерь напряжения и мощности в системах с крановыми установками, которые работают в тяжёлых режимах с большим числом включений, используются относительно дорогие системы безындукционной подпитки, у которых шина подпитки выполнена алюминиевыми проводами, проложенными в трубах [11]. Анализ данных систем подпитки показывает, что при сечении проводов 50-150 мм² и с количеством жил равным 3, индуктивные сопротивления уменьшаются в 2-3 раза. Это приводит, согласно выражению (12), к уменьшению добавочных потерь напряжения и мощности в троллеях. Указанное обстоятельство частично или полностью компенсирует первичные капитальные затраты на построение системы безындукционной подпитки, которые определяются технико-экономическим расчётом.

Предложенная методика расчёта потерь напряжения и мощности может быть использована при расчёте потерь напряжения и мощности в сталеалюминиевых и сталеалюминиевых проводах, применяемых в железнодорожном транспорте и распределительных сетях.

Особенностью систем питания переменным током на железнодорожном транспорте является существенная величина токов 3 и 5 гармоник, которые достигают соответственно 60 и 30 % от основной [13], что существенно влияет на распределение токов и величину добавочных потерь мощности и потери напряжения.

Выводы.

Результаты исследований показывают, что в системах индукционной подпитки благодаря перераспределению токов высших гармонических между шиной подпитки и троллей происходит уменьшение потери напряжения, основных и добавочных потерь мощности.

При определении допустимой потери напряжения следует использовать коэффициент снижения значения допустимой потери напряжения 1,051÷1,025, и 2,022÷3,14 в зависимости от изменения коэффициента мощности в пределах $\cos \varphi_1 = 1,0 \div 0,5$ и в зависимости от сечения шин подпитки, соответственно.

Использование системы индукционной подпитки позволяет снизить полные потери мощности в 4÷21,3 раза в зависимости от сечения, при этом относительные добавочные потери мощности составляют не более 5,5 % от полных потерь мощности.

Предложенная методика расчёта токораспределения, потери напряжения и потери мощности может быть использована и для расчёта режимов сталеалюминиевых и сталеалюминиевых токопроводов.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Lumbreras D., Gálvez E., Collado A., Zaragoza J. Trends in power quality, harmonic mitigation and standards for light and heavy industries: a review. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 21, p. 5792. doi: <https://doi.org/10.3390/en13215792>.
- Жежеленко И.В., Саенко Ю.Л. Показатели качества и их контроль на промышленных предприятиях. – М.: Энергоатомиздат, 2000. – 252 с.
- Kalair A., Abas N., Kalair A.R., Saleem Z., Khan N. Review of harmonic analysis, modeling and mitigation techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, vol. 78, pp. 1152-1187. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.04.121>.
- Егоров А.Н., Харитонов Я.С., Шевчук В.А., Семёнов А.С. Влияние высших гармоник на работу преобразователя частоты в условиях подземного рудника. *Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов*, 2020, Т. 331, № 6, С. 141-151. doi: <https://doi.org/10.18799/24131830/2020/6/2683>.
- Zmieva K.A. Modeling of an industrial enterprise power supply system using direct current. *Russian Electrical Engineering*, 2015, vol. 86, no. 5, pp. 239-245. doi: <https://doi.org/10.3103/s1068371215050120>.
- Andrienko P.D., Nemykina O.V., Andrienko A.A. High current harmonics influence on the choice of conductors of crane power supply systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 3, pp. 24-29. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2019.3.04>.
- Андриенко П.Д., Немыкина О.В., Андриенко А.А. Сравнительный анализ крановых электротехнических комплексов. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*.

Серія: Проблеми удосконалювання електричних машин і апаратів. Теорія і практика, 2019, № 2, С. 3-7. doi: <https://doi.org/10.20998/2079-3944.2019.2.01>.

8. Proykov M., Simeonova N. Investigation of the influence of current harmonics generated by crane systems on some parameters of the power supply systems. *2021 17th Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA)*, 2021, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/elma52514.2021.9503048>.

9. Semenov A.S., Semenova M.N., Fedorov O.V. The results of the implementation of the system for monitoring the quality of electricity in mining enterprises. *2019 1st International Conference on Control Systems, Mathematical Modelling, Automation and Energy Efficiency (SUMMA)*, 2019, pp. 644-649. doi: <https://doi.org/10.1109/summa48161.2019.8947601>.

10. Milykh V.I., Polyakova N.V. Determination of electromagnetic parameters and phase relations in turbo-generators by the automated calculation of the magnetic field in the software environment FEMM. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2016, no. 1, pp. 26-32. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2016.1.05>.

11. Бенерман В.И., Ловцкий Н.Н. Проектирование силового электрооборудования промышленных предприятий. – М.-Л.: ГЭИ, 1960. – 385 с.

12. Shevyrev Y.V., Pichuev A.V., Shevyreva N.Y. Improving energy performance in networks with semiconductor converters. *2019 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*, 2019, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/icieam.2019.8743020>.

13. Сиченко В.Г., Кузнецов В.Г., Босий Д.О., Саблін О.І. Енергетика тягових мереж : монографія. – Дніпро : ПФ «Стандарт-Сервіс», 2017. – 210 с. doi: <https://doi.org/10.15802/978-617-73-82-04-0>.

REFERENCES

1. Lumberras D., Gálvez E., Collado A., Zaragoza J. Trends in power quality, harmonic mitigation and standards for light and heavy industries: a review. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 21, p. 5792. doi: <https://doi.org/10.3390/en13215792>.

2. Zhezhelenko I.V., Saenko Yu.L. *Pokazateli kachestva i ih kontrol na promyshlennykh predpriyatiyah* [Quality indicators and their control at industrial enterprises]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 2000. 252 p. (Rus).

3. Kalair A., Abas N., Kalair A.R., Saleem Z., Khan N. Review of harmonic analysis, modeling and mitigation techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, vol. 78, pp. 1152-1187. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.04.121>.

4. Egorov A.N., Kharitonov Y.S., Shevchuk V.A., Semenov A.S. Influence of high harmonics on a frequency converter operation in underground mining. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering*, 2020, vol. 331, no. 6, pp. 141-151. (Rus). doi: <https://doi.org/10.18799/24131830/2020/6/2683>.

5. Zmieva K.A. Modeling of an industrial enterprise power supply system using direct current. *Russian Electrical Engineering*, 2015, vol. 86, no. 5, pp. 239-245. doi: <https://doi.org/10.3103/s1068371215050120>.

6. Andrienko P.D., Nemykina O.V., Andrienko A.A. High current harmonics influence on the choice of conductors of crane power supply systems. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 3, pp. 24-29. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2019.3.04>.

7. Andrienko P.D., Nemykina O.V., Andrienko A.A. Comparative analysis of crane electrotechnical complexes. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: Problems of Electrical Machines and Apparatus Perfection. The Theory and Practice*, 2019, no. 2, pp. 3-7. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2079-3944.2019.2.01>.

8. Proykov M., Simeonova N. Investigation of the influence of current harmonics generated by crane systems on some parameters of the power supply systems. *2021 17th Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA)*, 2021, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/elma52514.2021.9503048>.

9. Semenov A.S., Semenova M.N., Fedorov O.V. The results of the implementation of the system for monitoring the quality of electricity in mining enterprises. *2019 1st International Conference on Control Systems, Mathematical Modelling, Automation and Energy Efficiency (SUMMA)*, 2019, pp. 644-649. doi: <https://doi.org/10.1109/summa48161.2019.8947601>.

10. Milykh V.I., Polyakova N.V. Determination of electromagnetic parameters and phase relations in turbo-generators by the automated calculation of the magnetic field in the software environment FEMM. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2016, no. 1, pp. 26-32. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2016.1.05>.

11. Бенерман В.И., Ловцкий Н.Н. *Проектирование силового электрооборудования промышленных предприятий* [Design of power electrical equipment for industrial enterprises]. Moscow-Leningrad, GEI Publ., 1960. 385 p. (Rus).

12. Shevyrev Y.V., Pichuev A.V., Shevyreva N.Y. Improving energy performance in networks with semiconductor converters. *2019 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*, 2019, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/icieam.2019.8743020>.

13. Sychenko V.H., Kuznetsov V.H., Bosyi D.O., Sablin O.I. *Enerhetyka tiahovykh merezh* [Power engineering of traction networks]. Dnipro, Standart-Servis Publ., 2017. 210 p. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15802/978-617-73-82-04-0>.

Надійшла (Received) 11.07.2021

Прийнята (Accepted) 23.09.2020

Опублікована (Published) 26.10.2021

Андрієнко Петро Дмитрієвич¹, д.т.н., проф.,
Нємькіна Ольга Владімірівна¹, к.т.н., доц.,
Андрієнко Андрєй Андрєєвич¹, аспірант,
Мохнач Річард Едуардович¹,

¹ Національний університет «Запорізька Політехніка»,
69063, Запоріжжя, вул. Жуковського, 64.

e-mail: andrpd@ukr.net (Corresponding author),

olganemikina@ukr.net,

vamoseandrey@mail.ru,

etkmpk@gmail.com

P.D. Andrienko¹, O.V. Nemykina¹, A.A. Andrienko¹, R.E. Mokhnach¹

¹Zaporizhzhia Polytechnic National University,
64, Zhukovsky Str., Zaporizhzhia, Ukraine, 69063.

Research of operating modes of conductors in power supply systems of cranes with induction feed, taking into account the influence of higher harmonics of the current.

Purpose. Investigation of the influence of higher harmonics of current on current distribution, voltage and power losses in the supply systems of crane trolleys and development of a calculation method for practical use. **Methodology.** The analytical method and the results of the modeling method were used for research.

Results. Analytical relationships have been obtained that make it possible to determine the current distribution, voltage and power losses in the systems of induction feeding of crane trolleys, taking into account the composition and amplitude of the higher harmonics of the current. **Originality.** For the first time, analytical dependences are obtained that take into account the effect of changing the trolley parameters on the frequency in the feed systems. Numerical values have been determined for the most commonly used induction feed systems for cranes. It is shown that with an increase in the cross-section of the feed bar there is a decrease in the main, and especially additional, losses. **Practical value.** Theoretical relationships have been obtained that can be used to calculate the optimization of induction feed systems in the presence of higher harmonic currents arising in power systems during operation of crane semiconductor controlled electric drives. References 13, tables 4, figures 6.

Key words: induction feed system, trolleys, feed bus, current distribution, power and voltage losses.

Z.A. Gulshan, M.Z.H. Ali, M.S. Shah, D. Nouman, M. Anwar, M.F. Ullah

A ROBUST CONTROL DESIGN APPROACH FOR ALTITUDE CONTROL AND TRAJECTORY TRACKING OF A QUADROTOR

Introduction. Unmanned aerial vehicles as quadcopters, twin rotors, fixed-wing crafts, and helicopters are being used in many applications these days. Control approaches applied on the quadrotor after decoupling the model or separate altitude control and trajectory tracking have been reported in the literature. A robust linear H_∞ controller has been designed for both altitude control and circular trajectory tracking at the desired altitude. **Problem.** The ability of the quadrotor system to hover at a certain height and track any desired trajectory makes their use in many industrial applications in both military and civil applications. Once a controller has been designed, it may not be able to maintain the desired performance in practical scenarios, i.e. in presence of wind gusts. **Originality.** This work presents the control strategy to ensure both altitude control and trajectory tracking using a single controller. **Purpose.** However, there is a need for a single controller that ensures both altitude control and trajectory tracking. **Novelty.** This paper presents a robust H_∞ control for altitude control and trajectory tracking for a six degree of freedom of unmanned aerial vehicles quadrotor. **Methodology.** Multi input multi output robust H_∞ controller has been proposed for the quadrotor for altitude control and tracking the desired reference. For the controller validation, a simulation environment is developed in which a 3D trajectory is tracked by the proposed control methodology. **Results.** Simulation results depict that the controller is efficient enough to achieve the desired objective at minimal control efforts. **Practical value.** To verify that the proposed approach is able to ensure stability, altitude control, and trajectory tracking under practical situations, the performance of the proposed control is tested in presence of wind gusts. The ability of the controller to cater to the disturbances within fractions of seconds and maintaining both transient and steady-state performance proves the effectiveness of the controller. References 16, table 1, figures 9.

Key words: H_∞ controller, six degree of freedom quadrotor, unmanned aerial vehicle, attitude regulation, nonlinear system, robust control.

Вступ. Безпілотні літальні апарати, такі як квадрокоптери, двороторні апарати, апарати з нерухомими крилами та гелікоптери сьогодні використовуються у багатьох сферах застосування. У літературі повідомляється про підходи до керування, застосовані на квадрокоптері після від'єднання моделі або окремого контролю висоти та відстеження траєкторії. Надійний лінійний регулятор H_∞ був розроблений як для контролю висоти, так і для відстеження кругової траєкторії на потрібній висоті. **Проблема.** Здатність квадрокоптерної системи зависати на певній висоті та відстежувати будь-яку бажану траєкторію робить їх застосування можливим у багатьох сферах як у військових, так і в цивільних цілях. Розроблений контролер може не підтримувати бажані характеристики у реальних умовах, тобто за наявності поривів вітру. **Оригінальність.** У цій роботі представлена стратегія керування, яка забезпечує як контроль висоти, так і відстеження траєкторії за допомогою одного контролера. **Мета.** Однак існує потреба в єдиному контролері, який забезпечує як контроль висоти, так і відстеження траєкторії. **Новизна.** У цій статті представлено надійний регулятор H_∞ для контролю висоти та відстеження траєкторії для шести ступенів свободи безпілотних літальних апаратів. **Методологія.** Для квадрокоптера запропоновано багатовхідний багатовихідний надійний контролер H_∞ для контролю висоти та відстеження бажаного курсу. Для перевірки контролера розробляється середовище моделювання, в якому тривимірна траєкторія відстежується за запропонованою методологією керування. **Результати.** Результати моделювання показують, що контролер є досить ефективним для досягнення бажаної мети при мінімальних зусиллях контролю. **Практична цінність.** Щоб переконатися, що запропонований підхід здатний забезпечити стабільність, контроль висоти та відстеження траєкторії в реальних ситуаціях, параметри запропонованого контролю перевіряються за наявності поривів вітру. Здатність контролера усувати порушення протягом кількох секунд і підтримувати як перехідні, так і стабільні показники доводить ефективність контролера. Бібл. 16, табл. 1, рис. 9.

Ключові слова: H_∞ контролер, квадрокоптер з шістьма ступенями свободи, безпілотний літальний апарат, регулювання позиції, нелінійна система, надійне керування.

1. Introduction. Unmanned Aerial Vehicles (UAV) like fixed wing crafts, quadcopters, and helicopters have found applications in several domains [1]. Amongst these, quadcopters and helicopters are commonly used as UAVs due to their hovering ability. These systems possess nonlinear and coupled dynamics, which leads to the challenges in their autonomous control. The dynamics of helicopter can be approximated by a laboratory setup namely Twin Rotor Aerodynamic System (TRAS) [2]. Like helicopter, TRAS has two rotors main and tail rotors. Though in helicopter, main rotor is able to tilt in order to execute forward motion [3].

Control design for UAVs is a difficult task because of the coupling and nonlinearities involved in their mathematical models. In autonomous applications, trajectory tracking is one of the most basic and important tasks. Other equally important scenarios involve e.g.,

hover control. In [4], four independent proportional–integral–derivative (PID) controllers with independent inputs for control have been designed to achieve the objective of trajectory tracking. Here, real value type genetic algorithm has been used to tune the controller parameters in order to reduce total error and control efficiency. System performance index is used as a fitness function here. In [5], hover control problem is addressed by a control structure that involves feedback and feed forward control. Four impulse input shaper is used for feed forward and PID controller with acceleration feedback input is used for the tracking controller. In [6], robust PID based dead beat control scheme is proposed. As PID controller does not contain the model information, so for small dynamic systems, it performs reasonably well but for higher order system it may lead to oscillations. To

© Z.A. Gulshan, M.Z.H. Ali, M.S. Shah, D. Nouman, M. Anwar, M.F. Ullah

counter these problems, different model-based controllers have been reported in the literature. In [7] an linear-quadratic regulator (LQR) controller is designed. In [8], an integral sliding mode controller using necessary and sufficient conditions has been proposed for the uncertainty handling and trajectory tracking of the quadrotor. A nonlinear PID control strategy is discussed in [9] for the trajectory tracking of the quadrotor. The method proposed here is a novel contribution of nonlinearity in the conventional PID controller based on frequency domain design. A model free control approach is used in [10] for the quadrotor trajectory tracking. Control structure adopted here is based on the internal-external-control-loop structure. Controller uses the conventional sliding mode approach for control effort generation. A super twisting slide mode approach has been used in [11] for trajectory tracking with the nonlinear sliding surface. Experimental validation of the proposed control architecture has also been included. A neural network based self-tuning control structure using double derivative action with proportional control is proposed in [12] for trajectory tracking of the quadrotor UAV. Fractional slide mode control is also proposed for the quadrotor in [13].

The single-input single-output (SISO) linear time invariant (LTI) controllers like proportional-derivative (PD), proportional-integral (PI) and PID require the decoupling of the multi-input multi-output (MIMO) model of the quadrotor which takes the extra computational effort, i.e. one needs to design a de-coupler to obtain multiple SISO models from a single MIMO model of the quadrotor and then design the SISO controller for each model. This may also cause slowing the closed-loop response of the system when connected with hardware and thus can be resulted in an increased control effort and poor tracking. However, the MIMO LTI controllers like LQR, Linear Quadratic Gaussian (LQG), and H_∞ controllers tend to have a larger control effort while trajectory tracking for a quadrotor.

Nonlinear controllers on the other hand require that the desired trajectory be twice differentiable, i.e. 1st and 2nd derivatives of the reference trajectory are required to design the nonlinear controller like slide mode, flatness based, backstepping, twisted slide mode and twisted backstepping controllers. Thus, in case of a fast-changing input trajectory, i.e. reference trajectory with the sharp edges, the value of its 1st and 2nd derivatives become sufficiently high leading to the instability of the closed-loop system. So, the controller designed using these approaches ensures the trajectory tracking only for the smooth reference trajectories and hence the tracking of a circular trajectory, even in 3D is possible with these nonlinear approaches is possible. But the trajectories with sharp edges, i.e. square and triangular trajectories can't be tracked. Also, the nonlinear controller based the system dynamics has the equal computational complexity to that of its nonlinear model and thus for the high nonlinear and more complex system like quadrotor, the computational complexity is increased which may cause slowing the closed-loop response when connected to the hardware for experiments. While the nonlinear controller designed through heuristic and intuitional approaches like neural

network and fuzzy logic, one needs to have the complete information and knowledge about the system behavior and design the set of rules to design a controller ensuring the desired performance. One drawback of using these approaches is once the designer misinterprets the system behavior, intentionally or unintentionally, the resulting controller will lead the instability of the closed system. So, one need to have complete information about the system and consider all the ambiguities, disturbances in each operating zone, and understand the system performance under every possible condition. This requires a lot of experience and experimentation.

Aim and objectives of the paper. Motivated by the issue mentioned above a single multi-input multi-output linear time invariant controller has been designed that can ensure both altitude control and trajectory tracking in presence of wind gusts and measurement noise. The main contribution of this work is design of a single robust controller for flight control of the quadrotor, i.e. make it fly to achieve a certain altitude and then track the desired trajectory.

Following objectives are met to reach the stated aim of the research:

- a MIMO H_∞ controller design for the quadrotor model;
- application of designed controller in feedback with the quadrotor model for altitude control and trajectory tracking;
- introduction of wind gusts and measurement noise to verify the controller performance.

Rest of the paper is organized as follows: Section 2 describes the control oriented mathematical modeling of quadrotor. Section 3 briefly discusses the control design approach proposed in the paper. Discussion on the simulation results are presented in Section 4 and, finally, conclusions are drawn in Section 5.

2. Mathematical modeling of the quadrotor. Quadrotor consists of four arms bearing equal weights and length with a DC motor embedded in each of them to achieve the desired motion in a three-dimensional space. The inertial reference frame of a quadrotor system can be seen in Fig. 1.

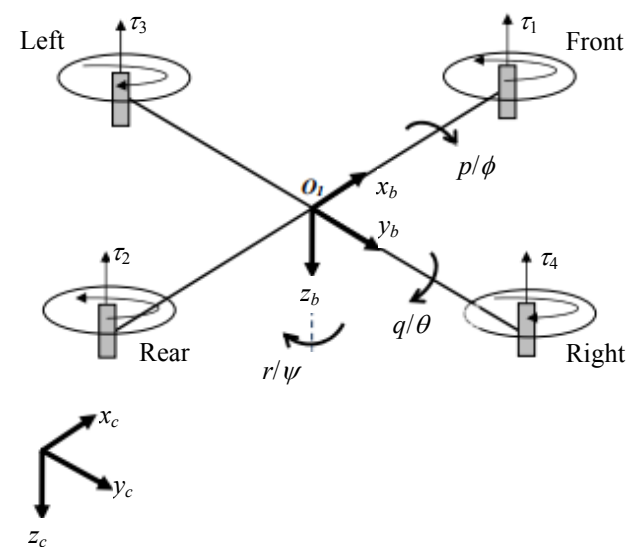


Fig. 1. Inertial reference frame of a quadrotor

Rotor angular positions of the motors can be denoted by Ω_i where i represents the motor on the i^{th} arm of the quadrotor and $i = 1, 2, 3, 4$. The angular velocities are denoted by ω_i . Rear and front rotors of the quadrotor revolve in counter-clock-wise-direction by angular speeds ω_1 and ω_2 , thus generate the thruster torques τ_2 and τ_1 respectively. While motors 2 and 3 rotate in clock-wise-direction generating torques τ_3 and τ_4 .

For hovering the quadrotor at a specific height, clock- and counter clock-wise-torques are desired to be the same and thus rotating the respective motors at a same speed, i.e. balancing the body weight of the quadrotor, is the main concern. Since the motor operate as to generate the thruster torques in opposite direction, there is no imbalance of the quadrotor reaction torque, i.e. there is zero imbalance in reaction torque. Roll, pitch and yaw angles, while considering the angular positions of the quadrotor body, are denoted by ϕ , θ and ψ respectively. Roll angle is created by increasing (decreasing) the speed of motor associated with right propeller and decreasing (increasing) that of the left one to make the body roll or turn along its own axis.

Throttle is achieved by rotating all the motors (propellers) in same direction at a same speed. Pitch angle is associated with the angular speed of front and rear motors and yaw movement can be generated by moving the front-rear and left-right propellers. If the speed of one pair, described earlier, is increasing that of the other should be reducing to generate the yaw movement. Three orthogonal movements in space and same number of orthogonal movements of the quadrotor offer six degree-of-freedom (DOF). The state-space of the quadrotor is given in (1). For the detailed study of the mathematical model, reader is referred to [14].

$$\begin{bmatrix} \phi \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \\ \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_x & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A_y & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A_z \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \\ \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{F}{m} \quad (1)$$

Equation (1) represents the state-space model of the 6-DOF quadrotor. However, the detailed state-space model can be represented by the state-space equations given in (2)-(13) [14]

$$\dot{x}_1 = x_2; \quad (2)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{l \cdot k (\omega_4^2 - \omega_2^2)}{I_{xx}}; \quad (3)$$

$$\dot{x}_3 = x_4; \quad (4)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{l \cdot k (\omega_3^2 - \omega_1^2)}{I_{yy}}; \quad (5)$$

$$\dot{x}_5 = x_6; \quad (6)$$

$$\dot{x}_6 = \frac{b (\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2)}{I_{zz}}; \quad (7)$$

$$\dot{x}_7 = x_8; \quad (8)$$

$$\dot{x}_8 = A_x x_1; \quad (9)$$

$$\dot{x}_9 = x_{10}; \quad (10)$$

$$\dot{x}_{10} = A_y x_3; \quad (11)$$

$$\dot{x}_{11} = x_{12}; \quad (12)$$

$$\dot{x}_{12} = A_z x_5 - g + \frac{1}{m} (\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2); \quad (13)$$

where ω_i represent the angular velocities of the motor on i^{th} arm of the quadrotor; g is the gravitational acceleration; l , b , k , m denote the arm length, coefficient of left and right drag, and mass of the quadrotor respectively; I_{xx} , I_{yy} and I_{zz} denote the moments of inertia in x , y and z axis respectively.

The set of state equations written in (2) – (13) are converted into state-space. The state-space matrices of the system are written as follows:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ A_x & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_y & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & A_z & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (14)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -l \cdot k / I_{xx} & 0 & l \cdot k / I_{xx} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -l \cdot k / I_{yy} & 0 & l \cdot k / I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ b / I_{zz} & -b / I_{zz} & b / I_{zz} & -b / I_{zz} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ k & k & k & k \end{bmatrix}; \quad (15)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

The inputs, states, and outputs of the systems are given in (17)–(19), respectively

$$u = [\omega_1^2 \quad \omega_2^2 \quad \omega_3^2 \quad \omega_4^2]^T; \quad (17)$$

$$x = [\phi \quad \dot{\phi} \quad \theta \quad \dot{\theta} \quad \psi \quad \dot{\psi} \quad x \quad \dot{x} \quad y \quad \dot{y} \quad z \quad \dot{z}]^T; \quad (18)$$

$$y = [\phi \quad \theta \quad \psi \quad x \quad y \quad z]^T. \quad (19)$$

The angular positions of the motors at quadrotor arms can be given as

$$\Omega_i = \frac{K_m \cdot r_a \cdot \eta \cdot N}{J} \cdot V_i, \quad (20)$$

where V_i is the input voltage for the i^{th} motor and $\omega_i = \dot{\Omega}_i$, rest of the parameters and their corresponding values are given in Table 1.

Table 1

Parameters of the quadrotor

Parameter	Value	Parameter	Value
A_x	0,45	$I_{xx}, \text{kg} \cdot \text{m}^2$	$0,357 \cdot 10^{-5}$
A_y		$I_{yy}, \text{kg} \cdot \text{m}^2$	
A_z		$I_{zz}, \text{kg} \cdot \text{m}^2$	
k	$2,98 \cdot 10^{-6}$	m, kg	1,316
$g, \text{m/s}^2$	9,8	l, m	0,5

This model of the quadrotor is used to design the robust H_∞ controller for the flight control. A brief discussion about the controller design is given in the following section.

3. Robust control design. Controller is placed with the system for controlling the plant according to desired parameters and responses. Main objective general configuration of plant P (to be controlled) with the controller K is shown in Fig. 2.

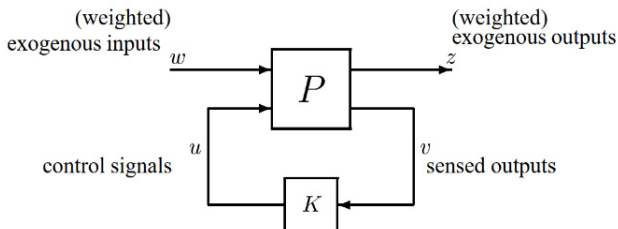


Fig. 2. General plant with controller configuration

Objective is to minimize the norm of transfer function from w to z and the design problem is to find controller gain K based on v which gives u as control signal to the plant which minimize the closed loop norm from w to z . The generalized configuration will then be represented as [15]:

$$\begin{bmatrix} z \\ v \end{bmatrix} = P(s) \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix}; \quad (21)$$

$$u = K(s) \cdot v. \quad (22)$$

The linear fractional transformation is

$$z = F_l(P, K)w, \quad (23)$$

where

$$F_l(P, K) = P_{11} + P_{12}K(1 - P_{22}K)^{-1}P_{21}. \quad (24)$$

3.1. H_∞ controller.

The H_∞ optimal control problem is to find all stabilizing controllers K that minimize [15]

$$\|F_l(P, K)\|_\infty = \max_w \bar{\sigma}(F_l(P, K) \cdot (j\omega)). \quad (25)$$

The H_∞ norm has several interpretations in terms of performance. One is that it minimizes the peak of the maximum singular value of $F_l(P(j\omega), K(j\omega))$. In practice, it is usually not necessary to obtain an optimal controller for the H_∞ problem, and it is often computationally (and theoretically) simpler to design a suboptimal one (i.e. one close to the optimal ones in the sense of the H_∞ norm). Let γ_{\min} be the minimum value of overall stabilizing controllers K . Then the H_∞ sub-optimal control problem is: given a $\gamma > \gamma_{\min}$, find all stabilizing controllers K such that

$$\|F_l(P, K)\|_\infty = \gamma. \quad (26)$$

If we desire a controller that achieves γ_{\min} , to within a specified tolerance, then we can perform a bisection on γ until its value is sufficiently accurate. The above result provides a test for each value of γ to determine whether it is less than γ_{\min} or greater than γ_{\min} .

Two methods are there for H_∞ controller design: the transfer function shaping approach and the signal-based approach. In the former, H_∞ optimization is used to shape the singular values of specified transfer functions over frequency. The maximum singular values are relatively easy to shape by forcing them to lie below user defined bounds, thereby ensuring desirable widths and roll-off rates. In the signal-based approach, we seek to minimize the energy in certain error signals given a set of exogenous input signals [16]. The latter might include the outputs of perturbations representing uncertainty, as well as the usual disturbances, noise, and command signals. Both two approaches will be considered again in the remainder of this section. In each case we will examine a problem and formulate it in the general control configuration.

A difficulty that sometimes arises with H_∞ control is the selection of weights such that the H_∞ optimal controller provides a good trade-off between conflicting objectives in various frequency ranges. Thus, for practical designs it is sometimes recommended to perform only a few iterations of the H_∞ algorithm. The justification for this is that the initial design, after one iteration, is like a H_2 design which does trade-off over various frequency ranges. Therefore, stopping the iterations before the optimal value is achieved gives the design H_2 flavor which may be desirable.

4. Results and discussions. For the controller validation, a simulation environment is developed in which a 3D trajectory is tracked by the proposed control methodology.

Figures 3, 4 show the tracking of x and y coordinates. It can be observed from plots that controller reaches and stay on desired x and y coordinates with minimum estimation error.

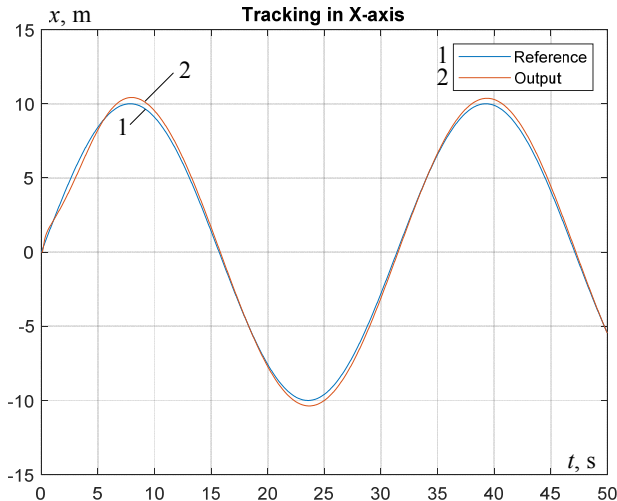


Fig. 3. Tracking of x coordinates

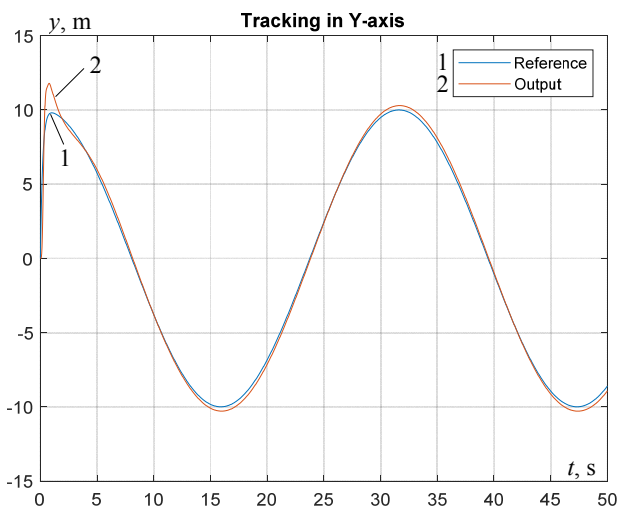


Fig. 4. Tracking of y coordinates

Initially it is assumed that, quadrotor is hovering at zero altitude. Then it is desired that it gains 10 m of height with slowly increasing altitude value as shown in Fig. 5.

After gaining the desired height it is aimed that quadrotor moves in a circular trajectory having radius of 10 m as shown in the Fig. 5. From Fig. 5, 6, it can be observed that initially tracking error is high but few seconds later controller achieves the desired height. Quadrotor reaches desired altitude within 5 s, which is reasonable performance. After gaining desired altitude quadrotor tracks the specified trajectory with minimum estimation error. From Fig. 5, the tracking of circular trajectory can be seen. Despite the tracking of desired trajectory, the most important is that quadrotor maintains its stable attitudes. Stability of attitudes mean that quadrotor do not observe the excessive roll and pitch

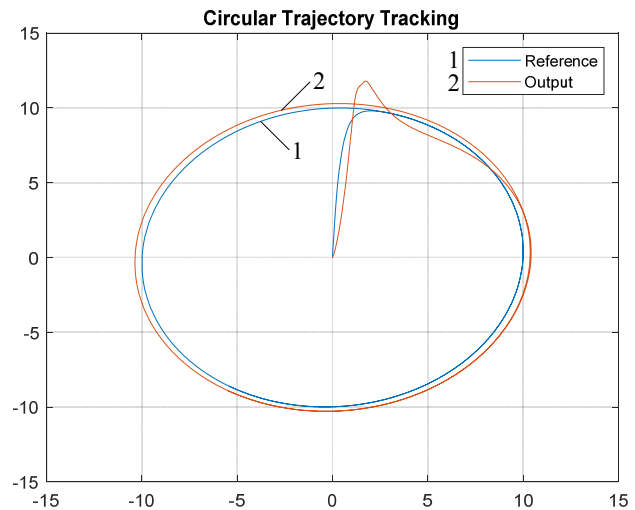


Fig. 5. Tracking of planar trajectory

motion. If quadrotor tracks the desired trajectory under excessive roll and pitch motion, then stability of motion cannot be guaranteed. Actually, it is the best possible case that quadrotor tracks the desired trajectory with minimum roll and pitch angle.

The tracking of desired attitude is displayed in Fig. 6, the plot shows that initially at starting point quadrotor start motion with greater pitch and roll angle but after 1 s of flight it achieves attitudes close to zero. These observation increases the confidence on controller performance and real time implication of designed control scheme. At last the most important observation is the control efforts calculated by controller. In existing case the control efforts are the angular velocities of four motors.

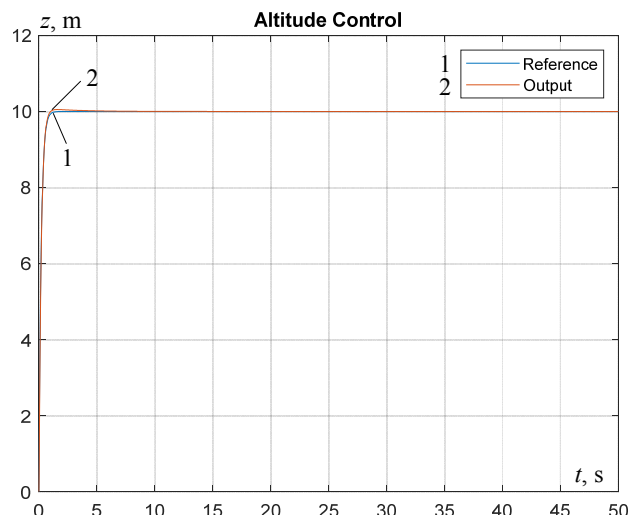


Fig. 6. Tracking of desired altitude

Figures 7–9 show the control effort plots. From the plots it can be seen that controller calculates smooth control inputs for motors with no chattering. Initially large fluctuations in motor speed can be seen but after 2 s they gains the steady value that are consistent with the trajectory tracking and attitude tracking of the quadrotor.

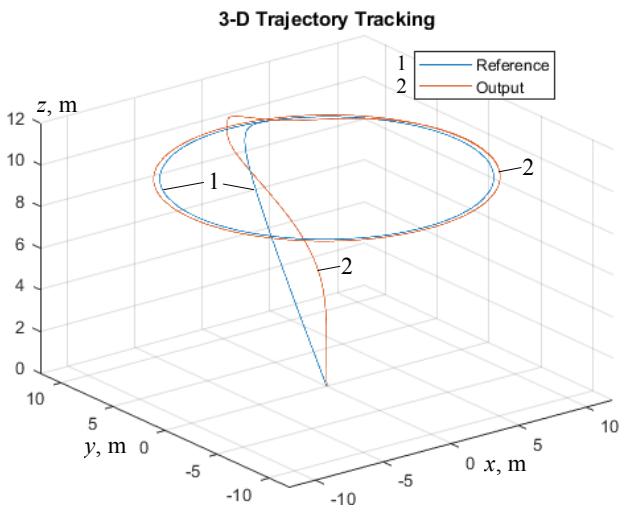


Fig. 7. Tracking of 3D trajectory

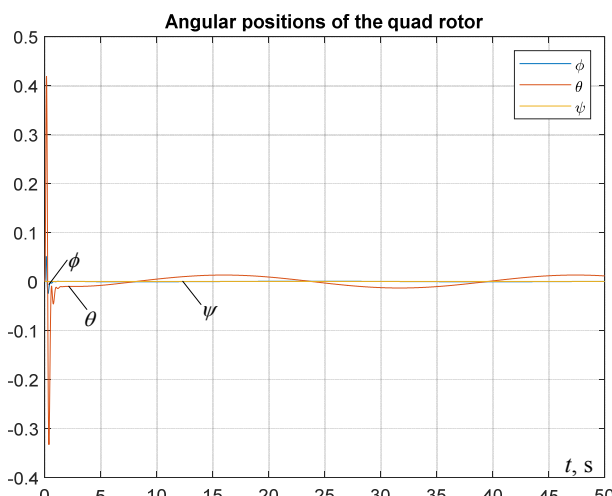


Fig. 8. Attitudes of quadrotor

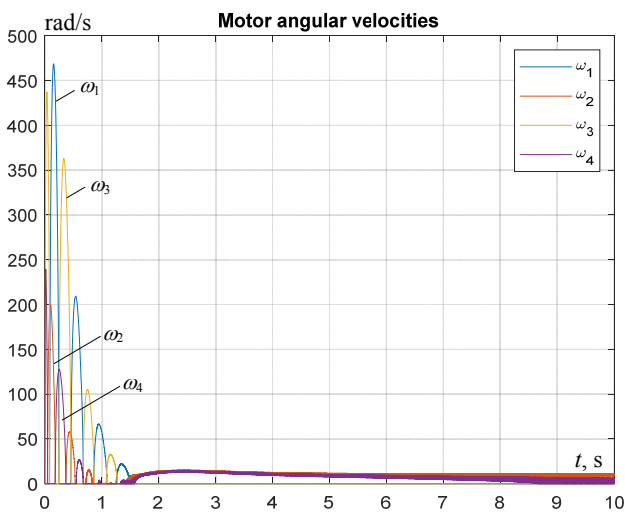


Fig. 9. Quadrotor motor speeds

5. Conclusions.

A robust H_∞ single Multi input multi output linear time invariant controller for six degree of freedom quadrotor has been designed that can ensure both altitude control and trajectory tracking in presence of wind gusts and measurement noise. Quadrotor is first lifted to the height of 10 m and after achieving the desired altitude, it

starts moving in circular path which keeping roll and pitch angles at 0° . Roll, pitch and angles are shown in results and discussion section. From the plots it can be seen that controller calculates smooth control inputs for motors with no chattering. Initially large fluctuations in motor speed can be seen but after 2 s they gains the steady value that are consistent with the trajectory tracking and attitude tracking of the quadrotor. In future, same work can be applied to the quadrotor by considering the wind gusts.

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

REFERENCES

1. Valavanis K.P., Vachtsevanos G.J. *Handbook of unmanned aerial vehicles*. Springer Science + Business Media Dordrecht, 2015. doi: <https://doi.org/10.1007/978-90-481-9707-1>.
2. Luzar M., Korbicz J. Linear parameter-varying two rotor aero-dynamical system modelling with state-space neural network. In: Rutkowski L., Scherer R., Korytkowski M., Pedrycz W., Tadeusiewicz R., Zurada J. (eds) *Artificial Intelligence and Soft Computing, ICAISC 2018. Lecture Notes in Computer Science*, 2018, vol. 10842. Springer, Cham. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-319-91262-2_52.
3. Venkatesan C. *Fundamentals of helicopter dynamics*. CRC Press, 2014. 338 p. doi: <https://doi.org/10.1201/b17314>.
4. Juang J., Huang M., Liu W. PID control using presearched genetic algorithms for a MIMO system. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, 2008, vol. 38, no. 5, pp. 716-727. doi: <https://doi.org/10.1109/tsmcc.2008.923890>.
5. Aldebrez F.M., Alam M.S., Tokhi M.O. Input-shaping with GA-tuned PID for target tracking and vibration reduction. *Proceedings of the 2005 IEEE International Symposium on, Mediterrean Conference on Control and Automation Intelligent Control*, 2005, pp. 485-490, doi: <https://doi.org/10.1109/2005.1467063>.
6. Wen P., Lu T.W. 2008. Decoupling control of a twin rotor MIMO system using robust deadbeat control technique. *IET Control Theory & Applications*, 2008, vol. 2, no. 11, pp. 999-1007. doi: <http://dx.doi.org/10.1049/iet-cta:20070335>.
7. Pratap B., Agrawal A., Purwar S. Optimal control of twin rotor MIMO system using output feedback. *2012 2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems*, 2012, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/icpces.2012.6508113>.
8. Thien R.T.Y., Kim Y. Decentralized formation flight via PID and integral sliding mode control. *Aerospace Science and Technology*, 2018, vol. 81, pp. 322-332. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ast.2018.08.011>.
9. Moreno-Valenzuela J., Pérez-Alcocer R., Guerrero-Medina M., Dzul A. Nonlinear PID-type controller for quadrotor trajectory tracking. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2018, vol. 23, no. 5, pp. 2436-2447. doi: <https://doi.org/10.1109/TMECH.2018.2855161>.
10. Li, Z., Ma, X. and Li, Y., 2018. Model-free control of a quadrotor using adaptive proportional derivative-sliding mode control and robust integral of the signum of the error. *International Journal of Advanced Robotic Systems*, 15(5), p.1729881418800885. doi: <https://doi.org/10.1177/1729881418800885>.
11. Li Z., Ma X., Li Y. Model-free control of a quadrotor using adaptive proportional derivative-sliding mode control and robust integral of the signum of the error. *International Journal of Advanced Robotic Systems*, 2018, vol. 15, no. 5, p. 1729881418800888. doi: <https://doi.org/10.1177/1729881418800885>.
12. Tran T.-T., Ha C. Self-tuning proportional double derivative-like neural network controller for a quadrotor.

International Journal of Aeronautical and Space Sciences, 2018, vol. 19, no. 4, pp. 976-985. doi: <https://doi.org/10.1007/s42405-018-0091-6>.

13. Govea-Vargas A., Castro-Linares R., Duarte-Mermoud M., Aguila-Camacho N., Ceballos-Benavides G. Fractional order sliding mode control of a class of second order perturbed nonlinear systems: application to the trajectory tracking of a quadrotor. *Algorithms*, 2018, vol. 11, no. 11, p. 168. doi: <https://doi.org/10.3390/a11110168>.

14. Tengis T., Batmunkh A. State feedback control simulation of quadcopter model. *2016 11th International Forum on Strategic Technology (IFOST)*, 2016, pp. 553-557. doi: <https://doi.org/10.1109/ifost.2016.7884178>.

15. Skogestad S., Postlethwaite I. *Multivariable feedback control: analysis and design*. New York, Wiley, 2005.

16. John L., Mija S.J. Robust H_∞ control algorithm for Twin Rotor MIMO System. *2014 IEEE International Conference on Advanced Communications, Control and Computing Technologies*, 2014, pp. 168-173. doi: <https://doi.org/10.1109/ICACCCT.2014.7019402>.

Zulfiqar Ali Gulshan¹, Engineer, MS,
Muhammad Zulqarnain Haider Ali², Engineer, MS,
Muhammad Shahzaib Shah², Engineer, MS,
Danish Nouman², Engineer, MS,
Mehwish Anwar², Engineer, MS,
Mian Farhan Ullah³, Engineer, Lecturer,

¹ Department of Electrical Engineering,
Fast University CHT-FSD campus,
CHT-FSD, Islamabad, Pakistan,
e-mail: gulshan037@gmail.com

² Department of Electrical Engineering,
University of Engineering and Technology, Taxila, Pakistan,
e-mail: mzulqarnain.haider@students.uettaxila.edu.pk;
m.shahzaibshah@students.uettaxila.edu.pk;
danishnouman1@gmail.com;
mehwishanwar4455@gmail.com;

³ Department of Electrical 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)

Received 13.06.2021

Accepted 28.08.2021

Published 26.10.2021

B.I. Kuznetsov, T.B. Nikitina, I.V. Bovdvi, V.V. Kolomiets, B.B. Kobylanskiy

REDUCTION OF MAGNETIC FIELD LEVEL IN RESIDENTIAL OLD BUILDINGS FROM OVERHEAD POWER LINES BY MEANS OF ACTIVE SCREENING

Aim. Reduction of the magnetic field induction to the level of modern sanitary standards by means of active screening in residential old buildings which are located near existing typical overhead power lines are considered. Active shielding of the magnetic field inside a single-storey and multi-storey building is considered. During the design the number, configurations, spatial arrangement of the shielding windings, as well as the currents in the shielding windings were determined. **Methodology.** The design problem for the system of active shielding reduced to solving the minimax vector optimization problem. The vector of objective function in this minimax problem is calculated based on Biot-Savart's law. The solution of this problem is based on multi-agent optimization algorithms. **Results.** The results of theoretical and experimental studies of the systems of active shielding of the magnetic field generated by various overhead power lines inside a single and multi-storey building are presented. **Originality.** The possibility of reducing the induction of the initial magnetic field inside the shielded space to the level of sanitary standards is shown. **Practical value.** From the point of view of the practical implementation for a reasonable choice of the number and spatial arrangement of shielding windings of systems for active shielding of the magnetic field generated by various overhead power lines inside residential buildings of different storey's are given. References 47, figures 7.

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

Мета. Розглянуто зниження індукції магнітного поля до рівня сучасних санітарних норм за рахунок активного екранування в житлових будинках старої забудови, розташованих поблизу існуючих типових повітряних ліній електропередачі. Розглянуто активне екранування магнітного поля всередині одноповерхового і багатоповерхового будинку. При проектуванні визначалися кількість, конфігурація, просторове розташування екрануючих обмоток, а також струми в екрануючих обмотках. **Методологія.** Завдання проектування системи активного екранування зводиться до вирішення задачі мінімаксної векторної оптимізації. Вектор цільової функції в цій мінімакській задачі обчислюється на основі закону Біо-Савара. Вирішення цієї проблеми ґрунтується на алгоритмах багатоагентної оптимізації. **Результати.** Представлені результати теоретичних і експериментальних досліджень систем активного екранування магнітного поля, що створюється різними повітряними лініями електропередачі всередині одно- і багатоповерхового будинку. **Оригінальність.** Показана можливість зниження індукції початкового магнітного поля всередині простору, що екранується, до рівня санітарних норм. **Практична цінність.** З точки зору практичної реалізації представлені рекомендації для обґрунтованого вибору кількості і просторового розташування екрануючих обмоток систем активного екранування магнітного поля, що створюється різними повітряними лініями електропередач всередині житлових будинків різної поверховості. Бібл. 47, рис. 7.

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

Introduction. Existing high-voltage overhead power lines, located in residential areas of most developed countries, are the main sources of magnetic field of industrial frequency, which has a massive effect on the population and is more dangerous to health than the electric field [1-4]. Experts of the World Health Organization in the late 20th century discovered the carcinogenic properties of the magnetic field of overhead power lines with its weak but long-lasting effects on humans. Therefore, in the last 20 years the world has been actively implementing and constantly strengthening sanitary norms from the maximum allowable level of induction of magnetic field 50-60 Hz for the population, intensive development of methods for normalization of magnetic field [5-11].

Recently, strict sanitary standards for the induction of a magnetic field of 50 Hz ($0,5 \mu\text{T}$ for the population) were introduced for the first time in the regulations of Ukraine. However, in Ukraine these norms are for most of the existing 10-330 kV overhead power lines, which were built during the last 50 years without taking into account the current requirements for magnetic field, are not fulfilled.

Thus, as shown by the calculations and results of numerous experiments [1, 2], the maximum allowable level of induction of magnetic field at the boundary of the sanitary protection zones of existing substations, previously determined only by electric field, may be exceeded by more than an order of magnitude. This poses

a threat to the health of hundreds of thousands of people living closer than 100 m from overhead power lines.

Moreover, often residential old buildings are generally located near power lines, as it is shown in Fig. 1.



Fig. 1. Location of residential old buildings near power lines

This situation requires urgent measures to reduce to a safe level induction of high-voltage overhead power lines in nearby residential houses. Such normalization of

© B.I. Kuznetsov, T.B. Nikitina, I.V. Bovdvi, V.V. Kolomiets, B.B. Kobylanskiy

magnetic field can be carried out either by reconstruction of the overhead power lines, or by shielding residential buildings from the magnetic field of overhead power lines.

Reconstruction is the most effective method to reduce to a safe level induction of magnetic field.

Higher shielding efficiency of magnetic field submarines (up to 10) with less metal capacity is possible to provide methods of active shielding of magnetic field [12-18]. Their essence is automatic formation in a closed structure by means of special windings of the compensating magnetic field with such spatial time structure, the superposition of which with magnetic field submarine in the protection zone is minimized to a safe level. Active shielding technology does not allow relatively inexpensive means to solve socially important problems.

The technology of active shielding of magnetic field of operating substations has been used by the majority for more than 10 years developed countries, such as the United States, Italy, Spain and Israel [5-11]. In works [12-18], methods for designing of such systems of active screening based on genetic optimization algorithms were developed. However, these works do not consider the issues of the synthesis of robust systems of active screening, the characteristics of which are not sensitive to changes in the parameters and, possibly, the structure of the control object and the parameters of the original magnetic field [19-22].

In Ukraine in residential buildings of core city buildings single-storey and multi-storey buildings most often are located near existing 10-330 kV overhead power lines including single-circuit overhead power lines with a triangular suspension of wires, double-circuit overhead power lines with a suspension of «barrel»-type wires.

The **purpose of the work** is to reduce the magnetic field induction in residential buildings of old buildings which are located near existing various types overhead power lines to the level of modern sanitary standards by means of active screening.

Statement of the research problem. The mathematical model of the vector induction $\mathbf{B}_o(P_i, \mathbf{I}_o(t), t)$ of the initial magnetic field [22-28] in the form of the sum of the vector inductions $\mathbf{B}_{ol}(P_i, \mathbf{I}_l(t))$ generated by all L currents $I_l(t)$ in the conductors l of the power transmission line at a point P_i at a time t is based on the Biot-Savart law in the following form

$$\mathbf{B}_o(P_i, \mathbf{I}_o(t), t) = \sum_{l=1}^L \mathbf{B}_{ol}(P_i, \mathbf{I}_l(t)), \quad (1)$$

here a vector of power transmission line currents $\mathbf{I}_o(t)$ is introduced, the components of which are the currents $I_l(t)$ in l current conductors of the power transmission line $\mathbf{I}_o(t) = \{I_l(t)\}$.

The shielding magnetic field induction $\mathbf{B}_y(P_i, \mathbf{I}_y(t), t)$ generated by M control windings can be calculated similarly as the sum of the inductions $\mathbf{B}_{ym}(P_i, \mathbf{I}_{ym}(t), t)$ generated by the m currents $I_{ym}(t)$ of the shielding windings at a point P_i at a time t in the following form

$$\mathbf{B}_y(P_i, \mathbf{I}_y(t), t) = \sum_{m=1}^M \mathbf{B}_{ym}(P_i, \mathbf{I}_{ym}(t), t), \quad (2)$$

here the vector $\mathbf{I}_y(t)$ of currents of the shielding windings is introduced, the components of which are $I_{ym}(t)$ the currents in m shielding windings $\mathbf{I}_y(t) = \{I_{ym}(t)\}$.

With the help of the M windings of the system of active screening, it is necessary to generate a magnetic field with the induction $\mathbf{B}_y(P_i, \mathbf{I}_y(t), t)$ at the point P_i of the considered space, with the help of which the induction $\mathbf{B}_o(P_i, \mathbf{I}_o(t), t)$ of initial magnetic field in the point P_i of considered space is compensated, so that the induction $\mathbf{B}(P_i, \mathbf{I}_o(t), \mathbf{I}_y(t), t)$ of the total magnetic field generated by currents $\mathbf{I}_o(t)$ of wires of power lines and currents $\mathbf{I}_y(t)$ of control windings at all points P_i , of the considered space

$$\begin{aligned} \mathbf{B}(P_i, \mathbf{I}_o(t), \mathbf{I}_y(t), t) = \\ = \mathbf{B}_o(P_i, \mathbf{I}_o(t), t) + \dots + \mathbf{B}_y(P_i, \mathbf{I}_y(t), t), \end{aligned} \quad (3)$$

does not exceed the level of sanitary standards for all points P_i of the considered screening space.

The task of designing of the system of active shielding is to determine the number and spatial location of the compensating windings, as well as the currents in these windings.

Solution method. In the process of designing of the system of active shielding, it is necessary to determine the amount M of compensating windings and the coordinates \mathbf{X} and \mathbf{Y} of the spatial arrangement of the compensating windings, as well as the currents $\mathbf{I}_y(t)$ in these windings [20]–[23]. Let us introduce a vector of the sought-for design parameters of the system of active shielding, the components of which are the amount M of compensating windings and the coordinates of the \mathbf{X} and \mathbf{Y} of the spatial arrangement of the compensating windings, as well as the currents of the $\mathbf{I}_y(t)$ in these windings. Then, for a given value of the M quantity and the coordinates of the \mathbf{X} and \mathbf{Y} of the spatial arrangement of the compensating windings, as well as the $\mathbf{I}_y(t)$ currents in these windings, the mathematical model of the induction $\mathbf{B}_y(P_i, \mathbf{I}_y(t), t)$ of the magnetic field generated at the point P_i of the space under consideration by all compensating windings is also based on the Biot-Savart law.

When the system of active shielding operates at the points of the shielding space located closer to the power transmission line, undercompensation of the initial magnetic field is possible, since the induction of the magnetic field generated by the compensation windings decreases faster than the induction of the initial magnetic field generated by the power transmission line. On the other hand, at the points of the shielding space located further from the power transmission line, overcompensation of the initial magnetic field is possible, since the induction of the magnetic field generated by the compensation windings near these windings has a significantly greater value of the induction of the initial magnetic field generated by the power transmission line in these same points [24-28]. Therefore, to reduce the number of points taken into account, you can take a limited number of points in the shielding space near the transmission line and the most distant from the transmission line.

A feature of the design problem is that the parameters of the initial magnetic field, its induction and the spatio-temporal characteristic, due, in particular, to the

currents in the wires of the power transmission line, are not known exactly in advance and changes in time-during the day, the time of the year and others. In addition, the parameters of the active screening system, in particular, the geometric dimensions of the compensating windings and regulators, firstly, are implemented with some error and, secondly, change during the operation of the system of active shielding.

Therefore, the design of system of active shielding must be carried out taking into account the uncertainty of both the parameters of the initial magnetic field and the system of active shielding parameters [29-35]. Let us introduce a vector of uncertainties, the components of which are the deviations of the parameters of the initial magnetic field and the parameters of the system of active shielding from their nominal values adopted in the design of the system of active shielding.

Let's reduce the design of the system of active shielding to solving the optimization problem. In the presence of uncertainties in the system, the design of a robust system is usually reduced to the «worst» case, when the uncertainty vector behaves the most maliciously and maximally degrades the compensation of the initial magnetic field with the help of compensating windings [36-38]. Then the design problem for the system of active shielding can be reduced to solving the following maximin vector optimization problem [39-41]. The vector objective function in this minimax problem is calculated based on Biot-Savart's law.

The solution to this problem is based on multi-agent optimization algorithms [42-47].

Results of modeling and experimental research.

In residential buildings of core city buildings which are located near existing typical power lines the most widespread are single-circuit 110 kV transmission lines with a triangular suspension of wires. Moreover, in the area of laying these power lines, single-story residential buildings are most often in the immediate vicinity. The layout of power transmission line, single-story residential building, in which it is necessary to reduce the induction of the initial magnetic field to the level of modern sanitary standards, and compensating windings are shown in Fig. 2. As a result of the design of the system of active shielding two compensating windings was calculated.

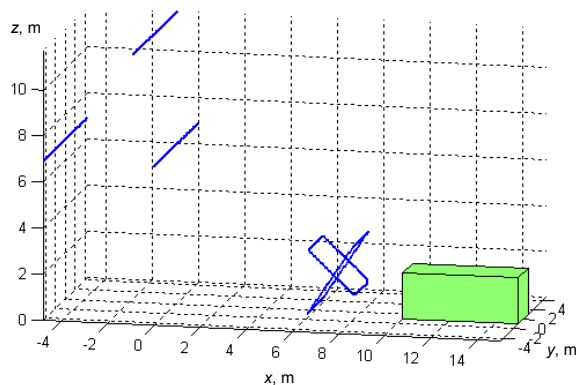


Fig. 2. The layout of single-circuit 110 kV transmission lines, compensating windings and one-story residential building

In Fig. 3 is shown two compensating windings of experimental plant of system of active shielding.



Fig. 3. Location of three compensating windings of experimental plant of system of active shielding

In Fig. 4 are shown modeling and experimental dependences of the induction of the initial and resulting magnetic field as a function of the distance from the power transmission line in the house, where it is necessary to reduce the level of induction of the initial magnetic field generated by the power transmission line. As can be seen from this figure, the level of induction of the initial magnetic field varies from 0,65 μT to 1,5 μT . The induction of the total magnetic field in the shielding zone practically does not exceed the level of sanitary standards.

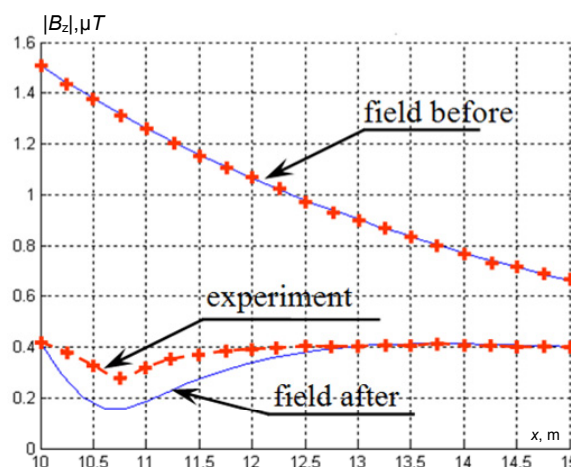


Fig. 4. Comparison of magnetic flux density between measurements and simulations with and without system of active shielding

Single-circuit 110 kV power transmission lines with a triangular suspension of wires often run near multi-storey buildings of core city buildings. The layout of such a power transmission line, compensating windings and a multi-storey residential building, in which it is necessary to reduce the induction of the initial magnetic field to the level of modern sanitary standards, are shown in Fig. 5. As a result of design of the system of active shielding, the coordinates of three compensating windings were calculated.

In Fig. 6 are shown three compensating windings of experimental plant of system of active shielding.

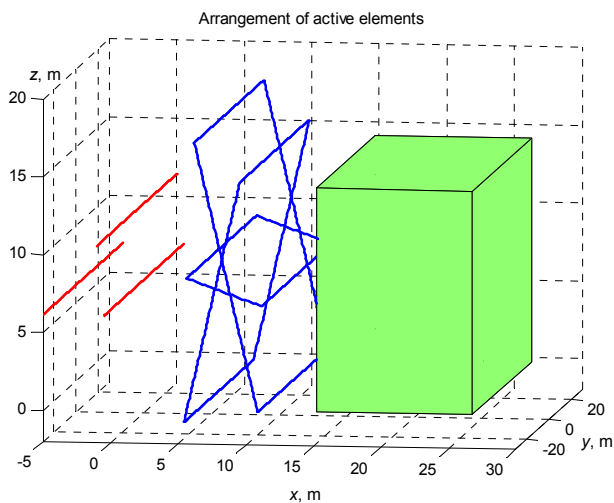


Fig. 5. The layout of single-circuit 110 kV transmission lines with a triangular suspension of wires and multi-storey residential building



Fig. 6. Location of three compensating windings of experimental plant of system of active shielding

Results of modeling and experimental dependences of the initial and resulting magnetic field induction as a function of the distance from the power transmission line are shown in Fig. 7. The level of the initial magnetic field induction varies from 2,25 μT to 0,8 μT .

The level of the total magnetic field induction in the house, where it is necessary to reduce the level of the initial magnetic field induction does not exceed the sanitary standards level.

Double-circuit overhead power lines with a suspension of «barrel»-type wires also often run near single-storey and multi-storey buildings of city core buildings.

Such overhead power lines generate a weakly polarized magnetic field, the space-time characteristic of which is a highly elongated ellipse. To effectively compensate for such a magnetic field, one screening winding is sufficient. Such a winding generates magnetic field, the space-time characteristic of which is a straight line. Therefore, with the help of such a shielding winding, it is possible to compensate for the major axis of the space-time characteristic ellipse of the initial magnetic field and to realize a sufficiently high shielding efficiency.

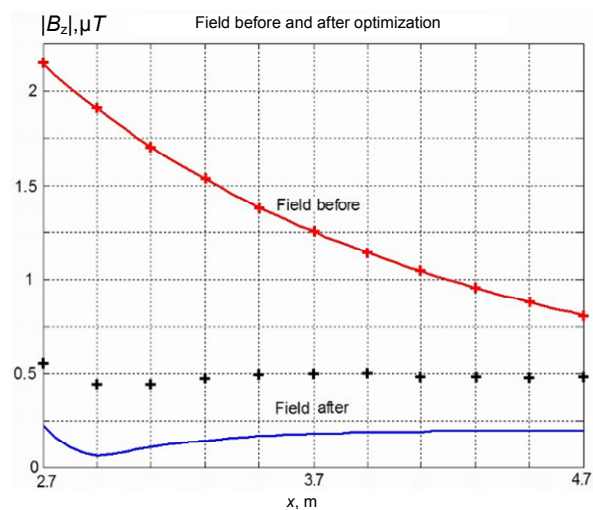


Fig. 7. Comparison of magnetic flux density between measurements (solid lines) and simulations (+) with and without system of active shielding

As a result of design of the system of active shielding for such overhead power lines the coordinate's only single compensating winding were calculated. During modeling and experimental research of such system of active shielding with only single compensating winding was shown the possibility to reduce the induction of the initial magnetic field to the level of modern sanitary standards in residential buildings of city core buildings including single-storey and multi-storey buildings which are located near existing double-circuit overhead power lines with a suspension of «barrel»-type wires.

Conclusions.

1. The method for the design problem for the system of active screening has been developed. During the design the number, configuration, spatial arrangement of the shielding windings and the currents in the shielding windings were determined. The design problem is reduced to solving the maximin vector optimization problem. The vector objective function in this minimax problem is calculated based on Biot-Savart's law. The solution of this problem is based on multi-agent optimization algorithms.

2. On the basis of the developed method the design of the different type of systems of active screening to reduce the magnetic field induction to the level of modern sanitary standards for residential buildings of core city buildings have been carried out. These systems contain different number screening coils and include single-storey and multi-storey buildings which are located near existing typical power lines including single-circuit overhead power lines with a triangular suspension of wires, double-circuit overhead power lines with a suspension of «barrel»-type wires.

3. As a result of computer simulation and experimental studies of the synthesized systems of active screening, it is shown that with the help of the synthesized systems, the level of induction of the magnetic field in single-storey and multi-storey buildings generated by different types of high-voltage power lines are reduced to the sanitary standards of Ukraine.

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

REFERENCES

1. Rozov V.Yu., Grinchenko V.S., Yerisov A.V., Dobrodeyev P.N. Efficient shielding of three-phase cable line magnetic field by passive loop under limited thermal effect on power cables. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 6, pp. 50-54. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2019.6.07>.
2. Rozov V., Grinchenko V. Simulation and analysis of power frequency electromagnetic field in buildings closed to overhead lines. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kyiv, Ukraine, 2017, pp. 500-503. doi: <https://doi.org/10.1109/ukrcon.2017.8100538>.
3. Rozov V.Yu., Kundius K.D., Pelevin D.Ye. Active shielding of external magnetic field of built-in transformer substations. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 24-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.3.04>.
4. Rozov V.Y., Zavalnyi A.V., Zolotov S.M., Gretsikh S.V. The normalization methods of the static geomagnetic field inside houses. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 2, pp. 35-40. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2015.2.07>.
5. Salceanu A., Paulet M., Alistar B.D., Asimincesei O. Upon the contribution of image currents on the magnetic fields generated by overhead power lines. *2019 International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIEMEN)*. 2019. doi: <https://doi.org/10.1109/sielmen.2019.8905880>.
6. Del Pino Lopez J.C., Romero P.C. Influence of different types of magnetic shields on the thermal behavior and ampacity of underground power cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Oct. 2011, vol. 26, no. 4, pp. 2659-2667. doi: <https://doi.org/10.1109/tpwr.2011.2158593>.
7. Ippolito L., Siano P. Using multi-objective optimal power flow for reducing magnetic fields from power lines. *Electric Power Systems Research*, Feb. 2004, vol. 68, no. 2, pp. 93-101. doi: [https://doi.org/10.1016/s0378-7796\(03\)00151-2](https://doi.org/10.1016/s0378-7796(03)00151-2).
8. Barsali S., Giglioli R., Poli D. Active shielding of overhead line magnetic field: Design and applications. *Electric Power Systems Research*, May 2014, vol. 110, pp. 55-63. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2014.01.005>.
9. Bavastro D., Canova A., Freschi F., Giaccone L., Manca M. Magnetic field mitigation at power frequency: design principles and case studies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, May 2015, vol. 51, no. 3, pp. 2009-2016. doi: <https://doi.org/10.1109/tia.2014.2369813>.
10. Beltran H., Fuster V., Garcia M. Magnetic field reduction screening system for a magnetic field source used in industrial applications. *9 Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica (9 CHLIE)*, Marbella (Málaga, Spain), 2005, pp. 84-99. Available at: https://www.researchgate.net/publication/229020921_Magnetic_field_reduction_screening_system_for_a_magnetic_field_source_used_in_industrial_applications (Accessed 22.06.2021).
11. Bravo-Rodríguez J., Del-Pino-López J., Cruz-Romero P. A Survey on Optimization Techniques Applied to Magnetic Field Mitigation in Power Systems. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 7, p. 1332. doi: <https://doi.org/10.3390/en12071332>.
12. Canova A., del-Pino-López J.C., Giaccone L., Manca M. Active Shielding System for ELF Magnetic Fields. *IEEE Transactions on Magnetics*, March 2015, vol. 51, no. 3, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/tmag.2014.2354515>.
13. Canova A., Giaccone L. Real-time optimization of active loops for the magnetic field minimization. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, Feb. 2018, vol. 56, pp. 97-106. doi: <https://doi.org/10.3233/jae-172286>.
14. Canova A., Giaccone L., Cirimele V. Active and passive shield for aerial power lines. *Proc. of the 25th International Conference on Electricity Distribution (CIRED 2019)*, 3-6 June 2019, Madrid, Spain. Paper no. 1096. Available at: <https://www.cired-repository.org/handle/20.500.12455/290> (Accessed 28.10.2020).
15. Canova A., Giaccone L. High-performance magnetic shielding solution for extremely low frequency (ELF) sources. *CIRED - Open Access Proceedings Journal*, Oct. 2017, vol. 2017, no. 1, pp. 686-690. doi: <https://doi.org/10.1049/oap-cired.2017.1029>.
16. Celozzi S. Active compensation and partial shields for the power-frequency magnetic field reduction. *2002 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Minneapolis, MN, USA, 2002, vol. 1, pp. 222-226. doi: <https://doi.org/10.1109/isemc.2002.1032478>.
17. Celozzi S., Garzia F. Active shielding for power-frequency magnetic field reduction using genetic algorithms optimization. *IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology*, 2004, vol. 151, no. 1, pp. 2-7. doi: <https://doi.org/10.1049/ip-smt:20040002>.
18. Celozzi S., Garzia F. Magnetic field reduction by means of active shielding techniques. *WIT Transactions on Biomedicine and Health*, 2003, vol. 7, pp. 79-89. doi: <https://doi.org/10.2495/ehr030091>.
19. Martynenko G. Practical application of the analytical method of electromagnetic circuit analysis for determining magnetic forces in active magnetic bearings. *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, 2020, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/paep49887.2020.9240774>.
20. Martynenko G., Martynenko V. Modeling of the dynamics of rotors of an energy gas turbine installation using an analytical method for analyzing active magnetic bearing circuits. *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2020, pp. 92-97. doi: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250156>.
21. Buriakovskiy S.G., Maslii A.S., Pasko O.V., Smirnov V.V. Mathematical modelling of transients in the electric drive of the switch – the main executive element of railway automation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 17-23. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.03>.
22. Ostroverkhov M., Chumack V., Monakhov E., Ponomarev A. Hybrid Excited Synchronous Generator for Microhydropower Unit. *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 219-222. doi: <https://doi.org/10.1109/ess.2019.8764202>.
23. Ostroverkhov M., Chumack V., Monakhov E. Output Voltage Stabilization Process Simulation in Generator with Hybrid Excitation at Variable Drive Speed. *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 310-313. doi: <https://doi.org/10.1109/ukrcon.2019.8879781>.
24. Tytiuk V., Chorny O., Baranovskaya M., Serhienko S., Zachepa I., Tsvirkun L., Kuznetsov V., Tryputen N. Synthesis of a fractional-order PI ^{λ} D ^{μ} -controller for a closed system of switched reluctance motor control. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2019, no. 2 (98), pp. 35-42. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2019.160946>.
25. Zagirnyak M., Chorny O., Zachepa I. The autonomous sources of energy supply for the liquidation of technogenic accidents. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2019, no. 5, pp. 47-50. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2019.05.12>.
26. Chorny O., Serhienko S. A virtual complex with the parametric adjustment to electromechanical system parameters. *Technical Electrodynamics*, 2019, pp. 38-41. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2019.01.038>.
27. Shchur I., Kasha L., Bukavyn M. Efficiency Evaluation of Single and Modular Cascade Machines Operation in Electric Vehicle. *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 156-161. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235413>.
28. Shchur I., Turkovskiy V. Comparative Study of Brushless DC Motor Drives with Different Configurations of Modular Multilevel Cascaded Converters. *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics,*

- Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 447-451. doi: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235473>.
29. Ostroumov I., Kuzmenko N., Sushchenko O., Pavlikov V., Zhyla S., Solomentsev O., Zaliskyi M., Averyanova Y., Tserne E., Popov A., Volosyuk V., Ruzhentsev N., Dergachov K., Havrylenko O., Kuznetsov B., Nikitina T., Shmatko O. Modelling and simulation of DME navigation global service volume. *Advances in Space Research*, 2021, vol. 68, no. 8, pp. 3495-3507. doi: <https://doi.org/10.1016/j.asr.2021.06.027>.
30. Averyanova Y., Sushchenko O., Ostroumov I., Kuzmenko N., Zaliskyi M., Solomentsev O., Kuznetsov B., Nikitina T., Havrylenko O., Popov A., Volosyuk V., Shmatko O., Ruzhentsev N., Zhyla S., Pavlikov V., Dergachov K., Tserne E. UAS cyber security hazards analysis and approach to qualitative assessment. In: Shukla S., Unal A., Varghese Kureethara J., Mishra D.K., Han D.S. (eds) *Data Science and Security. Lecture Notes in Networks and Systems*, 2021, vol. 290, pp. 258-265. Springer, Singapore. doi: https://doi.org/10.1007/978-981-16-4486-3_28.
31. Zaliskyi M., Solomentsev O., Shcherbyna O., Ostroumov I., Sushchenko O., Averyanova Y., Kuzmenko N., Shmatko O., Ruzhentsev N., Popov A., Zhyla S., Volosyuk V., Havrylenko O., Pavlikov V., Dergachov K., Tserne E., Nikitina T., Kuznetsov B. Heteroskedasticity analysis during operational data processing of radio electronic systems. In: Shukla S., Unal A., Varghese Kureethara J., Mishra D.K., Han D.S. (eds) *Data Science and Security. Lecture Notes in Networks and Systems*, 2021, vol. 290, pp. 168-175. Springer, Singapore. doi: https://doi.org/10.1007/978-981-16-4486-3_18.
32. Sushchenko O.A. Robust control of angular motion of platform with payload based on H_∞ -synthesis. *Journal of Automation and Information Sciences*, 2016, vol. 48, no. 12, pp. 13-26. doi: <https://doi.org/10.1615/jautomatinfscien.v48.i12.20>.
33. Chikovani V., Sushchenko O. Self-compensation for disturbances in differential vibratory gyroscope for space navigation. *International Journal of Aerospace Engineering*, 2019, vol. 2019, Article ID 5234061, 9 p. doi: <https://doi.org/10.1155/2019/5234061>.
34. Gal'chenko, V.Y., Vorob'ev, M.A. Structural synthesis of attachable eddy-current probes with a given distribution of the probing field in the test zone. *Russian Journal of Nondestructive Testing*, Jan. 2005, vol. 41, no. 1, pp. 29-33. doi: <https://doi.org/10.1007/s11181-005-0124-7>.
35. Halchenko, V.Y., Ostapushchenko, D.L. & Vorobyov, M.A. Mathematical simulation of magnetization processes of arbitrarily shaped ferromagnetic test objects in fields of given spatial configurations. *Russian Journal of Nondestructive Testing*, Sep. 2008, vol. 44, no. 9, pp. 589-600. doi: <https://doi.org/10.1134/S1061830908090015>.
36. Ostroumov I., Kuzmenko N., Sushchenko O., Zaliskyi M., Solomentsev O., Averyanova Y., Zhyla S., Pavlikov V., Tserne E., Volosyuk V., Dergachov K., Havrylenko O., Shmatko O., Popov A., Ruzhentsev N., Kuznetsov B., Nikitina T. A probability estimation of aircraft departures and arrivals delays. In: Gervasi O. et al. (eds) *Computational Science and Its Applications – ICCSA 2021. ICCSA 2021. Lecture Notes in Computer Science*, vol. 12950, pp. 363-377. Springer, Cham. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-86960-1_26.
37. Chyistiakov P., Chornyi O., Zhautikov B., Sivyakova G. Remote control of electromechanical systems based on computer simulators. *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 2017, pp. 364-367. doi: <https://doi.org/10.1109/mees.2017.8248934>.
38. Zagirnyak M., Bisikalo O., Chorna O., Chornyi O. A Model of the Assessment of an Induction Motor Condition and Operation Life, Based on the Measurement of the External Magnetic Field. *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kharkiv, 2018, pp. 316-321. doi: <https://doi.org/10.1109/ieps.2018.8559564>.
39. Ummels M. *Stochastic Multiplayer Games Theory and Algorithms*. Amsterdam University Press, 2010. 174 p.
40. Shoham Y., Leyton-Brown K. *Multiagent Systems: Algorithmic, Game-Theoretic, and Logical Foundations*. Cambridge University Press, 2009. 504 p.
41. Ray T., Liew K.M. A Swarm Metaphor for Multiobjective Design Optimization. *Engineering Optimization*, 2002, vol. 34, no. 2, pp. 141-153. doi: <https://doi.org/10.1080/03052150210915>.
42. Zilzter Eckart. *Evolutionary algorithms for multiobjective optimizations: methods and applications*. PhD Thesis Swiss Federal Institute of Technology, Zurich, 1999. 114 p.
43. Xiaohui Hu, Eberhart R.C., Yuhui Shi. Particle swarm with extended memory for multiobjective optimization. *Proceedings of the 2003 IEEE Swarm Intelligence Symposium. SIS'03 (Cat. No.03EX706)*, Indianapolis, IN, USA, 2003, pp. 193-197. doi: <https://doi.org/10.1109/sis.2003.1202267>.
44. Pulido G.T., Coello C.A.C. A constraint-handling mechanism for particle swarm optimization. *Proceedings of the 2004 Congress on Evolutionary Computation (IEEE Cat. No.04TH8753)*, Portland, OR, USA, 2004, vol. 2, pp. 1396-1403. doi: <https://doi.org/10.1109/cec.2004.1331060>.
45. Michalewicz Z., Schoenauer M. Evolutionary Algorithms for Constrained Parameter Optimization Problems. *Evolutionary Computation*, 1996, vol. 4, no. 1, pp. 1-32. doi: <https://doi.org/10.1162/evco.1996.4.1.1>.
46. Parsopoulos K.E., Vrahatis M.N. Particle swarm optimization method for constrained optimization problems. *Proceedings of the Euro-International Symposium on Computational Intelligence*, 2002, pp. 174-181.
47. Xin-She Yang, Zhihua Cui, Renbin Xiao, Amir Hossein Gandomi, Mehmet Karamanoglu. *Swarm Intelligence and Bio-Inspired Computation: Theory and Applications*, Elsevier Inc., 2013. 450 p.

Received 20.08.2021

Accepted 25.09.2021

Published 26.10.2021

B.I. Kuznetsov¹, Doctor of Technical Science, Professor,

T.B. Nikitina², Doctor of Technical Science, Professor,

I.V. Bovdii¹, PhD, Senior Research Scientist,

V.V. Kolomiets³, PhD, Associate Professor,

B.B. Kobylanskiy³, PhD, Associate Professor,

¹ State Institution «Institute of Technical Problems of Magnetism of the National Academy of Sciences of Ukraine», 19, Industrialna Str., Kharkiv, 61106, Ukraine.

e-mail: kuznetsov.boris.i@gmail.com (Corresponding author)

² Kharkov National Automobile and Highway University, 25, Yaroslava Mudroho Str., Kharkov, 61002, Ukraine,

e-mail: tatjana55555@gmail.com

³ Educational scientific professional pedagogical Institute of Ukrainian Engineering Pedagogical Academy, 9a, Nosakov Str., Bakhmut, Donetsk Region, 84511, Ukraine, e-mail: nnpipiipa@ukr.net

B. Bourouis, H. Djeghloud, H. Benalla

ENERGY EFFICIENCY OF A 3-LEVEL SHUNT ACTIVE POWER FILTER POWERED BY A FUEL-CELL / BATTERY DC BUS WITH REGULATED DUTY CYCLES

Introduction. Nowadays, electrical energy is indispensable in industrial, tertiary and domestic appliances. However, its efficiency is becoming affected by the presence of the disturbances that appear in the electrical networks such as harmonics, unbalance, sags/swells, flickers ...etc. Indeed, the disturbances cause a decrease in the power factor and an increase in the power losses. In this paper, the harmonic disturbance is considered and a 3-level shunt active power filter powered by a hybrid fuel-cell/battery DC is applied to mitigate current harmonic components from the electrical feeder. **Aim.** Studying the energy efficiency of a system based on a 3-level shunt active filter powered by a hybrid fuel-cell / battery DC bus. **Methodology.** It is a matter of finding the suitable formulas that express the efficiency and the relative power losses according to the load factor (which is the ratio between the short-circuit active power and the load active power) and the load power factor. The DC bus energy is controlled using an energy management algorithm that contributes in generating the required reference input currents and output voltages of the fuel-cell and the battery. The DC/DC converters control circuits are performed in a closed loop by means of regulated duty cycles. **Results.** The simulation results carried-out under MATLAB/Simulink environment show better filtering quality if compared with the case of open loop control of the DC/DC converters and lesser differences between the fuel-cell power, the battery power and their respective reference powers. Which concerns the energy efficiency, the results demonstrate that higher efficiency and lower relative power losses can be achieved only when higher load factor and load power factor are attained. Therefore, the compensating system of the power factor is very important to improve the energy efficiency. References 13, tables 1, figures 14.

Key words: 3-level shunt active power filter, hybrid fuel-cell / battery DC bus, energy efficiency, power quality, efficiency, relative power losses.

Вступ. У наш час електрична енергія є незамінною для промислових, проміжних і побутових приладів. Однак на її ефективність впливає наявність порушень, що виникають в електричних мережах, таких як гармоніки, дисбаланс, провисання/розбухання, мерехтіння тощо. Дійсно, порушення викликають зменшення коефіцієнта потужності та збільшення втрат потужності. У цій роботі розглянуто гармонічні порушення та застосовано 3-рівневий шунтуючий фільтр активної потужності з живленням від гібридного паливного елемента/акумулятора постійного струму для пом'якшення струмових гармонічних компонентів з електропостачанням від електричного фідера. **Мета.** Дослідження енергоефективності системи на основі 3-рівневого шунтуючого активного фільтра з живленням від гібридної шини постійного струму з паливним елементом/акумулятором. **Методика.** Потрібно знайти відповідні формули, які виражають ефективність та відносні втрати потужності у відповідності до коефіцієнта навантаження (це відношення активної потужності короткого замикання та активної потужності навантаження) та коефіцієнта потужності навантаження. Енергія шини постійного струму контролюється за допомогою алгоритму управління енергією, який сприяє формуванню необхідних опорних вхідних струмів та вихідних напруг паливного елемента й акумулятора. Схеми управління DC/DC перетворювачами виконуються у замкненому контурі за допомогою регульованих робочих циклів. **Результати.** Результати моделювання, проведеного у середовищі MATLAB/Simulink, показують кращу якість фільтрації у порівнянні з випадком управління з відкритим контуром DC/DC перетворювачів та менші відмінності між потужністю паливних елементів, потужністю акумулятора та їх відповідною порівняльною потужністю. Що стосується енергоефективності, результати показують, що більший ККД та менші відносні втрати потужності можна досягти лише тоді, коли досягаються більший коефіцієнт навантаження та коефіцієнт потужності навантаження. Тому компенсуюча система коефіцієнта потужності дуже важлива для підвищення енергоефективності. Бібл. 13, табл. 1, рис. 14.

Ключові слова: 3-рівневий шунтуючий фільтр активної потужності, гібридна шина постійного струму з паливним елементом/акумулятором, енергоефективність, якість електроенергії, ККД, відносні втрати потужності.

1. Introduction. The study of the electrical systems energy efficiency is very important since electricity is the most flexible type of energy and one of the most significant energies used in industry and in domestic appliances. Particularly, for systems containing power quality compensators based on power electronics interfaces, it is interesting to study the influence on the global system efficiency. Indeed, when the power quality is poor, power losses increase which decreases the efficiency [1-3]. Active power filters (APFs) are classified among the most effective power quality compensators that can reduce the power losses according to the adopted compensation approach and consequently improve the energy efficiency [4, 5]. Particularly, the shunt active power filter (SAPF) generates a current which reactive component goes into the non-linear load whereas the active component flows into the source while guarantying less power losses and near-unity power factor (in spite of

the energy losses in the APF electronic devices) [6, 7]. The study of the energy efficiency of a compensated power system can be performed depending on the power system topology, the existent disturbances that increase the power losses and the compensation approach. In the literature most studies concern the energy efficiency of four-wire power systems taking into account the neutral current in presence of harmonic disturbance and considering the instantaneous power theory in the compensation approach [4, 6-8]. Especially, the study presented by Artemenko and Batrak in [6] establishes new formulas that call the load factor (ratio between the short-circuit power and the load active power) and the load power factor when expressing the system global efficiency and relative power losses. The study demonstrates that more the load factor and the power factor are higher, the efficiency is higher and the relative

power losses are lower which means better energy efficiency.

In the present work, the formulas of Artemenko and Batrak are adopted on a three-phase three-wire system considering a 3-level neutral point clamped (NPC) SAPF powered by a hybrid fuel-cell (FC) / battery DC bus which power is supervised by a management energy algorithm associated to DC/DC boost and buck converters where the duty cycles are closed-loop controlled.

The **purpose** of the work is studying the energy efficiency of a system based on a 3-level shunt active filter powered by a hybrid fuel-cell / battery DC bus.

The present work is organized as follows. Section 2 describes the global system. Section 3 is dedicated to the SAPF and the DC bus topologies and control strategies. Section 4 establishes the theoretical study of the energy efficiency according to Artemenko and Batrak approach.

Section 5 presents and discusses the simulation results carried-out using MATLAB/Simulink.

2. Active filtering system description. The considered system is depicted in Fig. 1. The system contains the electric feeder (with its electromotive force (EMF) e_s , its series R_s, L_s impedance, and its current i_s) to be cleaned from harmonic currents (produced by the load), the non-linear load (a diode rectifier and a DC R_l, L_l load) and the proposed 3-level NPC IGBT's active power filter configuration (with its output filter R_f, L_f, C_f and its upstream filter R_u, L_u) which DC bus (including the filtering capacity C_{dc} with its shunt resistor R_{dc}) is fed with a DC voltage V_{dc} through a hybrid system of a FC and a battery, power electronically interfaced by DC/DC boost and buck converters. The detailed description of this hybrid power DC bus and the energy management system are presented in [9]. Duty cycles controllers of DC/DC converters and energy efficiency of the AC side are shown in the following sections.

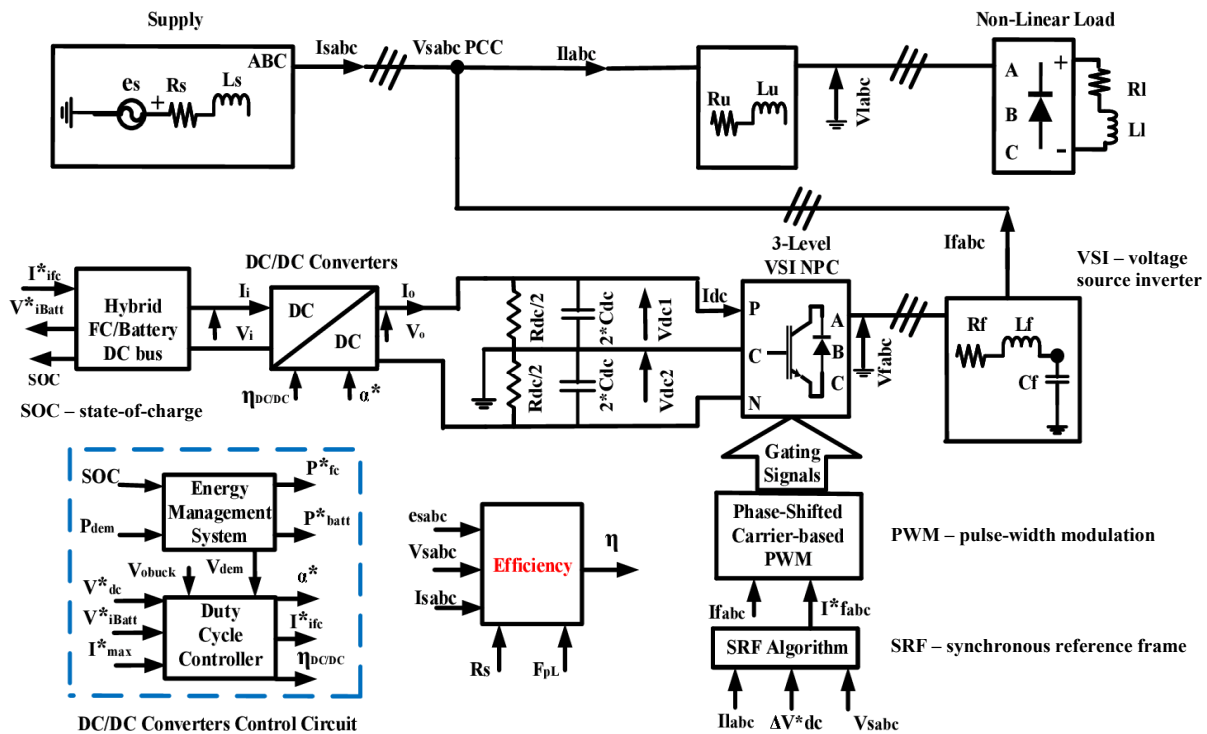


Fig. 1. Description of system

3. SAPF and DC/DC converters topologies and control strategies. As said previously, the SAPF is based on a NPC 3-level voltage inverter and the DC bus feeding the SAPF with DC voltage. The DC bus is based on an association of a FC, a battery and DC/DC boost and buck converters. Topologies and control strategies of the SAPF and the DC/DC converters are presented in this section.

3.1. SAPF. Figure 2 illustrates the power circuit of the SAPF constituted of a DC voltage bus, a NPC 3-level voltage inverter and an output RLC filter. The control strategy of the SAPF is shown in Fig. 3. It uses the synchronous reference frame (SRF) to detect the reference harmonic current I_{fj}^* , PI correctors to regulate the input DC voltage V_{dc} and the output AC current I_{fj} , and a phase-shifted carrier-based modulator for gating signals generation. The PI correctors coefficients of the voltage

regulator ($K_{pV_{dc}}, K_{iV_{dc}}$) and the current regulator ($K_{pI_{fj}}, K_{iI_{fj}}$) are designed using Bode method. Their expressions are extracted by the help of (1) to (8) [10] starting from the open loop transfer functions (OLTF) of the DC voltage $OLTF_{V_{dc}}(p)$ and the AC current $OLTF_{I_{fj}}(p)$.

3.2. V_{dc} regulator

$$OLTF_{V_{dc}}(p) = \left(1 + \frac{K_{pV_{dc}}}{K_{iV_{dc}}} s \right) / \frac{a}{K_{iV_{dc}}} s^2; \quad (1)$$

where

$$a = \frac{C_{dc} \cdot V_{dc}^*}{3V_{srms}}; \quad (2)$$

$$K_{pV_{dc}} = \frac{K_{iV_{dc}}}{\omega_1}, \quad K_{iV_{dc}} = a \cdot \omega_0^2; \quad (3)$$

$$\omega_1 = \frac{\omega_c}{\tan(\phi_1(\omega_c) + \pi)}; \quad (4)$$

$$\omega_0 = \frac{\omega_c}{e^{0.25 \cdot \log(10) \cdot \log_{10} \left(1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_1} \right)^2 \right)}}; \quad (5)$$

where ω_c is the cutting frequency in the DC state generally chosen inferior to the fundamental frequency; $\phi_1(\omega_c)$ is the angle belonging to the phase margin, and ω_0, ω_1 are the particular frequencies of the Bode diagram.

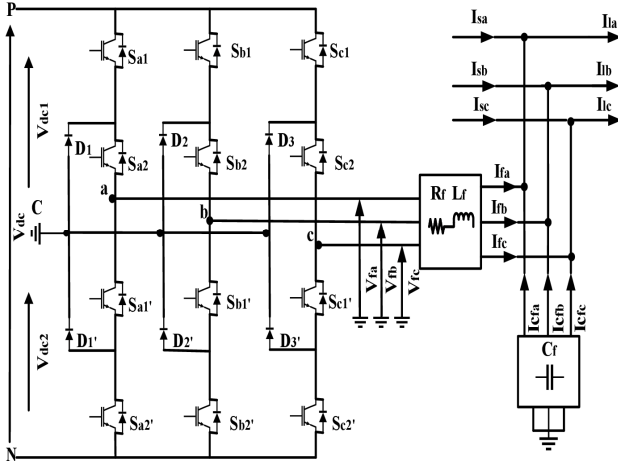


Fig. 2. SAPF topology

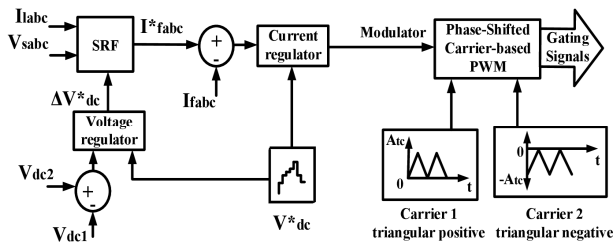


Fig. 3. SAPF control strategy

3.3. I_f regulator

$$OLTF_{I_f}(p) = \left(1 + \frac{K_p I_f}{K_{il_f}} s \right) / \left(\frac{b}{K_{il_f}} s^2 \right); \quad (6)$$

where

$$b = \frac{20 A_{tci} \cdot L_f}{V_{dc}^*}; \quad (7)$$

where A_{tci} is the amplitude of the triangular carrier.

In the case of the PI regulation of the AC output current I_f , and in order to reduce the dragging error between I_f and its reference I_f^* , the passing-band of the PI regulator should be inferior to the cutting frequency f_c . Practically, ω_c is taken $0.5\pi \cdot f_c$ [11].

3.4. DC/DC converters. Figure 4 exhibits the topology of DC/DC converters. The FC DC/DC converter is unidirectional and operates in boost mode, whereas that of the battery is bidirectional and operates in boost and buck modes [9]. The power circuits in both operating modes are based on the average model allowing controlling the input voltage V_i and the output current I_o using regulated duty cycles α_{boost}^* , α_{buck}^* and the

efficiencies η_{boost} , η_{buck} obtained from a 2-D look-up table which data is provided by the manufacturer BRUSA [12]

$$V_i^* = (1 - \alpha_{boost}^*) \cdot V_o; \quad (8)$$

$$I_o^* = \eta_{boost} (1 - \alpha_{boost}^*) \cdot I_i; \quad (9)$$

where V_i, I_i are the voltage and current at the low voltage side; V_o, I_o are the voltage and current at the high voltage side.

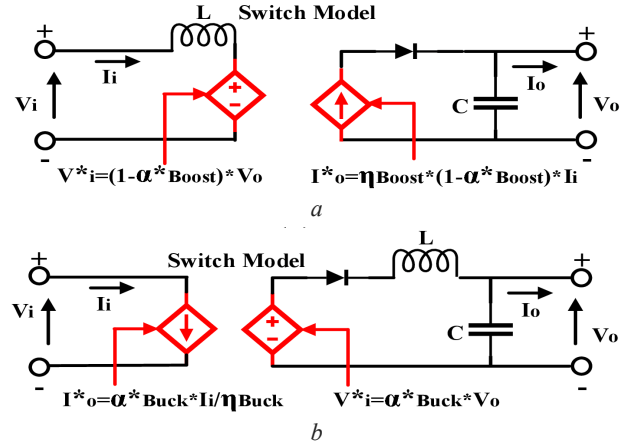


Fig. 4. DC/DC power circuit: a – Boost mode; b – Buck mode

Figure 5 summarizes the principle of the control circuit with voltage and current regulators of FC and battery in boost mode (Fig. 5,a,b) and battery in buck mode (Fig. 5,c). One can deduce that α_{boost}^* is regulated starting from V_{dc}^* while α_{buck}^* can be regulated from V_{ibatt}^* .

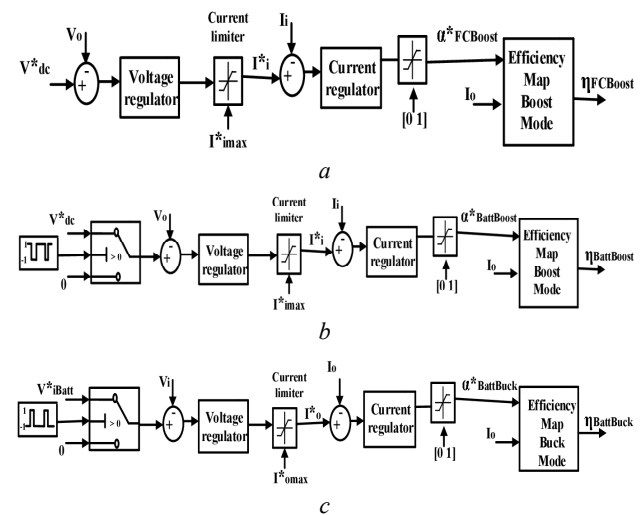


Fig. 5. DC/DC control circuit: a – fuel-cell; b – Battery in Boost mode; c – Battery in Buck mode

Dimensioning of voltage and current regulators.

The inductor L voltage and capacitor C current can be expressed as:

$$L \frac{dI_i}{dt} = V_i - (1 - \alpha_{boost}^*) \cdot V_o; \quad (10)$$

$$C \frac{dV_o}{dt} = \eta_{boost} (1 - \alpha_{boost}^*) \cdot I_i - I_o. \quad (11)$$

This gives the inductor current and capacitor voltage in Laplace domain as:

$$I_i(s) = \frac{V_i - (1 - \alpha_{boost}^*) \cdot V_o}{L \cdot s}; \quad (12)$$

$$V_o(s) = \frac{\eta_{boost}(1 - \alpha_{boost}^*) \cdot I_i - I_o}{C \cdot s}; \quad (13)$$

$$\Rightarrow V_o(s) = \frac{\eta_{boost} \left(\frac{V_i^*}{V_o} \right) \cdot I_i - I_o}{C \cdot s}. \quad (14)$$

Then, the open loop transfer functions are given by:

$$OLTF_I(s) = \frac{K_{PI}s + K_{II}}{s} \cdot \frac{1}{L \cdot s}; \quad (15)$$

$$OLTF_V(s) = \frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s} \cdot \frac{1}{C \cdot s}; \quad (16)$$

where the proportional gains K_{PI} , K_{PV} and integral gains K_{II} , K_{IV} are determined knowing the regulator response times as [13]:

$$K_{PI} = 2\zeta\omega_{NI}L, K_{II} = \omega_{NI}^2L; \quad (17)$$

$$K_{PV} = 2\zeta\omega_{NV}C, K_{IV} = \omega_{NV}^2C; \quad (18)$$

where

$$\zeta\omega_{NI} = \frac{-\ln\left(0.05\sqrt{1-\zeta^2}\right)}{T_{RI}}; \quad (19)$$

$$\zeta\omega_{NV} = \frac{-\ln\left(0.05\sqrt{1-\zeta^2}\right)}{T_{RV}}, \quad (20)$$

where ω_{NI} , ω_{NV} are the current and voltage controller bandwidth respectively; ζ is the damping coefficient; T_{RI} , T_{RV} are the current and voltage controller response times respectively. T_{RI} is chosen to be one tenth of T_{RV} .

Similar to the model of the DC/DC boost converter, the DC/DC buck converter is shown in Fig. 4,b

$$V_o = \alpha_{buck}^* \cdot V_i^*; \quad (21)$$

$$I_o^* = \frac{I_i \cdot \eta_{buck}}{\alpha_{buck}}. \quad (22)$$

From the average model, the inductor L current and capacitor C voltage can be expressed in Laplace domain as:

$$I_o(s) = \frac{\alpha_{buck}^* V_i^* - V_o}{L \cdot s}; \quad (23)$$

$$V_o(s) = \frac{I_o - \eta_{buck} \left(\frac{V_i}{V_o} \right) \cdot I_i}{C \cdot s}. \quad (24)$$

Similar to the DC/DC boost converter control. The PI controllers gains of the buck converter control circuit are also determined using (15)–(20).

4. Study of the energy efficiency. In this section, the study aims to extract the relative power losses X and the efficiency η depending on the load factor K_L and the load power factor P_F [6, 7]. Since the power losses are mainly caused by the dispersed power in the wires

resistances in the source, then in the following equations development only the source resistance R_s will be considered.

The load factor is defined as the ratio between the short-circuit power P_0 and the load power P_l :

$$K_L = P_0/P_l; \quad (25)$$

where P_0 is the maximum power that can be provided to the disturbing load without reaction of the protecting equipment (fuses and circuit-breakers). Its expression is given by:

$$P_0 = \frac{1}{T} \int_0^T e_s^T(t) R_s^{-1} e_s(t) dt; \quad (26)$$

where e_s is the vector of the instantaneous values of the source voltage:

$$e_s(t) = \begin{bmatrix} e_{sa}(t) \\ e_{sb}(t) \\ e_{sc}(t) \end{bmatrix}; \quad (27)$$

where R_s is the matrix of resistance losses in the cables of the power system:

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad (28)$$

where P_l is the load power formulated by:

$$P_l = \frac{1}{T} \int_0^T V_s^T(t) I_l(t) dt; \quad (29)$$

where V_s , I_l are the respective vectors of instantaneous values of common coupling point voltage and load current:

$$V_s(t) = \begin{bmatrix} V_{sa}(t) \\ V_{sb}(t) \\ V_{sc}(t) \end{bmatrix}, \quad I_l(t) = \begin{bmatrix} I_{la}(t) \\ I_{lb}(t) \\ I_{lc}(t) \end{bmatrix}; \quad (30)$$

where P_F is conventionally defined as the ratio between P_l and the apparent power S given by [6]:

$$S = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_s^T(t) R_s^{-1} V_s(t) dt \int_0^T I_s^T(t) R_s I_s(t) dt}; \quad (31)$$

where I_s is the vector of instantaneous values of the source current:

$$I_s(t) = \begin{bmatrix} I_{sa}(t) \\ I_{sb}(t) \\ I_{sc}(t) \end{bmatrix}. \quad (32)$$

The power losses ΔP are the difference between the source power P_s given by:

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T e_s(t) I_s(t) dt; \quad (33)$$

and P_l :

$$\Delta P = P_s - P_l; \quad (34)$$

on the other hand ΔP can be expressed by:

$$\Delta P = \frac{1}{T} \int_0^T I_s^T(t) R_s I_s(t) dt \Rightarrow \frac{S^2}{\frac{1}{T} \int_0^T V_s^T(t) R_s^{-1} V_s(t) dt}. \quad (35)$$

The term $\frac{1}{T} \int_0^T V_s^T(t) R_s^{-1} V_s(t) dt$ corresponds to the

useful power at the common coupling point P_u :

$$\begin{aligned}
 P_u &= \frac{1}{T} \int_0^T V_s^T(t) R_s^{-1} V_s(t) dt = \\
 &= P_u = \frac{1}{T} \int_0^T [e_s(t) - R_s I_s(t)] R_s^{-1} [e_s(t) - R_s I_s(t)] dt = \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^T e_s^T(t) R_s^{-1} e_s(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^T I_s^T(t) R_s R_s^{-1} e_s(t) dt - \\
 &- \frac{1}{T} \int_0^T e_s^T(t) R_s^{-1} R_s I_s(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T I_s^T(t) R_s R_s^{-1} R_s I_s(t) dt = (36) \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^T e_s^T(t) R_s^{-1} e_s(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^T I_s^T(t) e_s(t) dt - \\
 &- \frac{1}{T} \int_0^T e_s^T(t) I_s(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T I_s^T(t) R_s I_s(t) dt = \\
 &= P_0 - P_s - P_s + \Delta P = P_0 - P_s - P_s + P_s - P_l; \\
 &\Rightarrow P_u = P_0 - P_s - P_l.
 \end{aligned}$$

The efficiency η is the ratio between the load power and the source power:

$$\eta = \frac{P_l}{P_s} = \frac{P_l}{P_l + \Delta P} = \frac{1}{1 + \frac{\Delta P}{P_l}}; \quad (37)$$

From $P_F = P_l/S$, one can conclude that:

$$\Delta P = \frac{S^2}{P_u} = \frac{P_l^2}{P_F^2 + P_u}; \quad (38)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{P_l}{P_F^2(P_0 - P_s - P_l)}}; \quad (39)$$

$$\begin{aligned}
 &\Rightarrow \eta P_F^2 P_0 - \eta P_F^2 P_s - \eta P_F^2 P_l + \eta P_l - \\
 &- P_F^2 P_0 + P_F^2 P_s + P_F^2 P_l = 0; \quad (40)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &\Rightarrow \eta P_F^2 \frac{P_0}{P_l} - \eta P_F^2 \frac{P_s}{P_l} - \eta P_F^2 + \eta - \\
 &- P_F^2 \frac{P_0}{P_l} + P_F^2 \frac{P_s}{P_l} + P_F^2 = 0; \quad (41)
 \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \eta^2 (1 + (P_F^2 (K_L - 1))) - P_F^2 K_L \eta + P_F^2 = 0. \quad (42)$$

The determinant of (42) is given by:

$$\Delta = (K_L^2 - 4K_L + 4)P_F^4 - 4P_F^2 > 0; \quad (43)$$

$$\Delta > 0 \Rightarrow \frac{K_L^2}{4} - K_L + 1 - \frac{2}{P_F^2} > 0 \quad (44)$$

$$\Rightarrow K_L > 2 + \frac{2}{P_F};$$

$$\Rightarrow \eta = \frac{P_F K_L + \sqrt{(K_L - 2)^2 P_F^2 - 4}}{2 \left(\frac{1}{P_F} + P_F (K_L - 1) \right)}. \quad (45)$$

On the other hand and using the relative power losses $X (X = \Delta P/P_l)$ in the efficiency formula:

$$\eta = \frac{1}{1 + X} \Rightarrow X = \frac{1}{\eta} - 1. \quad (46)$$

5. Simulation results discussion. In this section simulation works about the previous study are presented. They were carried out using MATLAB/Simulink software and considering the parameters reported in Table 1.

Table 1

Simulation parameters

Parameter	Value
$P_{f\text{nom}}, P_{bat\text{max}}$	24 kW, 21 kW
$P_{f\text{low}}, P_{f\text{high}}$	1.6452 kW, 13.348 kW
$P_{f\text{idle}}, \text{initial SOC}$	316.2 W, 80.1 %
AC supply voltage, f	$V_{sl\text{-}l\text{max}} = 400 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$
Maximum source current	$I_{s\text{max}} = 60.01 \text{ A}$
Supply impedance	$R_s = 0.5414 \Omega$, $L_s = 1.7 \text{ mH}$
Rectifier load	$R_l = 8.4 \Omega$, $L_l = 50 \text{ mH}$
Output filter impedance	$R_f = 2.063 \Omega$, $L_f = 1 \text{ mH}$, $C_f = 30 \mu\text{F}$
Upstream impedance	$R_u = 0.42 \Omega$, $L_u = 41.563 \text{ mH}$
DC-bus	$V_{dc\text{max}} = 1694 \text{ V}$, $C_{dc} = 617.18 \mu\text{F}$, $R_{dc} = 60 \Omega$, $L_{dc} = 0.5 \text{ mH}$
PI voltage	$f_{cVdc} = 20 \text{ Hz}$, $\phi_{cVdc} = 89.9^\circ$
PI current	$f_{cI_f} = 10 \text{ kHz}$, $\phi_{cI_f} = 89.9^\circ$

Figure 6 present the imposed values of the state-of-charge SOC (Fig. 6,a) and the regulated duty cycles $\alpha^*_{FC\text{Boost}}$, $\alpha^*_{Batt\text{Boost}}$ and $\alpha^*_{Batt\text{Buck}}$ (Fig. 6,b).

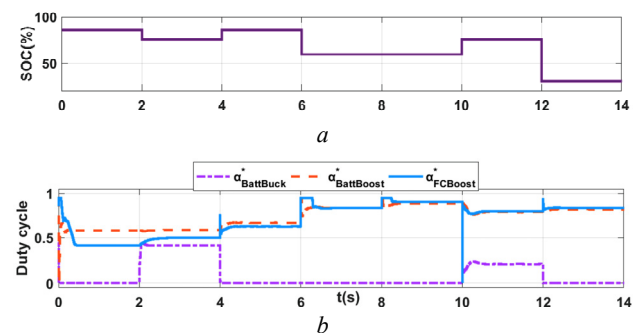


Fig. 6. a – the imposed state-of-charge (SOC); b – regulated duty cycles of DC/DC FC and battery converters

The imposed SOCs were chosen to meet the energy management algorithm cases [9]; their values vary between 35 % to 85 %. Accordingly, the regulated duty cycles of the boost mode of the DC/DC converters vary between 0.41 and 0.9 for the FC converter and between 0.58 and 0.88 for the battery converter. In the case of the battery buck mode, the duty cycle varies between 0 and 0.4. Since the battery begins alone to feed the DC bus until the

FC enters in operation, $\alpha^*_{BattBoost}$ is superior to $\alpha^*_{FCBoost}$. Then, the two duty cycles become superimposed in their evolution once the FC is operational. For the case of $\alpha^*_{BattBuck}$, one can observe that it is null all the time except when the battery is in the charging mode (case of $P_{fcidle} < P_{dem} < P_{fclow}$ and $SOC < 80\%$, and $P_{dem} > P_{fclow}$ and $SOC < 80\%$ [9]). The value of $\alpha^*_{BattBuck}$ is low because of the low percentage of the battery discharge.

Now, which concerns the different considered powers (P_{dem} , P_{fc} , P_{batt}), the results are displayed in Fig. 7. The results are presented into two shutters. The first one deals with the obtained powers before regulating the duty cycles (Fig. 7,a) while the second one shows the powers after activating the duty cycle regulation loops (Fig. 7,b). It is obvious that there are some differences, especially for P_{fc} and P_{batt} from their respective reference values obtained from the energy management algorithm [9], before regulating the DC/DC converters duty cycles (Fig. 7,a). However, the differences disappear when the duty cycles are regulated (Fig. 7,b).

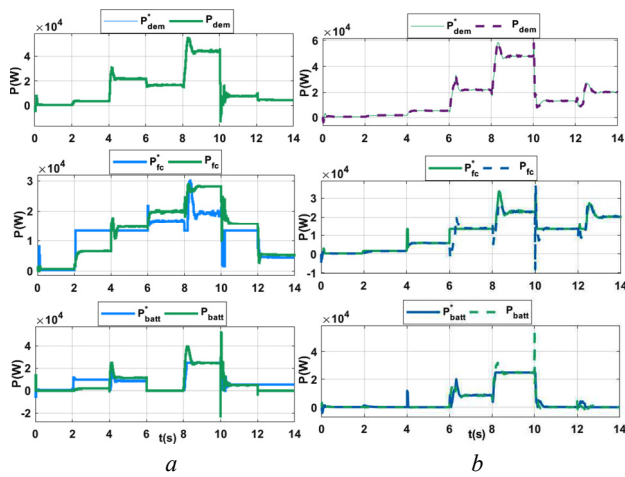


Fig. 7. Reference and measured powers of the demand, the FC and the battery.

a – before duty cycles regulation; b – after duty cycles regulation

Figure 8 depicts the input/output currents and voltages, with their respective references, of the DC/DC converters. Figure 8,a shows the FC input reference current I_{ifc} , the FC input measured I_{ifc} and the measured output current I_{ofc} . Notably, I_{ifc} is perfectly following its reference I_{ifc} . Which concerns I_{ofc} , it is all time inferior to I_{ifc} because of the boost mode of the FC DC/DC converter. The same observation can be pointed-out for Fig. 8,b concerning the battery currents in the boost mode of its converter. Figure 8,c shows the battery currents when its converter is in the buck mode where low values are noted compared to the boost mode values. Figure 8,d presents the demand current measured I_{dem} in the DC bus which is the sum of I_{ofc} and I_{obatt} . Similar remarks can be given for the different input/output voltages (Fig. 8,e to Fig. 8,g), only this time, output voltages are superior to input voltages in the boost mode (Fig. 8,e and Fig. 8,f) and vice-versa in the buck mode (Fig. 8,g). Finally, Fig. 8,h portrays the demand voltage superimposed to its reference. Different reference voltage levels were

imposed in order to meet the energy management algorithm cases [9].

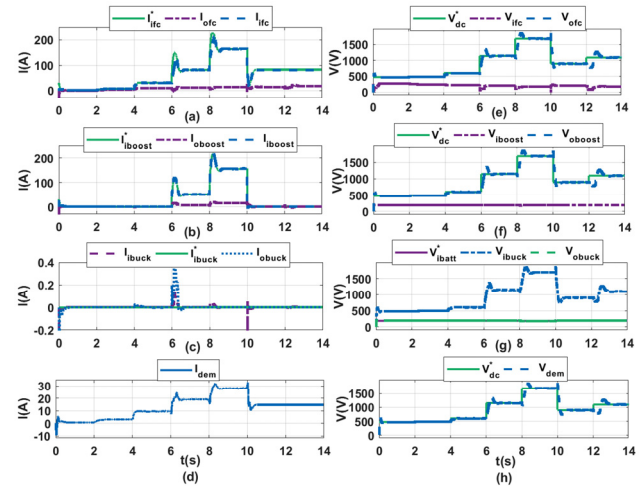


Fig. 8. Input and output measured and reference currents and voltages of DC/DC converters:

- a – DC/DC FC boost converter currents;
- b – DC/DC battery boost converter currents;
- c – DC/DC battery buck converter currents;
- d – the demand current;
- e – DC/DC FC boost converter voltages;
- f – DC/DC battery boost converter voltages;
- g – DC/DC battery buck converter voltages;
- h – the demand voltage

Figure 9 concerns the filtering instantaneous results in the AC feeder of Fig. 1 after inserting the SAPF. The displayed curves are related to the 3-phase current absorbed by nonlinear load (Fig. 9,a), the AC source 3-phase current (Fig. 9,b) and the 3-phase point of common coupling (PCC) voltage (Fig. 9,c). It is noted that the load current is hardly distorted while the source current and voltage are near-sinusoidal waves.

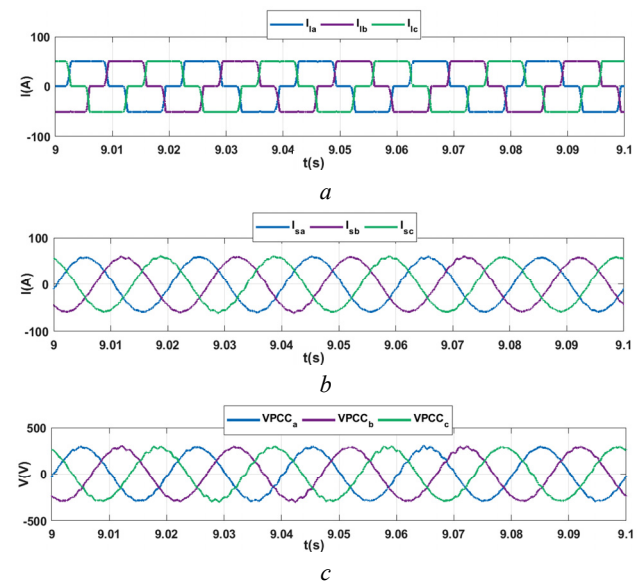


Fig. 9. Results after inserting the SAPF:

a – load current; b – source current; c – PCC voltage

The harmonic spectrums shown in Fig. 10 provide frequency analysis before and after inserting the

regulation loops of the DC/DC converters duty cycles. The total harmonic distortion (THD) of the load current is around 25 % (Fig. 10,*a*), the THD of the source current before regulating the duty cycles is 2.38 % (Fig. 10,*b*) and the source voltage THD is 3.03 % (Fig. 10,*c*). After inserting the duty cycles regulation loops the source current and voltage THDs % decrease respectively to 2.08 % (Fig. 10,*d*) and 2.92 % (Fig. 10,*e*) which means an improvement in the filtering quality when activating the regulation of the DC/DC converters duty cycles.

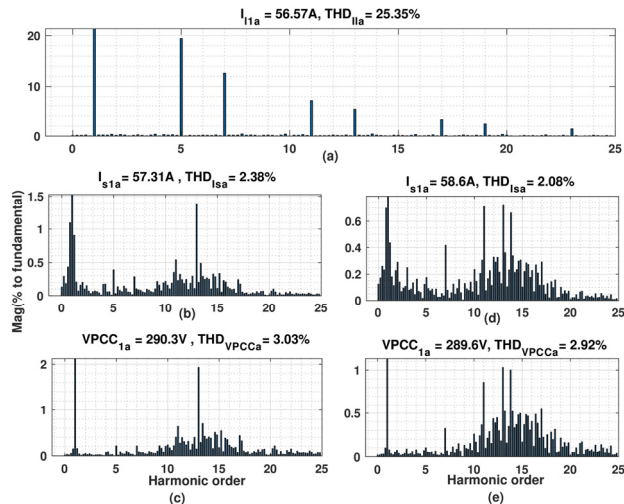


Fig. 10. Harmonic spectrum of: *a* – load current. Before duty cycles regulation: *b* – source current; *c* – PCC voltage. After duty cycles regulation: *d* – source current; *e* – PCC voltage

In Fig. 11 the results concerning the SAPF are presented.

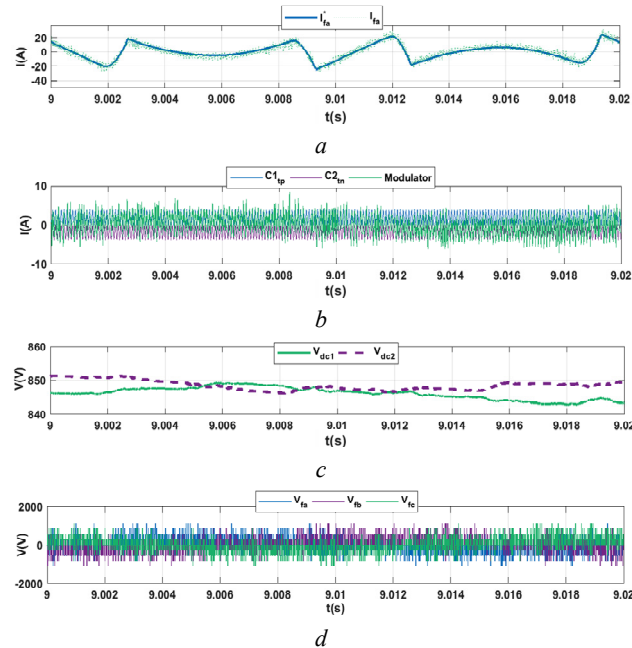


Fig. 11. A zoom in for $V_{dc}^* = 1694$ V: *a* – the APF current I_f with its reference; *b* – modulator with carriers; *c* – DC-bus voltage levels; *d* – output filter voltage

Figure 11,*a* shows the current of the SAPF with perfect agreement with its reference. Figure 11,*b* illustrates the modulating signal ($I_f^* - I_f$) varying inside its carrier signal which means a satisfying operation of the considered pulse-width modulation (PWM) strategy. In Fig. 11,*c* the regulated two voltages of the DC bus V_{dc1} and V_{dc2} are presented. One can observe that they evolve in an opposite manner around $V_{dc}^*/2$ (the case of $V_{dc}^* = 1694$ V is considered). Finally, the output voltages of the SAPF are shown in Fig. 11,*d* where 3-levels can be read: $\approx 2V_{dc}^*/3$ (1126 V), $\approx V_{dc}^*/2$ (845 V), and $\approx V_{dc}^*/3$ (565 V) which demonstrates a good behavior of the 3-level SAPF.

Figure 12 concerns the power quality characterization using the instantaneous THDs of the source current and voltage (Fig. 12,*a*), the source current unbalance rate (CUR) (Fig. 12,*b*) and both power factors of the source and load (Fig. 12,*c*). During a transient state of 4 s, the THDs are exceeding the standardization limits (5 %). After that, they remain below the limit. The CUR is all time low, and the source power factor is near-unity.

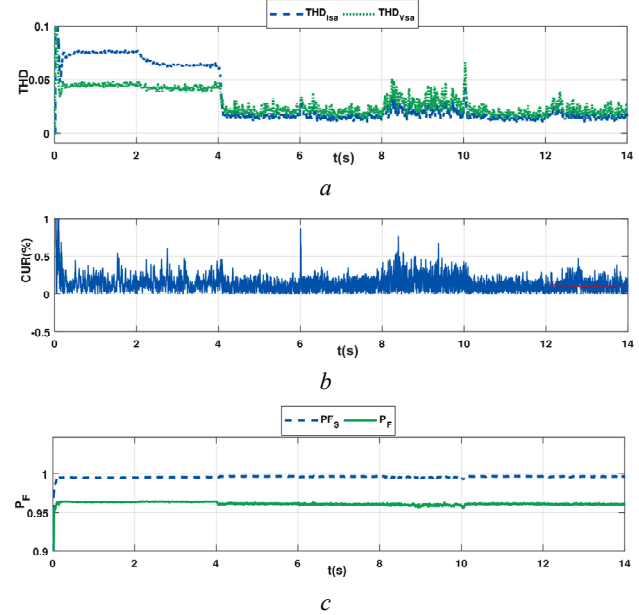


Fig. 12. Curves: *a* – total harmonic distortion THD; *b* – current unbalance rate (CUR); *c* – power factor

Figure 13 presents the obtained result from the energy efficiency study of the system of Fig. 1.

Figure 13,*a* depicts the short-circuit power P_0 that increases linearly from 0 and stabilizes at 293 kW after 0.02 s. Figure 13,*b* shows the load power P_l which stabilizes at 23.31 kW. Figure 13,*c* illustrates the ratio between P_0 and P_l describing a decreasing curve that stabilizes at 12.36 while the power factor P_F of Fig. 13,*d* is an increasing curve that trends towards 0.96 (near-unity value). In Fig. 13,*e* one can observe that (44) ($K_L > 2 + (2/P_F)$) is satisfied all-time.

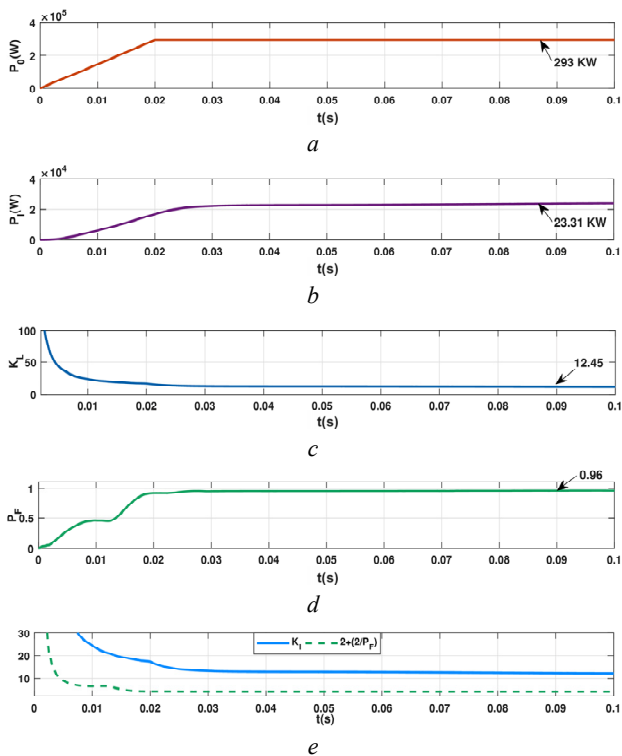


Fig. 13. The instantaneous: *a* – short-circuit power; *b* – load power; *c* – load factor; *d* – load power factor; *e* – K_L and $2+(2/P_F)$

Figure 14 concerns the results about the relative power losses X and the efficiency η . As shown in Fig. 14,*a* presenting X vs. P_F for different values of K_L , the relative power losses X decrease when both P_F and K_L increase. The same observation can be pointed-out for X vs. K_L for different values of P_F (Fig. 14,*b*). Now, for the efficiency η , one can observe that it increases when P_F and K_L increase as portrayed in Fig. 14,*c* (η vs. P_F for different values of K_L) and Fig. 14,*d* (η vs. K_L for different values of P_F).

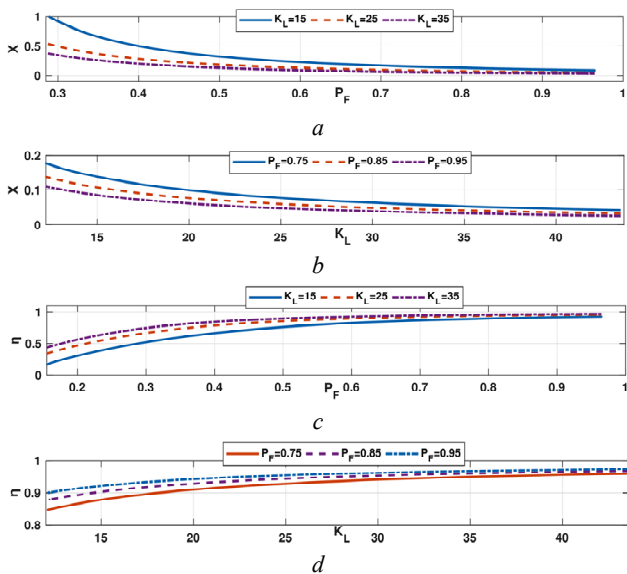


Fig. 14. Variation of: *a* – the power losses X vs. P_F for different value of K_L ; *b* – the power losses X vs. K_L for different value of P_F ; *c* – the efficiency η vs. P_F for different value of K_L ; *d* – the efficiency η vs. K_L for different value of P_F

Conclusions.

In this paper, the focus was on studying the energy efficiency of a system based on a 3-level shunt active filter powered by a hybrid FC/battery DC bus. The first part of the presented and discussed works concerned the duty cycles regulation of the DC/DC converters controlling the powers of the FC, the battery and the demand together with an energy management algorithm. When comparing the obtained powers before and after regulation of the duty cycles, it was obvious that better following of these powers to their references (obtained from the energy management algorithm) is reached for a regulated duty cycle. The second part of the works concerned the energy efficiency study tacking into-account the short circuit power, the load power; the ratio between them noted the load factor and the load power factor. The studies were established on the relative power losses and the efficiency. The theoretical equations and simulation results demonstrate that more the load factor and the load power factor are increasing, more the power losses decrease and the efficiency increases. Future works are based on developing an optimization algorithm that improves the whole system behavior.

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

REFERENCES

1. Sumper A., Baggini A. *Electrical Energy Efficiency: Technologies and Applications*. John Wiley & Sons, Ltd, 2012. 402 p. doi: <https://doi.org/10.1002/9781119990048>.
2. Kuznetsov V., Tryputen N., Kuznetsova Y. Evaluating the effect of electric power quality upon the efficiency of electric power consumption. *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, 2019, pp. 556-561. doi: <https://doi.org/10.1109/ukrcon.2019.8879841>.
3. Toader C., Postolache P., Golovanov N., Porumb R., Mircea I., Mircea P. Power quality impact of energy-efficient electric domestic appliances. *2014 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE)*, 2014, pp. 1-8. doi: <https://doi.org/10.1109/icate.2014.6972627>.
4. Montano J.-C., Salmeron P., Thomas J.P. Analysis of power losses for instantaneous compensation of three-phase four-wire systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, vol. 20, no. 4, pp. 901-907. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2005.850956>.
5. Rajalakshmi R., Rajasekaran V. Improvement of energy efficiency through power quality by the compensation of harmonics with shunt active power filter. *2011 International conference on recent advancements in electrical, electronics and control engineering*, 2011, pp. 324-327. doi: <https://doi.org/10.1109/ICONRAEeCE.2011.6129820>.
6. Artemenko M.Y., Batrak L.M. The new formula for apparent power and power losses of three-phase four-wire system. *2017 IEEE 37th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, 2017, pp. 389-393. doi: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2017.7939784>.
7. Artemenko M.Y., Batrak L.M., Polishchuk S.Y., Mykhalskiy V.M., Shapoval I.A. The effect of load power factor on the efficiency of three-phase four-wire power system with shunt active filter. *2016 IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, 2016, pp. 277-282. doi: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2016.7493067>.
8. Artemenko M.Y., Batrak L.M., Domaskina N.I. Apparent power of three-phase four-wire system in sinusoidal asymmetric mode and energy effectiveness of shunt active filters. *2015*

IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), 2015, pp. 469-474. doi: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2015.7146952>.

9. Bourouis B., Djeghloud H., Benalla H. An innovative algorithm for a hybrid FC/battery system energy management. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 6, pp. 35-44. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.6.06>.

10. Bourouis B., Djeghloud H., Benalla H. Three-Level NPC Shunt Active Filter Powered by a Hybrid Fuel-Cell/Battery DC Bus Voltage. *2021 18th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, 2021, pp. 330-339. doi: <https://doi.org/10.1109/ssd52085.2021.9429308>.

11. Ladoux P., Olle G. *Compensateur d'harmoniques et de puissance réactive*. RESELEC Publ., 2002. 45 p. (Fra). Available at:

<https://eduscol.education.fr/sti/sites/eduscol.education.fr/sti/files/ressources/techniques/3877/3877-compensateur-harmoniques.pdf> (accessed 12 March 2021).

12. Available at: <https://www.brusa.biz/portfolio/bdc546/?lang=en> (accessed 12 March 2020).

13. Motapon S.N. *Design and simulation of a fuel cell hybrid emergency power system for a more electric aircraft: evaluation of energy management schemes*. PhD Thesis Presented to École

de Technologie Supérieure, Montreal, March 2013. Available at: <https://www.proquest.com/docview/1501641145> (accessed 12 March 2021).

Received 05.07.2021

Accepted 31.08.2021

Published 26.10.2021

Billel Bourouis¹, PhD Student,

Hind Djeghloud², Lecturer,

Hocine Benalla¹, Professor,

¹ 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: billelbourouis1@outlook.com (Corresponding author),

benalladz@yahoo.fr

² Laboratory of Electrical Engineering of Constantine (LGEC),

Mentouri Brothers University, Constantine 1,

Campus Ahmed Hamani Zerzara,

Route d'Ain el Bey, Constantine, 25000, Algeria.

e-mail: hinddjeghloud@yahoo.fr

A.A. Mohamad Yusoff, K.A. Ahmad, S.N. Sulaiman, Z. Hussain, N. Abdullah

AIR CAVITY-BASED VIBRATIONAL PIEZOELECTRIC ENERGY HARVESTERS

Introduction. Known vibrational energy harvesting methods use a source of vibration to harvest electric energy. Piezoelectric material works as a sensing element converted mechanical energy (vibration) to electrical energy (electric field). The existing piezoelectric energy harvesting (PEHs) devices have low sensitivity, low energy conversion, and low bandwidth. **The novelty** of the proposed work consists of the design of PEH's structure. Air cavity was implemented in the design where it is located under the sensing membrane to improve sensitivity. Another novelty is also consisting in the design structure where the flexural membrane was located at the top of electrodes. The third novelty is a new design structure of printed circuit board (PCB). **The purpose** of improvised design is to increase the stress in between the edges of PEH and increase energy conversion. With the new structure of PCB, it will work as a substrate that absorbs surrounding vibration energy and transfers it to sensing element. **Methods.** Three techniques were successfully designed in PEH and fabricated namely PEH A, PEH B, and PEH C were characterized by two experiments: load and vibration. The load experiment measured load pressure towards the PEH, whereas the vibration experiment measured stress towards the PEH. **Results.** PEH C has the highest induced voltage for a weight of 5.2 kg at the frequency of 50 Hz and the highest stored voltage for a period of 4 min. The three techniques applied in PEHs were showed improvement in transducer sensitivity and energy conversion. **Practical value.** A piezoelectric acoustic generator was used in the experiment to compare the performance of the designed PEH with available piezoelectric transducers in the market. The new flexible membrane worked as a sensing element was worked as a cantilever beam. PVDF was used as a sensing element due to the flexibility of the polymer material, which is expected to improve sensitivity and operating bandwidth. References 21, tables 6, figures 19.

Key words: piezoelectric energy harvester, air cavity, flexural membrane.

Вступ. Відомі методи збору вібраційної енергії використовують джерело вібрації для збору електричної енергії. П'єзоелектричний матеріал працює як чутливий елемент, перетворюючи механічну енергію (вібрацію) в електричну енергію (електричне поле). Існуючі пристрої збору п'єзоелектричної енергії (ЗПЕ) мають низьку чутливість, низьке перетворення енергії і малу смугу пропускання. **Новизна** запропонованої роботи полягає в проектуванні конструкції ЗПЕ. У конструкції реалізована повітряна порожнина, яка розташована під чутливою мембраною для підвищення чутливості. Ще один елемент новизни полягає в конструкції, в якій вигиниста мембрана розташована у верхній частині електродів. Третя новизна - це нова конструкція друкованої плати. **Мета** запропонованої конструкції - збільшити механічну напругу між краями ЗПЕ і підвищити перетворення енергії. Завдяки новій конструкції друкованої плати вона буде працювати як підкладка, яка поглинає навколишню енергію вібрації і передає її на чутливий елемент. **Методи.** Три методи були успішно використані для проектування ЗПЕ, і відповідно названі виготовлені ЗПЕ А, ЗПЕ Б і ЗПЕ В були описані двома експериментальними характеристиками: навантаження і вібрація. В експерименті з навантаженням вимірювався тиск навантаження на ЗПЕ, в той час як в експерименті з вібрацією вимірювалася механічна напруга на ЗПЕ. **Результати.** ЗПЕ В має найвищу індуковану напругу для ваги 5,2 кг при частоті 50 Гц і найвищу збережену напругу протягом 4 хвилин. Три методи, що застосовуються для ЗПЕ, показали поліпшення чутливості перетворювача і перетворення енергії. **Практична цінність.** В експерименті використовувався п'єзоелектричний акустичний генератор для порівняння характеристик розробленого ЗПЕ з доступними на ринку п'єзоелектричними перетворювачами. Нова гнучка мембрана працювала як чутливий елемент, що представляв собою консольну балка. В якості чутливого елемента використовувався полівініліден фторид завдяки гнучкості полімерного матеріалу, який, як очікується, поліпшить чутливість і робочу смугу пропускання. Бібл. 21, табл. 6, рис. 19.

Ключові слова: збирач п'єзоелектричної енергії, повітряна порожнина, вигиниста мембрана.

Introduction. Energy harvesting is a process to collect and store energy from energy sources, such as wind [1], solar [2], thermal [3], vibration [4], and biomechanical [5] sources. The facilities for harvesting wind, solar, and thermal energy are designed in huge sizes and generate high energy, whereas the components for harvesting vibration and biomechanical energy are designed in small sizes and sometimes generate energy in microvolts only. Vibration is an energy source that can be harvest at any place. Among the examples are vibration energy created by bridges [6], machines [7, 8], compressors [9], airport walkways [10] and railway tracks [11]. These vibrational energy sources are wasted if not harvested. Two methods that can harvest vibration energy are electromagnetic energy harvesters (EEHs) [9, 10] and piezoelectric energy harvesters (PEHs) [10, 11]. The basic components of an EEH consist of a spring, a coil, and a permanent magnet.

A vibrational force is applied to the spring to make it swing and the permanent magnet moves through the coil. An induced voltage is generated by the coil during the

movement of the permanent magnet through the coil [12]. Some design has used a ring to replace the spring to make the permanent magnet move freely [13]. However, these designs suffer from the limitation of ageing, such as a spring loses its stiffness with time and a permanent magnet also loses its magnetization with time. Hence, PEHs are used to solve these problems [14]. A PEH consists of a piezoelectric material, a cantilever beam, and a proof mass. The piezoelectric material is a sensing element to convert mechanical energy to electrical energy. It was attached together with cantilever beam which is worked as a swinging component. Proof mass was placed at the end of the cantilever worked as a load that makes the cantilever beam swing after a vibration force is acted to the cantilever. When the cantilever beam swings, it causes stress inside the sensing material; subsequently, an induced voltage is generated.

PEH consists of the cantilever beam and the proof mass was free at the end and mounted beneath its base, which is known as base-mounted piezoelectric (BMP)

© A.A. Mohamad Yusoff, K.A. Ahmad, S.N. Sulaiman, Z. Hussain, N. Abdullah

harvesters. A BMP harvester with a 0.267 mm thick layer of PZT5H was attached to a polymer beam (1.6 mm × 4.9 mm × 20.0 mm) and a steel tip mass. The peak voltages increased to 6.20, 15.1, 29.2, and 54.3 V with resonant frequencies of 45 Hz at 0.25 g to 44 Hz at 1 g. Shorter beams were preferred in the design to improve electromechanical coupling and generate more induced voltage [15]. A cantilever beam consisted of a sensing element called piezoelectric bimorph and an electrode called copper with the dimension of 79 mm × 1.55 mm (length × thickness) and attached to the proof mass with the dimension of 20 mm × 4 mm (length × thickness). This device generated an induced voltage of 37 V and output power at 145 Hz. It was installed under a smart road system [16]. For a low mechanical damping ratio, a vacuum package energy harvester (VPH) was designed to cater the problem of 50 % power drop, corresponding to 2 % deviation of frequency. The VPH was similar to the design previously which was consisted of a piezoelectric bimorph with the dimension of 28.6 × 12.7 × 0.508 mm³ and stiffness of $K = 760$ N/m. The VPH generated output power of 90.3 μW at the frequency of 50 Hz [17].

A multi-degree of freedom vibration system has been added in the design of PEHs to improve the wideband performance. This design offers high power density and increases the generated induced voltage. Three proof masses were located at the centre, top left, and bottom right. Then, the cantilevers were attached to the mass centre, top left mass, and bottom right mass. The bandwidths were increased to 5.3, 9.8, 14, and 16 Hz for the acceleration of 0.2, 0.5, 0.7, and 1 m/s², respectively. The average power harvested by the PEHs were 0.34–2.80 μW [18]. Two parallel beam structures were designed to improve the operating bandwidth of PEH. Each beam consisted of a top electrode and a bottom electrode, then a zinc oxide (ZnO) was a sensing element with a thickness of 2.73 μm sandwiched between the electrodes. This PEH generated an induced voltage of 18 V at the frequency of 142 Hz with a bandwidth of 15 Hz [19]. A cantilever beam was sandwiched with two sensing element and one end of the cantilever beam was installed with a tip mass, whereas the other end was nailed to the wall. The PEHs generated an average power of 25 μW at the frequency range of 33–35 Hz [20]. This type of design can be applied for slow swinging movement.

The goal of the paper is to design a new flexible membrane worked as sensing element called piezoelectric polymers, polyvinylidene fluoride (PVDF) were attached together with a printed circuit board (PCB) and it was worked as a cantilever beam. PVDF was used as a sensing element due to the flexibility of the polymer material, which is expected to improve sensitivity and operating bandwidth. A PEH with good sensitivity can generate a high induced voltage. A new technique of substrate, PCB was used to absorb impact of surrounding vibration and transfer it to flexible sensing element which to improve sensitivity and bandwidth.

Subject of investigations. The PEH design focused on the design of the electrode circuit. Figure 1 shows the interdigitated electrode (IDE) circuit designed on a PCB. The IDE circuit consists of the IDE finger, the IDE path,

and a terminal pad. The IDE finger used generated an induced voltage together with the sensing element, PVDF. Then, the IDE path lays the current to the terminal pad.

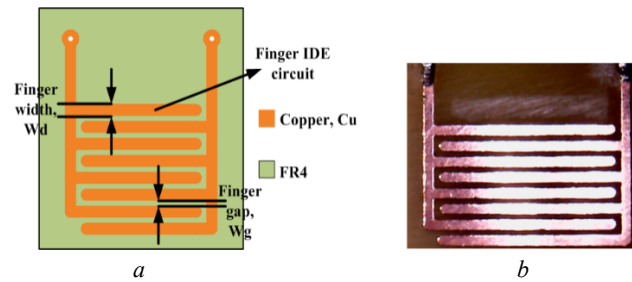


Fig. 1. IDE design circuit on a PCB: (a) schematic diagram and (b) digital microscope image of the IDE circuit on a PCB

Three different electrode finger widths were fabricated and the width of electrode fingers were 0.5, 1, and 2 mm. The gap between the electrode fingers for all designs was fixed to 0.5 mm and the number of electrode finger pairs was 4. Three fabricated designs were namely PEH A, PEH B, and PEH C. They are shown in Table 1.

Table 1
Parameters of the IDE circuit for PEH A, PEH B, and PEH C

PEH design	Finger width, W_d , mm	Finger gap, W_g , mm	Area of PVDF, mm ²
A	0.5	0.5	142.5
B	1		218.5
C	2		370.5

The IDE design constructed using Proteus software is shown in Fig. 2.

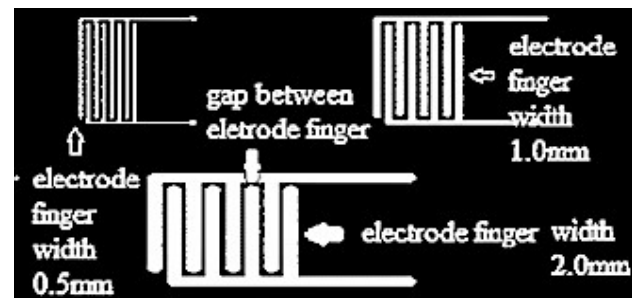


Fig. 2. IDE circuit design constructed using Proteus

D_{33} mode piezoelectric energy harvester. The new design structure of PEH using the method of d_{33} mode piezoelectric material was implemented in the design. The first number of d_{33} mode indicates the voltage generated at z -axis and the second number indicates the force applied to the piezoelectric material that causes stress inside the piezoelectric material. A new design structure applied in PEH was the flexible sensing element placed at the top IDE electrode. The substrate of PEH was PCB used to absorb surrounding vibration energy and transfer to flexible sensing element, thus the sensing element got stress and converted to electric field. D_{33} component inside sensing element was converted two times energy compared to d_{31} mode.

Two new techniques approach, (1) flexible sensing element on top of electrode, and (2) substrate made of PCB were improved energy conversion and sensitivity. The operation of d_{33} mode piezoelectric material on the PEH is shown in Fig. 3.

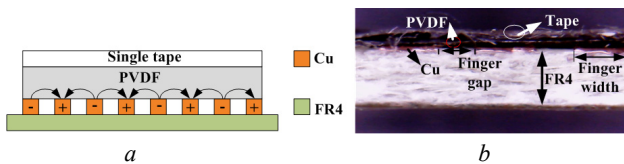


Fig. 3. D_{33} mode piezoelectric energy harvester: (a) schematic diagram and (b) cross-sectional digital microscope image of the PEH

The operation of d_{33} mode polarization is that when stress occurs between the electrodes in three directions, polarization is also created between the electrodes in three directions. The electron e moves from low potential (negative terminal) to high potential (positive terminal) and the movement of electrons induces voltage, as shown in Fig. 3,a. Figure 3,b illustrates the cross-section of the PEH, where the top of the PEH is a single tape, followed by PVDF, a row of copper and air space, and lastly the FR4. The new design structure of backing layer called air cavity was placed under sensing element and in between of finger electrodes. When the cantilever beam moves up and down, more stress occurs at the sensing element at cavity side and generated more induced voltage, as illustrated in Fig. 4.

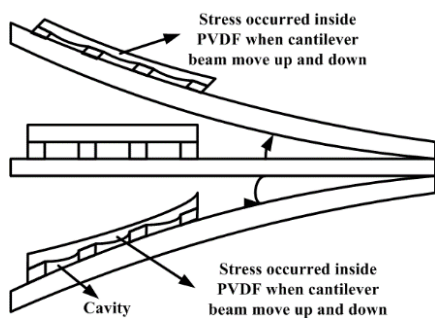


Fig. 4. Schematic diagram of stress occurring inside PVDF during the movement of the cantilever beam

Development of readout circuitry. The induced AC voltage accumulates at the terminal of PEH, and then the readout circuitry is rectified, filtered, and stored the DC voltage in a capacitor. Figure 5 shows the schematic diagram of the parallel synchronized switching harvesting inductor circuit (SSHI) readout circuit introduced by [21], which consisted of the PEH, a switch (S), an inductor (L) of 22 μ H, bridge diodes (D1 – D4) of Schottky type, a capacitor (C) of 12 nF, and resistor of 600 k Ω . The maximum working voltage for the capacitor is 35 V. A multimeter was used to measure the output DC voltage at $V_c(t)$. Diodes D1 to D4 worked as full-wave rectifiers to rectify all AC to DC.

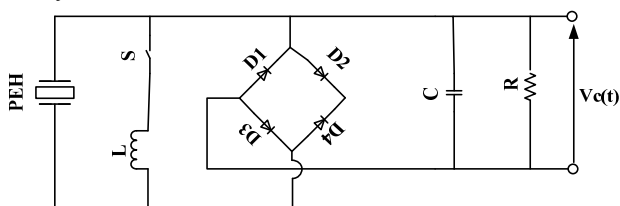


Fig. 5. Schematic diagram of a parallel SSHI readout circuit for energy harvesting

Fabrication. The overview of the fabrication process is shown in Fig. 6.

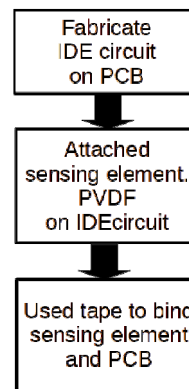


Fig. 6. Flowchart of the fabrication process

The steps presented in Fig. 6 were the flow of PEH fabrication. First, the IDE circuit was fabricated on a PCB, as shown in Fig. 7. Next, a PCB was cleaned using a brushing machine. The final step of the fabrication process was attaching PVDF on top of the fabricated IDE circuit using 3M single tape. The terminal pad was soldered with two wires and the completed fabricated PEH is shown in Fig 8.

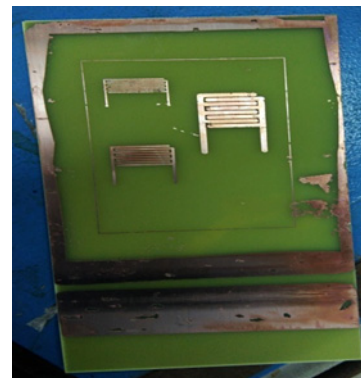


Fig. 7. Fabricated IDE circuits

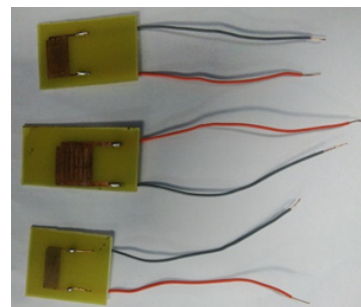


Fig. 8. Fabricated piezoelectric energy harvesters

Experimental setup. The PEH was characterized using load and vibration experiments. The load experiment measured load pressure towards the PEH, whereas the vibration experiment measured stress towards the PEH. A piezoelectric acoustic generator was used in the experiment to compare the performance of the designed PEH with available piezoelectric transducers in the market. The parameters of the piezoelectric acoustic generator are listed in Table 2.

Table 2

Diameter and area of the piezoelectric acoustic generator

Parameter	Value
Diameter of piezo ceramic, mm	20
Area of piezo ceramic, mm ²	314.16

Figure 9 presents the piezoelectric acoustic generator. The diameter of the piezoelectric ceramic was 20 mm, which was sandwiched between two copper layers.

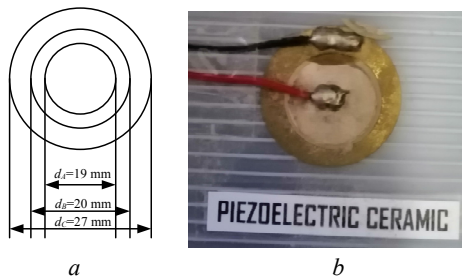


Fig. 9. Illustration of a piezoelectric acoustic generator: (a) schematic diagram and (b) camera image

Load experiment. The experiment was carried out by obtaining the output from different mass ranges of 200 g to 5.2 kg with a step of 1 kg placed on top of the PEH. The study investigated the induced voltage for different weights and designs of PEHs. The equation for pressure P in load experiment is:

$$P = f/A, \quad (1)$$

where f is the gravitational force; and A is the area of PVDF surface.

The equation of gravitational force is:

$$f = m \cdot g, \quad (2)$$

where m is the mass; g is the gravity acceleration (9.81 m/s^2).

Six different weights were used: 200 g, 1.2 kg, 2.2 kg, 3.2 kg, 4.2 kg, and 5.2 kg. The load experiment is shown in Fig. 10. Figure 10,a shows the schematic diagram of the load experiment setup; Fig. 10,b shows the use of 200 g and 1 kg loads. Meanwhile, Fig. 10,c shows the DC voltage measurement setup using a digital multimeter and an energy harvester circuit.

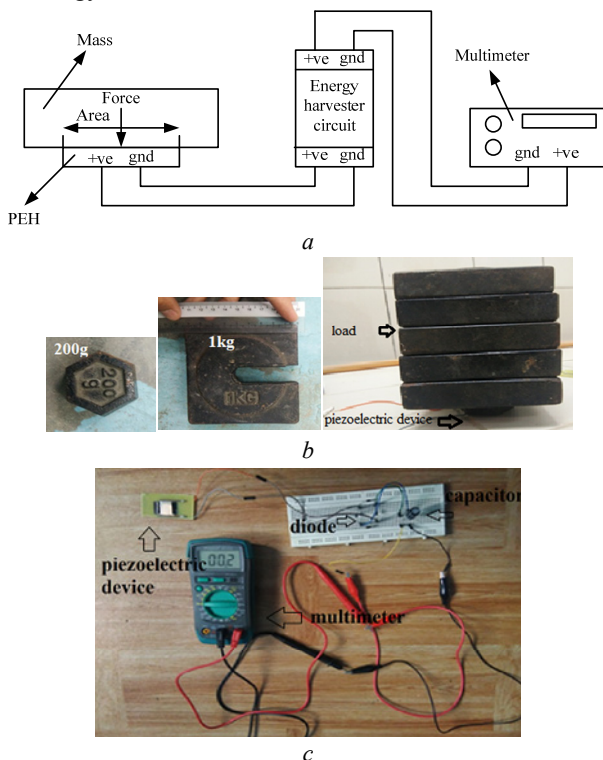


Fig. 10. Load experiment setup: (a) schematic diagram; (b) 200 g and 1 kg loads; (c) DC voltage measurement setup at the output of the energy harvester circuit using a digital multimeter

For load experiment, the loads were placed on the PEH and the output of the PEH was rectified and stored in a capacitor using an energy harvester circuit. The output of the energy harvester circuit was measured using a digital multimeter. For every measurement of load, three readings were recorded and the average reading for each load was recorded in a table.

Vibration experiment. The experiment was carried out by placing the PEH on a vibration machine. This experiment investigated the induced voltage generated by the PEH during vibration. A sieve shaker was used as a vibrator machine at 50 Hz and the AC voltage of the PEH output was measured using an oscilloscope. The vibration experiment setup is presented in Fig. 11.

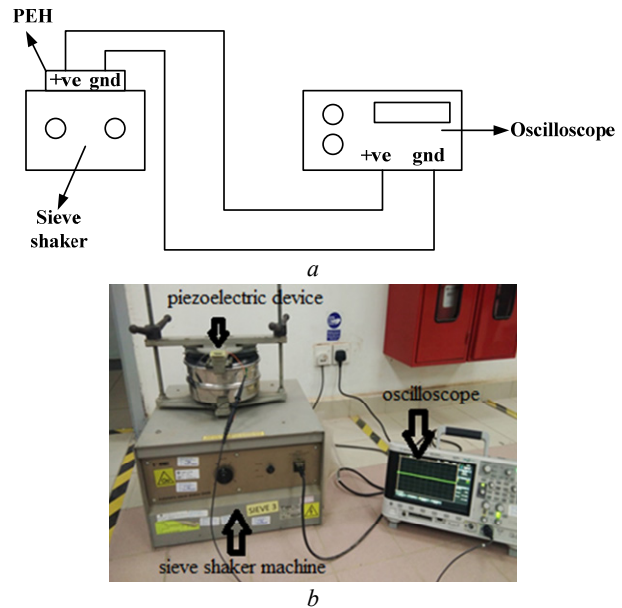


Fig. 11. Vibration experiment setup: (a) schematic diagram and (b) digital image of vibration experiment setup

Three different designs of PEHs were investigated in this experiment. A sieve shaker was set at 4 min of vibration and the generated AC output voltage of the PEH was recorded every minute. Two parts of measurement were conducted in this experiment, namely the measurement of the generated voltage versus input frequency and the measurement of the generated voltage for a period of time. The input frequency was set to 50 Hz because almost all vibration equipment in Malaysia used 50 Hz as an input of the machine.

Results and discussion. This section is divided into two parts, which are induced DC output voltage from load experiment and induced AC output voltage from vibration experiment. Both parts are discussed in terms of the performance of output voltage produced by the PEH.

DC output voltage from load experiment. The DC output voltage for all PEH designs (PEH A, PEH B, and PEH C) with different mass ranges of 0.2 g to 5.2 kg was measured and the mean values of the recorded voltage are shown in Table 3, 4, 5, respectively. Each table presents the weight, mean output voltage, and standard error for the particular design. The mean output voltage was calculated from three readings of the same weight measurement and divided by the number of readings. For this experiment, three readings were taken for calculating the mean output

value and the standard error was a standard deviation of the mean value. The pressure was calculated from the input weight and area of PVDF.

Table 3

Results for PEH A

Weight, kg	Mean output, voltage, mV	Standard error, %	Pressure, f/A , N/m^2
0.2	0.202	5	1401.43
1.2	0.402	6	8408.57
2.2	0.607	3	15415.71
3.2	0.810	4	22422.86
4.2	1.097	5	29430
5.2	1.123	3	36437.14

The standard error for all readings is acceptable because the error is less than 10 %. The highest standard error of 6 % was recorded for the load weight of 1.2 kg. The mean induced voltage increased proportionally with the input pressure given by load weight. Figure 12 shows that at the pressure of 29430 to 36437.14 N/m^2 , the mean output voltage was saturated at 1.123 mV. The mean output from 0.202 to 1.097 mV was proportional with the increase of pressure from 1400 to 29430 N/m^2 , respectively.

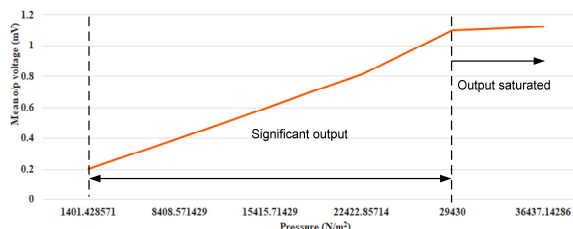


Fig. 12. Plot of mean output value versus pressure for PEH A

The results for PEH B are tabulated in Table 4. The readings are also acceptable because the standard error is less than 10 %. The input pressure started at a lower value of 897.94 N/m^2 compared to PEH A of 1401.429 N/m^2 and until the final load of PEH B, the input pressure was less than the final load of PEH A.

Table 4

Results for PEH B

Weight, kg	Mean output, voltage, mV	Standard error, %	Pressure, f/A , N/m^2
0.2	0.306	2	897.94
1.2	0.904	3	5387.64
2.2	1.103	3	9877.35
3.2	1.303	5	14367.05
4.2	2.004	4	18856.75
5.2	2.301	5	23346.45

Figure 13 shows a significant output voltage because the mean output voltage from the range of 0.306 to 2.301 mV increased proportionally with the input pressure from 897.94 to 23346.45 N/m^2 . The mean output voltage of PEH B was higher than PEH A for the low pressure input. It is shown that PEH B is more sensitive and generated more induced voltage than PEH A.

Table 5 shows the tabulated results for PEH C. The mean output voltage was generated in the range of 0.7 to 2.5 mV for the pressure range of 529 to 13768 N/m^2 . The standard error shows that the readings are in the acceptable range for PEH C.

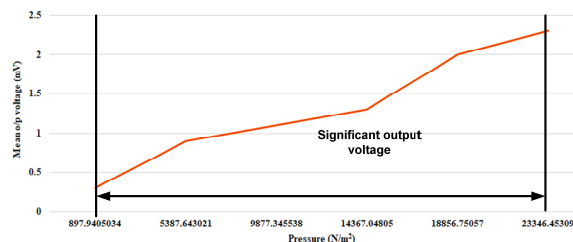


Fig. 13. Plot of mean output voltage versus pressure for PEH B

Table 5

Results for PEH C

Weight, kg	Mean output, voltage, mV	Standard error, %	Pressure, f/A , N/m^2
0.2	0.702	3	529.55
1.2	0.903	4	3177.33
2.2	1.199	3	5825.10
3.2	1.504	3	8427.87
4.2	1.901	5	11120.65
5.2	2.502	5	13768.42

Figure 14 shows that PEH C is more sensitive compared to PEH B and PEH A. The low pressure input generated high induced voltage. PEH C has the widest IDE electrode finger width, followed by PEH B and PEH A. Furthermore, the highest generated induced voltage was obtained by PEH C, followed by PEH B and PEH A. Therefore, the width of finger electrodes improved the generated induced voltage and sensitivity of PEH.

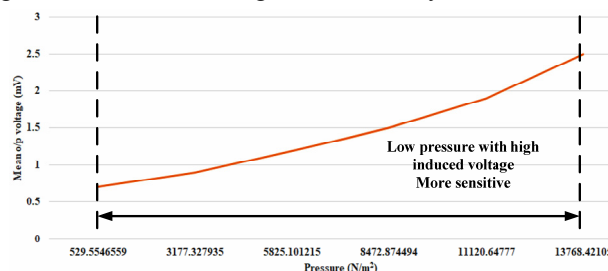


Fig. 14. Plot of mean output voltage versus pressure for PEH C

Table 6 tabulates the results for the commercial piezoelectric acoustic generator. The mean output voltage generated by the piezoelectric acoustic generator was in the range of 0.124 to 0.365 mV for the range of input pressure input of 6248 N/m^2 to 162458.6 N/m^2 .

Table 6

Results for piezoelectric acoustic generator

Weight, kg	Mean output, voltage, mV	Standard error, %	Pressure, f/A , N/m^2
0.2	0.124	3	6248.41
1.2	0.185	2	37490.45
2.2	0.191	2	68732.48
3.2	0.212	2	99974.52
4.2	0.255	3	131216.60
5.2	0.365	3	162458.60

Figure 15 shows the mean output voltage for the piezoelectric acoustic generator. The generator has low sensitivity due to the low generated induced voltage as high pressure input was introduced to the acoustic generator. All PEH designs have high sensitivity compared to the piezoelectric acoustic generator. The IDE design shows good performance compared to a simple sandwiched piezoelectric acoustic generator. Although the

area of the electrode of the piezoelectric acoustic generator is larger than the area for PEH A, this design has more induced voltage compared to the piezoelectric acoustic generator.

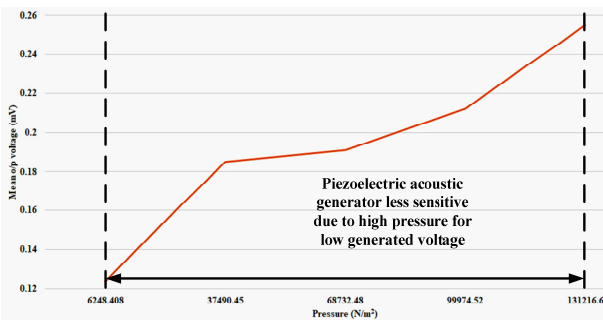


Fig. 15. Plot of mean output voltage versus pressure for piezoelectric acoustic generator

Output voltage from vibration experiment. For vibration experiment, two parts of the results were obtained. Part B.1 shows the results of the generated output voltage versus input frequency of 50 Hz and part B.2 shows the results of the generated voltage for the given period.

Output voltage versus input frequency. Figure 16 shows the generated output voltage versus the input frequency of 50 Hz for PEH A. The generated output voltage generated fluctuated from 0.23 to 0.28 mV.

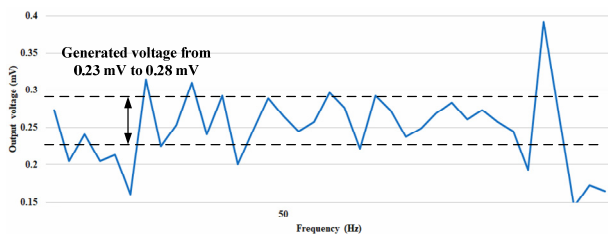


Fig 16. Generated output voltage versus input frequency for PEH A

Figure 17 shows the generated output voltage versus the input frequency of 50 Hz for PEH B. The generated output voltage fluctuated from 0.25 to 0.52 mV for the input frequency of 50 Hz. The generated voltage of PEH B consists of two parts: 0.25 to 0.30 mV and 0.45 to 0.50 mV.

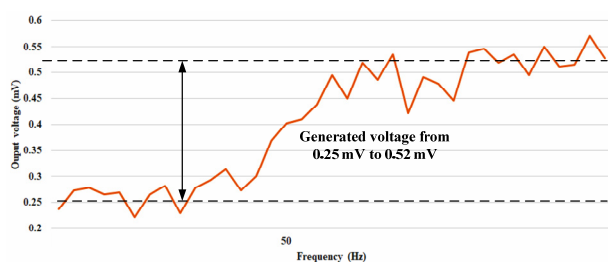


Fig 17. Generated output voltage versus input frequency for PEH B

Figure 18 shows the generated output voltage for PEH C for the given input frequency of 50 Hz. The pattern of PEH C output is almost similar to the pattern of PEH B output, where the generated output of PEH C oscillated from 0.28 to 0.55 mV. The generated voltage of PEH C also consists of two parts: 0.28 to 0.30 mV and 0.50 to 0.55 mV.

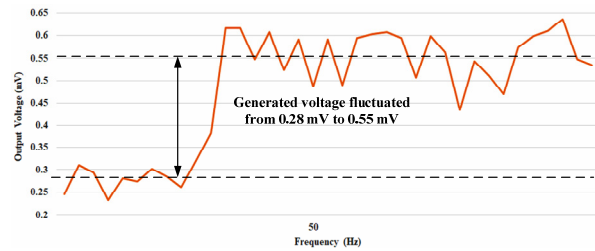


Fig. 18. Generated output voltage versus input frequency for PEH C

All three plotted graphs show that the generated output of load weight is higher compared to vibration. In this experiment, PEH C has higher generated voltage than PEH B and PEH A, where PEH C recorded the generated voltage of 0.55 mV.

Output voltage versus period of time. The results of generated voltage for the period of time are shown in Fig. 19. The generated voltage for all design of PEHs increased significantly at 3 to 4 min. The highest energy stored in the capacitor was generated by PEH C with 34560 mV.

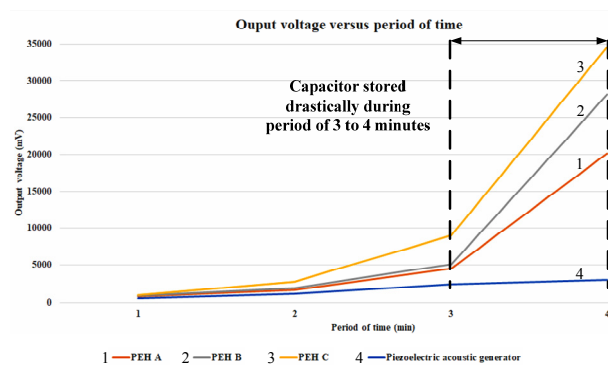


Fig. 19. Generated voltage stored versus period of time

Conclusions.

1. A new design structure of PEH using flexible sensing element, PVDF and PCB substrate with IDE circuits were successfully design, fabricated and characterized in this project. Three PEHs with different IDE circuit width were fabricated together with a PVDF sheet and single transparent tape.

2. All designs namely PEH A, PEH B, and PEH C were successfully characterized by two experiments namely load and vibration experiments. PEH C generated the highest voltage in load experiment of 2.502 mV for the weight of 5.2 kg. In vibration experiment, PEH C generated the highest voltage of 0.55 mV for the input frequency of 50 Hz. PEH C also stored the highest voltage of 34560 mV for the time period of 4 min.

3. PEH C is the best design of an energy harvester if applied for a vibration machine of 50 Hz or from footsteps in the walking area of an airport. For future recommendations, this device can be installed in the walking area of an airport and used as a free energy source for charging a small electronic device. The device can be placed under the walking area, and then the energy is harvested and stored in a battery bank.

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

REFERENCES

1. Zhao L., Tang L., Liang J., Yang Y. Synergy of wind energy harvesting and synchronized switch harvesting interface circuit. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2017, vol. 22, no. 2, pp. 1093-1103. doi: <https://doi.org/10.1109/tmech.2016.2630732>.
2. Shekhar A., Kumaravel V.K., Klerks S., De Wit S., Venugopal P., Narayan N., Bauer P., Isabella O., Zeman M. Harvesting roadway solar energy – performance of the installed infrastructure integrated PV bike path. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2018, vol. 8, no. 4, pp. 1066-1073. doi: <https://doi.org/10.1109/jphotov.2018.2820998>.
3. Camboim M.M., Oliveira V.S., Villarim M.R., Villarim A.W.R., Catunda S.Y.C., Baiocchi O.R., De Souza C.P. An online remote verification system of thermal sources for energy harvesting application. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2020, vol. 69, no. 10, pp. 7962-7973. doi: <https://doi.org/10.1109/tim.2020.2986105>.
4. He W., Zhang J., Yuan S., Yang A., Qu C. A three-dimensional magneto-electric vibration energy harvester based on magnetic levitation. *IEEE Magnetics Letters*, 2017, vol. 8, pp. 1-3, art no. 6104703. doi: <https://doi.org/10.1109/lmag.2017.2669300>.
5. Todaro M.T., Guido F., Algeri L., Mastronardi V.M., Desmaele D., Epifani G., De Vittorio M. Biocompatible, flexible, and compliant energy harvesters based on piezoelectric thin films. *IEEE Transactions on Nanotechnology*, 2018, vol. 17, no. 2, pp. 220-230. doi: <https://doi.org/10.1109/TNANO.2017.2789300>.
6. Khan F.U., Iqbal M. Electromagnetic bridge energy harvester utilizing bridge's vibrations and ambient wind for wireless sensor node application. *Journal of Sensors*, 2018, vol. 2018, art. no. 3849683. doi: <https://doi.org/10.1155/2018/3849683>.
7. Chaudhuri D., Kundu S. MEMS piezoelectric energy harvester to power wireless sensor nodes for machine monitoring application. *2017 Devices for Integrated Circuit (DevIC)*, 2017, pp. 584-588. doi: <https://doi.org/10.1109/devic.2017.8074018>.
8. Shin A., Radhakrishna U., Yang Y., Zhang Q., Gu L., Riehl P., Chandrakasan A.P., Lang J.H. A MEMS magnetic-based vibration energy harvester. *Journal of Physics: Conference Series*, 2018, vol. 1052, p. 012082. doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1052/1/012082>.
9. Rodriguez J.C., Nico V., Punch J. A vibration energy harvester and power management solution for battery-free operation of wireless sensor nodes. *Sensors*, 2019, vol. 19, no. 17, p. 3776. doi: <https://doi.org/10.3390/s19173776>.
10. Correia D., Ferreira A. Energy harvesting on airport pavements: state-of-the-art. *Sustainability*, 2021, vol. 13, no. 11, p. 5893. doi: <https://doi.org/10.3390/su13115893>.
11. Hosseinkhani A., Younesian D., Eghbali P., Moayedizadeh A., Fassih A. Sound and vibration energy harvesting for railway applications: A review on linear and nonlinear techniques. *Energy Reports*, 2021, vol. 7, pp. 852-874. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egyrt.2021.01.087>.
12. Lee H., Noh M.D., Park Y. Optimal Design of Electromagnetic Energy Harvester Using Analytic Equations. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2017, vol. 53, no. 11, pp. 1-5, art no. 8207605. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2017.2708130>.
13. Cai M., Liao W.-H. Design, modeling, and experiments of electromagnetic energy harvester embedded in smart watch and wristband as power source. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2021, vol. 26, no. 4, pp. 2104-2114. doi: <https://doi.org/10.1109/tmech.2020.3032536>.
14. Nabavi S., Zhang L. Nonlinear multi-mode wideband piezoelectric MEMS vibration energy harvester. *IEEE Sensors Journal*, 2019, vol. 19, no. 13, pp. 4837-4848. doi: <https://doi.org/10.1109/jsen.2019.2904025>.
15. Koven R., Mills M., Gale R., Aksak B. Low-frequency and broadband vibration energy harvesting using base-mounted piezoelectric transducers. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2017, vol. 64, no. 11, pp. 1735-1743. doi: <https://doi.org/10.1109/TUFFC.2017.2739745>.
16. Subbaramaiah R., Al-Jufout S.A., Ahmed A., Mozumdar M.M. Design of vibration-sourced piezoelectric harvester for battery-powered smart road sensor systems. *IEEE Sensors Journal*, 2020, vol. 20, no. 23, pp. 13940-13949. doi: <https://doi.org/10.1109/ISEN.2020.3000489>.
17. Abasian A., Tabesh A., Rezaei-Hosseinabadi N., Nezhad A.Z., Bongiorno M., Khajehoddin S.A. Vacuum-packaged piezoelectric energy harvester for powering smart grid monitoring devices. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, vol. 66, no. 6, pp. 4447-4456. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2860557>.
18. Nabavi S., Zhang L. Nonlinear multi-mode wideband piezoelectric MEMS vibration energy harvester. *IEEE Sensors Journal*, 2019, vol. 19, no. 13, pp. 4837-4848. doi: <https://doi.org/10.1109/ISEN.2019.2904025>.
19. Naval S., Sinha P.K., Das N.K., Anand A., Kundu S. Bandwidth increment of piezoelectric energy harvester using multi-beam structure. *2019 Devices for Integrated Circuit (DevIC)*, 2019, pp. 370-373. doi: <https://doi.org/10.1109/devic.2019.8783724>.
20. Rubes O., Hadas Z. Design and simulation of bistable piezoceramic cantilever for energy harvesting from slow swinging movement. *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, 2018, pp. 663-668. doi: <https://doi.org/10.1109/EPEPMC.2018.8521846>.
21. Lu S., Boussaid F., Law M. Efficient parallel-SSHI interface circuit for piezoelectric energy harvesting. *2013 IEEE 11th International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, 2013, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/NEWCAS.2013.6573658>.

Received 15.08.2021

Accepted 21.09.2021

Published 26.10.2021

Ahmad Azrul Mohamad Yusoff¹, MS,
 Khairul Azman Ahmad¹, Senior Lecturer,
 Siti Noraini Sulaiman¹, Associate Professor,
 Zakaria Hussain¹, Associate Professor,
 Noramalina Abdullah², Senior Lecturer,

¹ School of Electrical Engineering, College of Engineering,
 Universiti Teknologi MARA,
 Cawangan Pulau Pinang, Permatang Pau,
 13500 Pulau Pinang, Malaysia
 e-mail: bnc_azrol@yahoo.com.my,
 azman062@uitm.edu.my,
 sitinoraini@uitm.edu.my,
 zakaria183@uitm.edu.my,

² School of Electric and Electronic Engineering,
 Engineering Campus, Universiti Sains Malaysia,
 14300, Nibong Tebal, Pulau Pinang, Malaysia
 e-mail: eenora@usm.my (Corresponding author)

О.В. Шутенко, С.Г. Пономаренко

АНАЛІЗ ЗАКОНІВ РОЗПОДІЛУ ПОКАЗНИКІВ ТРАНСФОРМАТОРНИХ МАСЕЛ В ТРАНСФОРМАТОРАХ 110-330 кВ

У статті наведено результати аналізу законів розподілу показників трансформаторних масел у трансформаторах 110 і 330 кВ. Встановлено, що розподіл показників для масла як придатного, так і непридатного до експлуатації, незалежно від класу напруги трансформаторів підпорядковуються закону розподілу Вейбула. Виконаний аналіз показав, що і в автотрансформаторах напругою 330 кВ, і в трансформаторах напругою 110 кВ має місце зміщення між математичними очікуваннями щільності розподілу показників масел придатного до експлуатації. Наявність даного зміщення дозволяє використовувати отриманні з урахуванням умов експлуатації значення параметрів законів розподілу для оцінки відпрацьованого ресурсу масел, а також для прогнозування та планування термінів обслуговування та ремонту обладнання. Бібл. 38, табл. 7, рис. 5.

Ключові слова: трансформаторне масло, показники масел, тривалість експлуатації, статистичний аналіз, закони розподілу, критерій згоди, розподіл Вейбула, функції щільності розподілу.

В статті приведені результати аналізу законів розподілу показників трансформаторних масел в трансформаторах 110 і 330 кВ. Установлено, що розподілення показників як для масла годного, так і негодного к експлуатации, вне зависимости от класса напряжения трансформаторов подчиняются закону распределения Вейбулла. Выполненный анализ показал, что и в автотрансформаторах напряжением 330 кВ, и в трансформаторах напряжением 110 кВ имеет место смещение между математическими ожиданиями плотностей распределения показателей масел годного к эксплуатации. Наличие данного смещения позволяет использовать полученные с учетом условий эксплуатации, значения параметров законов распределения для оценки отработанного ресурса масел, а также для прогнозирования и планирования сроков обслуживания и ремонта оборудования. Библ. 38, табл. 7, рис. 5.

Ключевые слова: трансформаторное масло, показатели масел, длительность эксплуатации, статистический анализ, законы распределения, критерии согласия, распределение Вейбулла, функции плотности распределения.

Вступ. Аварійне пошкодження високовольтних силових трансформаторів супроводжується значним економічним збитком і, в ряді випадків, може мати досить важкі наслідки [1]. Враховуючи істотне старіння парку високовольтних силових трансформаторів як в Україні, так і в більшості зарубіжних країн, а також вкрай низькі темпи заміни обладнання, що відпрацювало свій ресурс, забезпечення експлуатаційної надійності трансформаторів є важливим науково-практичним завданням. Одним з елементів ізоляції високовольтних силових трансформаторів є нафтові ізоляційні масла. Як показано в [2, 3], істотну роль в забезпеченні експлуатаційної надійності трансформаторів відіграє стан трансформаторних масел. Продукти окислення масла чинять негативний вплив не тільки на електричну міцність рідкої ізоляції, але і сприяють зменшенню механічної міцності целюлозної ізоляції, що призводить до зниження ресурсу трансформаторів. У зв'язку з цим удосконалення методів оцінки стану трансформаторних масел є актуальним завданням. Рішення даного завдання дозволить підвищити експлуатаційну надійність високовольтних силових трансформаторів і продовжити їх ресурс.

Аналіз публікацій і постановка завдань досліджень. В даний час питанням удосконалення методів діагностики стану трансформаторних масел присвячено велику кількість досліджень. При цьому удосконалення виконується за двома основними напрямками – використання нових методів вимірювань (наприклад, [4-8]) і удосконалення методів прийняття рішень. Наприклад, в [9-12] для діагностики стану і прогнозування значень показників трансформаторних масел запропоновано використовувати нейронні мережі різної конфігурації. У [13, 14] оцінка стану масел виконувалася з використанням марковських мереж. У [15, 16] застосовувався апарат нечіткої логіки, а в [17-19] використовувалися регресійні моделі. Враховуючи, що в

умовах реальної експлуатації оцінка стану масел виконується на основі порівняння вимірних значень показників з гранично допустимими значеннями (ГДЗ), які регламентуються міжнародними або національними стандартами [20, 21], в [22-24] виконано коригування ГДЗ показників трансформаторних масел. Однак в даних роботах для коригування ГДЗ використовувалися інтегральні функції розподілу, а самі закони не аналізувалися. При цьому, як показано в [25, 26] використання методів статистичних рішень, з урахуванням законів розподілу діагностичних показників, при коригуванні ГДЗ дозволяє істотно знизити ризики в порівнянні з методом інтегральних функцій. Крім того параметри законів розподілу широко використовуються при розробці моделей для прогнозування залишкового ресурсу обладнання, наприклад [27]. В той же час, виконаний аналіз показав, що питання аналізу законів розподілу показників трансформаторних масел не знайшли достатньо повного висвітлення в літературі. Виняток становлять дослідження, виконані в [28], згідно з якими такі показники масел як вміст органічних кислот, пробивна напруга, коефіцієнт поверхневого натягу, питомий об'ємний опір масла і вміст в маслі води можуть бути описані розподілом Вейбула. При цьому, як стверджують автори, відмінності в значеннях параметрів розподілу масел, отриманих до заливки, і зістарених масел є незначними, що вимагає додаткової перевірки. У зв'язку з цим в даній статті представлені результати аналізу законів розподілів для всього комплексу показників трансформаторних масел в баках трансформаторів 110 кВ і автотрансформаторів 330 кВ.

Метою роботи є аналіз законів розподілу показників якості трансформаторного масла з різним станом у трансформаторах 110 і 330 кВ.

Статистична обробка результатів періодичних випробувань. В якості вихідних даних були ви-

© О.В. Шутенко, С.Г. Пономаренко

користані результати періодичного контролю пробивної напруги трансформаторних масел по 231 трансформатору напругою 110 кВ і 49 автотрансформаторам напругою 330 кВ. Загальний обсяг аналізованої вибірки склав 21062 значення, з яких 17408 отримані для трансформаторів напругою 110 кВ, а 3654 – для автотрансформаторів напругою 330 кВ. Перелік показників трансформаторних масел і обсяг вибіркового значень по кожному показнику наведено в табл. 1.

Таблиця 1

Перелік показників трансформаторних масел та обсяг вибіркового значень за кожним показником

№	Показник якості масла	Обсяг вибіркового значень	
		Кількість трансформаторів	Кількість значень
Трансформатори напругою 110 кВ			
1	Температура спалаху	230	3746
2	Кислотне число	231	3741
3	Пробивна напруга	231	3723
4	tgδ при 20 °С	31	268
5	tgδ при 70 °С	50	426
6	tgδ при 90 °С	60	570
7	Колір масла	121	2108
8	Вміст водорозчинних кислот	46	1191
9	Вологовміст	73	1635
Автотрансформатори напругою 330 кВ			
1	Температура спалаху	49	887
2	Кислотне число	48	850
3	Пробивна напруга	49	852
4	tgδ при 90°С	45	543
5	Вологовміст	30	400
6	Вміст механічних домішок	20	122

Представлена в табл. 1 вибірка є неоднорідною як за кількістю трансформаторів, так і за загальною кількістю значень ознак. Така неоднорідність обумовлена декількома факторами. Наприклад, для такого показника як колір трансформаторного масла, діючим в Україні нормативними документом [21], гранично допустимі значення регламентовані тільки для свіжого масла, а ось для експлуатаційного контролю такі значення не нормовані, але повинні враховуватися при оцінці стану масел. Дана обставина є однією з причин того, що колір масел контролюється не в усіх енергетичних компаніях України. Незначні обсяги вибіркового значень для таких показників як вміст водорозчинних кислот, механічних домішок і вологовмісту обумовлено тим, що для визначення значень даних показників діючими нормативними документами допускалося використання декількох методів: індикаторних (відсутні або присутні) і кількісних (визначалися кількісний вміст даних показників в мг КОН/г або г/т). Оскільки діагноз «відсутні» при використанні індикаторних методів нееквівалентний значенням даних показників рівних нулю, то для подальшого аналізу використовувалися виключно результати кількісних методів.

Оскільки результати випробувань отримані в різних лабораторіях, а аналізовані трансформатори мають різний термін служби, експлуатуються з різним навантаженням і залиті різними сортами масел, то очевидно, що інтенсивність старіння масла в аналізованих трансформаторах істотно різниться. Тобто вихідні дані є статистично неоднорідними. Як приклад, на рис. 1,а наведе-

на залежність тангенса кута діелектричних втрат tgδ трансформаторних масел, виміряного при 90 °С для автотрансформаторів напругою 330 кВ. Як видно з рис. 1, неоднорідність вихідних даних обумовлено як відмінностями в якості масла, що заливається (відносно високі значення tgδ виміряного при 90 °С на початковому етапі експлуатації), так і відмінностями в умовах експлуатації (низькі значення даного показника були отримані при досить великому терміні служби). Крім того, має місце наявність похибок в результатах випробувань. Неоднорідність вихідних даних призводить до спотворення гістограми емпіричного розподілу (рис. 1,б), що не дозволяє виконати оцінку законів розподілу показників трансформаторних масел.

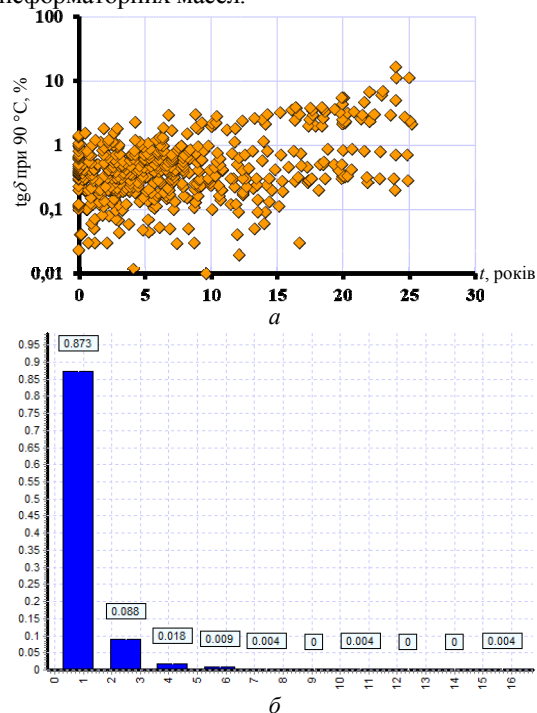


Рис. 1. Залежність tgδ трансформаторних масел, виміряного при температурі 90 °С, в автотрансформаторах напругою 330 кВ від тривалості експлуатації (а) для вихідного масиву даних і відповідна їй гістограма емпіричного розподілу (б)

У зв'язку з цим виникає завдання формування однорідних масивів показників трансформаторних масел. На першому етапі досліджень з вихідного масиву даних були виділені значення показників, що виходять за область ГДЗ, регламентованих чинним в Україні нормативним документом [21]. Використовуючи основні терміни з теорії технічної діагностики [29], позначимо масиви даних, що складаються з результатів випробувань для масла, придатного до експлуатації, за значеннями показників як D_1 . Масив даних, що складається з результатів випробувань для масла, непридатного до експлуатації, як D_2 .

При формуванні однорідних масивів показників використовуються два підходи. Перший підхід заснований на використанні математичних моделей дисперсійного аналізу і, як показано в [30, 31], дозволяє отримати досить коректні інтегральні функції розподілу діагностичних ознак. Істотним обмеженням при використанні такого підходу є обмеженість інформації про режими роботи трансформаторів, особливості

їх конструкції, використовуваних матеріалах. Це може стати причиною помилкових висновків. Другий підхід заснований на використанні методів перевірки статистичних гіпотез і, як показано в [32], дозволяє виконати оцінку законів розподілу діагностичних ознак. Недоліком такого підходу є складності при встановленні зв'язку між параметрами законів розподілу діагностичних показників і факторами, що впливають на інтенсивність старіння.

Відомо [33], що основними факторами, що впливають на інтенсивність окислення масла, є температура, вміст кисню повітря, тривалість окислення, а також вплив деяких конструкційних матеріалів (мідь, лакотканини, нестійка до масла гума тощо). З огляду на те, що для кожного з аналізованих трансформаторів відома дата заливки масла, то облік тривалості старіння не представляє особливих складнощів. Одним із факторів, що може викликати складнощі, є той факт, що в процесі тривалої експлуатації може замінюватися силікагель, масло може піддаватися сушці, регенерації, доливці та заміні. Це призводить до спотворення залежностей показників від тривалості експлуатації. Для усунення даної проблеми на попередньому етапі статистичної обробки результати періодичних випробувань за такими трансформаторами розбивалися на кілька груп (наприклад, з моменту заливки масла і до дати регенерації, і з моменту регенерації до дати останнього випробування). Температура ізоляції силових трансформаторів [34, 35] залежить як від струмів навантаження, так і від температури навколишнього середовища, а також від системи охолодження трансформаторів. Аналізовані трансформатори експлуатуються в одній кліматичній зоні з близькими значеннями середньодобових температур, і мають ідентичну систему охолодження (з дуттям і природною циркуляцією масла для трансформаторів напругою 110 кВ, і з дуттям і примусовою циркуляцією масла для автотрансформаторів напругою 330 кВ). У зв'язку з цим, логічно припустити, що відмінності в інтенсивності окислення масел, викликані різними робочими температурами, які обумовлені відмінностями в струмах навантаження [36]. В умовах, коли інформація про навантаження трансформаторів представлена частково, для формування однорідних масивів показників був використаний підхід, заснований на перевірці статистичних гіпотез.

Формування масивів з однорідними результатами періодичних випробувань виконувалося шляхом використання трьох статистичних критеріїв [32]:

1) *ранговий непараметричний критерій Вілкоксона (W)* – для перевірки статистичної гіпотези про схожість законів розподілу двох незалежних вибірок:

$$W = \sum_{i=1}^n s(r_i), \quad (1)$$

де r_i – ранги діагностичних ознак в загальному варіаційному ряду; $s(r_i)$ – одна з можливих $N!$ перестановок рангу r_i .

2) *Z критерій (Z)* – для перевірки статистичної гіпотези про рівність математичних очікувань двох незалежних вибірок:

$$Z_{\text{obs}} = \frac{\bar{x}_1 - \bar{x}_2}{\sqrt{\frac{\delta_1^2}{n} + \frac{\delta_2^2}{m}}}, \quad (2)$$

де \bar{x}_1 та \bar{x}_2 – вибіркове середнє діагностичної ознаки, розраховане за результатами випробувань першого та другого трансформатора відповідно; δ_1^2 та δ_2^2 – вибіркова дисперсія діагностичної ознаки, розрахована за результатами випробувань першого та другого трансформатора відповідно; n – число спостережень діагностичної ознаки для першого трансформатора; m – число спостережень діагностичної ознаки для другого трансформатора.

3) *критерій Фішера-Снедекора (F)* для перевірки статистичної гіпотези про рівність дисперсій двох незалежних вибірок.

$$F_{\text{obs}} = \frac{\delta_{\text{max}}^2}{\delta_{\text{min}}^2}, \quad (3)$$

де δ_{max}^2 та δ_{min}^2 – значення максимальної та мінімальної вибіркової дисперсії.

Дві незалежні вибірки вважалися однорідними, якщо за результатами тестування при заданому рівні значущості $\alpha = 0,05$ не відкидалися наступні статистичні гіпотези:

1. Про схожість законів розподілу двох незалежних вибірок ($W_1 > W_{n1, n2, 0,025}$, $W_2 < W_{n1, n2, 0,975}$);
2. Про рівність математичних очікувань двох незалежних вибірок ($Z_{\text{obs}} < Z_{\text{crit}, 0,95}$);
3. Про рівність дисперсій двох незалежних вибірок ($F_{\text{obs}} < F_{(n1-1), (n2-1), 0,95}$).

Наведений алгоритм статистичної обробки результатів випробувань, був реалізований у вигляді авторської програми «Odnorodn» [37], яка дозволяє істотно скоротити час, необхідний для статистичної обробки вихідних даних. Використання даної програми стосовно аналізованої вибірки даних дозволило сформулювати кілька масивів показників з близькими значеннями вибіркових середніх, вибіркових дисперсій і подібними законами розподілів. Обсяг вибіркових значень (N), значення вибіркових середніх (M_x), вибіркових дисперсій (D_x), коефіцієнтів асиметрії (j_s) і коефіцієнта ексцесу (j_k) для вихідних масивів даних (D_{10}) і масивів, отриманих в результаті статистичної обробки (D_{11} - D_{1n}) показників масла, придатного до експлуатації, для трансформаторів напругою 110 кВ, наведені в табл. 2, а для автотрансформаторів напругою 330 кВ – в табл. 3.

Порівнюючи статистичні характеристики вихідних масивів показників масел з аналогічними характеристиками показників з масивів, отриманих в результаті статистичної обробки, легко побачити, що використовувана процедура статистичної обробки дозволила істотно знизити значення дисперсії, а також значення коефіцієнтів асиметрії і ексцесу практично для всіх показників. Аналізуючи статистичні характеристики масивів показників, отриманих в результаті статистичної обробки, слід зазначити, що значення математичних очікувань показників масла, придатного до експлуатації, значно відрізняються. Це

Таблиця 2

Статистичні характеристики однорідних масивів показників масла, придатного до експлуатації в трансформаторах 110 кВ

Масив	N	M_x	D_x	j_s	j_k
Температура спалаху масла					
D ₁₀	3746	143,579418	13,06904	0,809	4,281
D ₁₁	284	140,059859	2,866135	-0,346	3,693
D ₁₂	364	142,931319	2,030997	-0,385	4,521
D ₁₃	185	144,535135	3,600117	-0,144	2,361
D ₁₄	188	146,930851	15,968623	-0,088	3,404
D ₁₅	280	149,089286	9,988457	-0,172	3,308
Вміст в маслі органічних кислот					
D ₁₀	3339	0,034848	0,000592	0,817	2,685
D ₁₁	218	0,015311	0,000087	0,587	2,472
D ₁₂	198	0,027884	0,00007	0,711	3,303
D ₁₃	250	0,045944	0,000395	0,175	2,262
D ₁₄	129	0,046434	0,000192	-0,175	2,907
D ₁₅	156	0,051679	0,000446	0,224	2,462
D ₁₆	361	0,045917	0,000500	0,807	3,988
D ₁₇	333	0,064655	0,001557	0,690	2,978
Пробивна напруга масла					
D ₁₀	3435	58,262667	116,058219	0,109	2,627
D ₁₁	135	49,038519	44,673183	0,0748	2,423
D ₁₂	609	60,654351	115,838869	-0,249	2,468
D ₁₃	360	68,110833	123,619522	-0,350	2,620
D ₁₄	286	69,421678	109,698341	-0,524	2,902
D ₁₅	204	71,066176	124,016356	-0,657	3,038
tg δ при 20 °C					
D ₁₀	268	0,182246	0,067281	7,962	83,730
D ₁₁	109	0,141835	0,008986	0,793	3,075
D ₁₂	141	0,188596	0,014915	0,959	3,713
tg δ при 70 °C					
D ₁₀	426	0,917268	2,170500	7,513	82,291
D ₁₁	112	0,290446	0,038860	0,951	3,284
D ₁₂	161	0,593634	0,162197	1,051	3,892
D ₁₃	140	0,850321	0,306149	0,991	4,229
tg δ при 90 °C					
D ₁₀	570	1,297158	12,095330	13,686	219,667
D ₁₁	148	0,485811	0,126923	1,189	4,664
D ₁₂	159	0,548679	0,133394	1,071	4,527
D ₁₃	152	1,504605	1,133087	0,793	3,119
D ₁₄	99	1,863737	1,848464	0,893	3,297
Колір масла					
D ₁₀	2108	2,574953	1,769050	0,822	2,870
D ₁₁	650	1,896923	0,597837	0,391	2,606
D ₁₂	484	3,026860	3,096386	0,587	2,354
D ₁₃	657	3,060122	1,917618	0,128	2,131
Вміст в маслі водорозчинних кислот					
D ₁₀	1191	0,006106	0,000281	11,835	257,889
D ₁₁	108	0,004359	0,000005	1,452	6,673
D ₁₂	231	0,005529	0,000006	0,025	2,611
D ₁₃	92	0,006315	0,000009	0,194	2,655
D ₁₄	116	0,006892	0,000008	0,182	2,301
D ₁₅	91	0,007679	0,000007	-0,120	2,684
Вологовміст масла					
D ₁₀	1635	14,381787	116,663877	2,723	10,436
D ₁₁	284	7,963	13,993306	0,511	2,773
D ₁₂	546	9,2768	20,054587	0,469	2,375
D ₁₃	520	10,748	16,643352	0,028	2,363

Отримане розрахункове значення критерію Ірвіна порівнювалося з табличним η_{table} . Якщо $\eta_{calc} > \eta_{table}$, тоді розглядається значення відкидалося і перевірялося наступне. Перевірка тривала, поки не було отримано $\eta_{calc} < \eta_{table}$.

свідчить як про різну якість трансформаторного масла, так і про різну інтенсивність старіння масел, тобто відмінностей в режимах експлуатації трансформаторів. Як видно з табл. 2 і 3 від'ємні значення коефіцієнтів асиметрії («довга частина» кривої розподілу розташована зліва від математичного очікування) отримані в основному для показників, значення яких знижуються в процесі старіння (температура спалаху і пробивна напруга масел).

Для показників масел, значення яких збільшуються в міру старіння масла (вміст в маслі органічних і водорозчинних кислот, тангенс кута діелектричних втрат, колір масел, вологовміст, вміст механічних домішок), в більшості отриманих масивів спостерігаються додатні значення коефіцієнта асиметрії («довга частина» кривої розподілу розташована праворуч від математичного очікування).

Наявність від'ємної асиметрії для деяких масивів даних показників свідчить про погіршений стан трансформаторного масла, має місце більша кількість «високих значень» показників в порівнянні з низькими. Як видно з таблиць, для всіх масивів показників має місце додатні значення коефіцієнта ексцесу, що говорить про те, що крива розподілу має більш високу і «гостру» вершину, ніж крива нормального закону. Отримані емпіричні значення коефіцієнтів асиметрії і ексцесу побічно свідчать про те, що розподіли показників масла, придатного до експлуатації, можуть відрізнятися від нормального закону.

Виконаний аналіз, показав, що отримані однорідні масиви сформовані за результатами випробувань трансформаторів, що мають близькі терміни експлуатації і схожі значення коефіцієнтів навантаження. Це дозволило в подальшому встановити однозначний зв'язок між умовами експлуатації трансформаторів і значеннями параметрів законів розподілу.

Обробка результатів періодичних випробувань показників масел, що вийшли за область ГДЗ (масло непридатне до експлуатації), виконувалося в наступній послідовності. Спочатку були сформовані масиви даних по кожному з показників, для яких було зафіксовано погіршення значень в порівнянні з ГДЗ. При цьому для забезпечення «рівноправності» між різними трансформаторами для кожного з показників відбиралася строго фіксована кількість спостережень по кожному з трансформаторів.

За аналогією з [32] для подальшої обробки значень показників масла, непридатного до експлуатації, був використаний підхід, заснований на виділенні грубих похибок з числа однотипних вимірювань. Для цих цілей був використаний критерій Ірвіна, який може застосовуватися для випадку, коли закон розподілу випадкової величини невідомий або відрізняється від нормального. Для цих цілей значення показників масел були відсортовані за спаданням, після чого оцінювалися «підозрілі» значення пробивної напруги по краях варіаційного ряду. Значення критерію Ірвіна визначалося як:

$$\eta_{calc} = \frac{(x_k - x_{k \text{ prev}})}{S}, \quad (4)$$

де x_k – «підозрілі» значення; $x_{k \text{ prev}}$ – попереднє значення в варіаційному ряді.

Таблиця 3

Статистичні характеристики однорідних масивів показників масла, придатного до експлуатації в автотрансформаторах 330 кВ

Масив	N	M_x	D_x	j_s	j_k
Температура спалаху масла					
D ₁₀	856	141,848131	10,217590	0,471	3,210
D ₁₁	174	148,063218	4,358072	-0,481	3,198
D ₁₂	131	146,122137	2,534701	-0,495	2,794
D ₁₃	241	144,792531	1,873969	-0,282	4,092
D ₁₄	100	139,360000	2,590400	-0,408	2,882
Вміст в маслі органічних кислот					
D ₁₀	850	0,015665	0,000662	15,882	356,965
D ₁₁	180	0,007010	0,000007	0,253	3,007
D ₁₂	99	0,007542	0,000009	0,090	2,585
D ₁₃	110	0,008343	0,000010	0,104	2,497
D ₁₄	114	0,008546	0,000010	-0,015	2,636
D ₁₅	206	0,019877	0,000140	0,794	3,373
Пробивна напруга масла					
D ₁₀	852	68,995188	84,716867	-1,481	10,952
D ₁₁	210	74,162857	60,864239	-0,193	3,252
D ₁₂	240	68,347500	53,851160	-0,267	3,169
D ₁₃	149	66,809396	68,887612	-0,286	2,630
D ₁₄	130	65,853077	93,476029	0,0193	2,441
tg δ при 90°C					
D ₁₀	543	0,836640	2,408043	6,572	62,575
D ₁₁	162	0,212093	0,018112	0,986	3,825
D ₁₂	67	0,701701	0,124185	1,465	5,622
D ₁₃	133	0,833985	0,432406	1,486	4,726
D ₁₄	138	1,691609	0,984824	0,473	2,499
Вміст в маслі механічних домішок					
D ₁₀	122	7,893852	32,249573	2,624	11,631
D ₁₁	65	7,239231	9,591576	0,835	4,23
D ₁₂	53	10,146226	59,996212	1,549	5,378
Вологовміст масла					
D ₁₀	400	10,123280	30,923324	1,702	11,803
D ₁₁	95	4,725653	9,111732	1,987	8,985
D ₁₂	155	9,543226	17,576746	0,227	2,332

За аналогією з табл. 2 і 3, в табл. 4 показані ті ж атрибути для наборів даних, отриманих в ході статистичної обробки значень непридатного масла для трансформаторів 110 кВ. У табл. 4 масив D₂₁ сформований за результатами випробувань трансформаторів, термін служби яких менше 20 років, а масив D₂₂ – для трансформаторів, термін служби яких понад 20 років.

Таблиця 4

Статистичні характеристики однорідних масивів показників масла, не придатного до експлуатації

Масив	N	M_x	D_x	j_s	j_k
Трансформатори напругою 110 кВ					
Вміст в маслі органічних кислот					
D ₂₁	303	0,177673	0,001155	-0,176	2,421
D ₂₂	141	0,283191	0,000225	-0,092	2,402
Пробивна напруга масла					
D ₂	275	27,647	19,814	-0,653	3,083
Вміст вологи масла					
D ₂	192	0,035904	0,000154	0,550	3,040
Вміст в маслі водорозчинних кислот					
D ₂	164	36,333659	100,10887	0,505	3,097
Автотрансформатори напругою 330 кВ					
Вміст в маслі органічних кислот					
D ₂	136	0,137456	0,000273	-0,0113	3,200
Пробивна напруга масла					
D ₂	123	41,550894	4,880138	-0,666	2,875
Вміст вологи масла					
D ₂	132	29,287879	22,728261	-0,0120	2,237

Порівнюючи статистичні характеристики для відповідних показників для масла придатного і непридатного до експлуатації можна побачити, що основною відмінністю між ними є значення вибірових середніх.

Аналіз законів розподілу показників трансформаторних масел. Для перевірки гіпотези про відповідність теоретичного закону розподілу емпіричним даним була використана програма «ZR», розроблена на кафедрі «Передача електричної енергії» НТУ «ХПІ» [37]. Програма дозволяє розбити діапазон зміни випадкової величини на інтервалі, для чого за замовчуванням використовується формула Стерджеса:

$$L = 1 + 3,322 \cdot \lg N, \quad (5)$$

де N – об'єм вибірових значень.

У разі необхідності користувач може сам задати необхідне число інтервалів. Далі будується гістограма емпіричного розподілу. Після чого за вибіровим значенням виконується оцінка параметрів для таких законів розподілу – нормальний розподіл, бета-розподіл, експоненційний розподіл, екстремальний розподіл, гамма-розподіл, розподіл Лапласа, логістичний розподіл, логарифмічний нормальний розподіл, розподіл Релея, розподіл Вейбула, розподіл Парето. Для кожного з 11 законів розподілу виконується перевірка відповідності теоретичного закону розподілу емпіричним даним. Для цього використовувалися два статистичних критерії [38]:

1) *Критерій Пірсона:*

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^k \frac{(n_i - n'_i)^2}{n'_i}, \quad (6)$$

де n_i – значення емпіричних частот; n'_i – значення теоретичних частот; k – кількість інтервалів.

Для перевірки основної гіпотези обчислюється вибірове значення критерію χ^2 і за таблицею критичних точок розподілу критерію, за заданим рівнем значущості α і числом ступенів свободи f визначається критична точка $\chi^2_{\text{crit}}(\alpha, f)$.

Число ступенів свободи f визначається як $f = k - 1 - r$, де k – число груп (часткових інтервалів) вибірки; r – число параметрів передбачуваного розподілу, які оцінені за даними вибірки.

Якщо розрахункове значення критерію χ^2 менше критичного, то основна гіпотеза (генеральна сукупність розподілена за цим законом) не відкидається. Якщо розрахункове значення критерію χ^2 більше критичного, то основна гіпотеза відкидається.

2) *Критерій Колмогорова-Смирнова:*

$$D_n = \sup_x |F_n(x) - F(x)|, \quad (7)$$

де $F_n(x)$ – емпірична функція розподілу; $F(x)$ – теоретична функція розподілу.

Основна гіпотеза (генеральна сукупність розподілена за цим законом) відкидається, якщо $\sqrt{n} \cdot D_n$ перевищує квантиль розподілу $K\alpha$ заданого рівня значущості α , і не відкидається в іншому випадку [38].

Виконаний за допомогою програми аналіз показав, що значення показників масла як придатного, так і непридатного до експлуатації можуть бути описані розподілом Вейбула. Щільність розподілу Вейбула має вигляд:

$$p(x; \alpha; \beta) = \frac{\beta}{\alpha^\beta} \cdot x^{\beta-1} \cdot e^{-\left(\frac{x}{\alpha}\right)^\beta}, \quad (8)$$

де α і β – параметри закону розподілу, інтерпретовані відповідно як параметр масштабу і параметр форми.

Значення параметра α і β визначалося як:

$$\alpha = \frac{M(x)}{1 - 0.427 \cdot (\beta - 1) \cdot \beta^{-1.9}},$$

$$\beta = \frac{N - 1}{N} \cdot \left(0.465 \cdot \frac{\left[\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N (x_i - M(x))^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{M(x)} + 1.282 \cdot \frac{M(x)}{\left[\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N (x_i - M(x))^2 \right]^{\frac{1}{2}}} - 0.7 \right),$$

де N – обсяг вибірових значень; M_x – вибірове середнє; x_i – значення показника.

Однак, в процесі аналізу для деяких масивів основна гіпотеза не відкидалася для декількох законів розподілу. Так, для розподілів з додатною асиметрією, крім розподілу Вейбула, мала місце відповідність емпіричних даних логарифмічно нормальному закону, гамма-розподілу і розподілу Релея. Як приклад, на рис. 2 наведено гістограми емпіричного розподілу та теоретичні функції густин даних розподілів для вологовмісту масла з масиву D_{11} автотрансформаторів 330 кВ.

Для відносно симетричних розподілів, крім розподілу Вейбула, для деяких масивів виявлено відповідність емпіричних даних нормальному і логістичному законам. Однак для багатьох масивів з від'ємною асиметрією єдиним законом розподілу, відповідним емпіричним даним, був закон розподілу Вейбула.

Значення параметрів закону розподілу Вейбула, а також розрахункові і критичні значення критеріїв Пірсона і Колмогорова-Смирнова, для показників масла, придатного до експлуатації, в трансформаторах напругою 110 кВ наведені в табл. 5, а для автотрансформаторів напругою 330 кВ – в табл. 6.

Значення параметрів закону розподілу Вейбула, а також розрахункові і критичні значення критеріїв Пірсона і Колмогорова-Смирнова для показників масла, непридатного до експлуатації, в трансформаторах напругою 110 кВ і автотрансформаторах напругою 330 кВ наведені в табл. 7. Для наведених далі таблиць значення критерію Колмогорова-Смирнова складає $\lambda_{\text{crit}} = 1,36$.

Як видно з табл. 6 і 7 розрахункові значення критеріїв згоди для всіх без винятку показників трансформаторних масел не перевищують критичні значення при рівні значущості $\alpha = 0,05$ і відповідному значенні ступенів свободи. Це не дозволяє відкинути гіпотезу про прийнятність розподілу емпіричних значень показників трансформаторних масел закону розподілу Вейбула.

Аналіз отриманих результатів. За аналогією з [32] був виконаний аналіз взаємного розташування теоретичних щільностей розподілу показників трансформаторних масел придатних і непридатних до експлуатації в трансформаторах напругою 110 і 330 кВ.

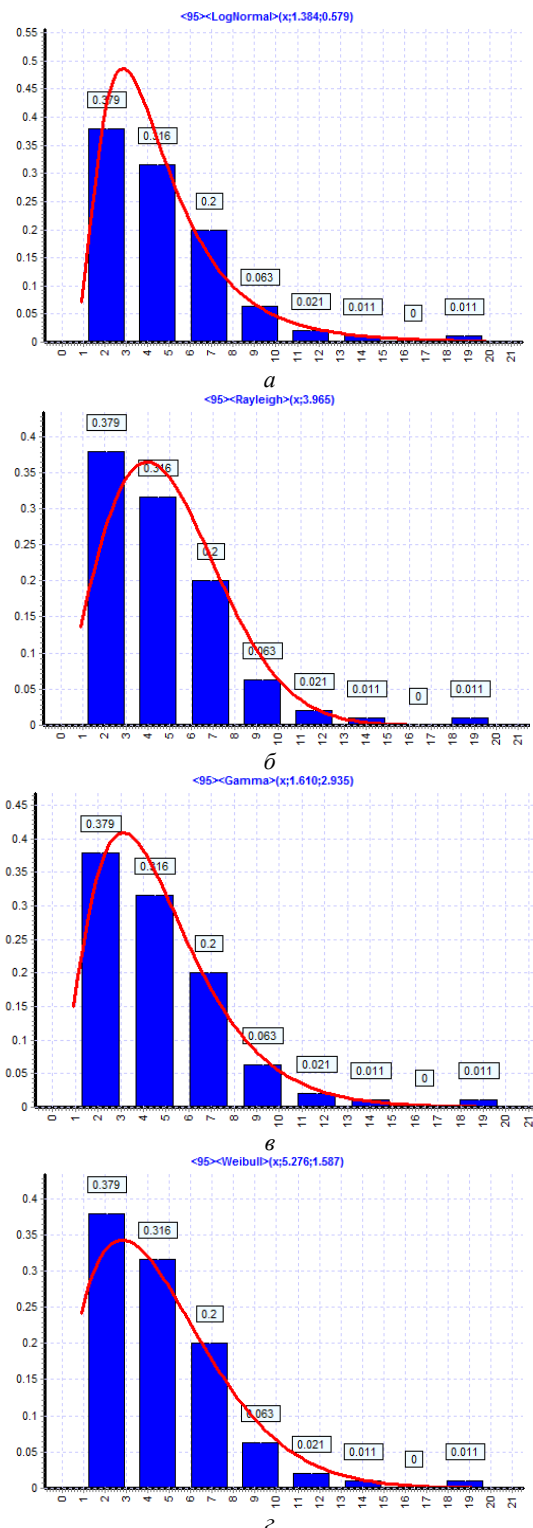


Рис. 2. Гістограми емпіричного розподілу та теоретичні функції густин деяких розподілів для вологовмісту масла з масиву D_{11} автотрансформаторів 330 кВ:

a – логарифмічно нормальний закон; $б$ – розподіл Релея; $в$ – гамма-розподіл; $г$ – розподіл Вейбула

Як приклад на рис. 3–5 наведено щільності теоретичних розподілів для таких показників як вміст у маслі органічних кислот (рис. 3), вологовміст масел (рис. 4) і пробивна напруга масла (рис. 5).

Аналізуючи взаємне розташування теоретичних густин розподілу показників трансформаторних масел зробити ряд важливих висновків:

1) Для трансформаторного масла, придатного до експлуатації, як для трансформаторів напругою 110 кВ, так і для автотрансформаторів напругою 330 кВ, спостерігається зміщення математичних очікувань щільності розподілів для різних масивів одного і того ж показника. Це свідчить про різний ступінь старіння масел, яка обумовлена різним терміном експлуатації масла, різними значеннями робочої температури трансформаторів, а також впливом конструкційних матеріалів.

Таблиця 5

Значення параметрів закону розподілу Вейбула, а також розрахункові і критичні значення критеріїв Пірсона і Колмогорова-Смирнова для показників масла придатного до експлуатації в трансформаторах напругою 110 кВ

Масив	Параметри закону розподілу		Значення критерію Пірсона			Значення критерію Колмогорова-Смирнова
	α	β	f	χ^2_{calc}	χ^2_{crit}	λ_{calc}
Температура спалаху масла						
D ₁₁	140.96	104.9	3	7.47	7.82	0.711
D ₁₂	143.71	127.5	4	8.59	9.49	1.194
D ₁₃	145.54	96.44	3	7.47	7.82	0.338
D ₁₄	148.91	46.2	4	8.26	9.49	0.694
D ₁₅	150.69	59.57	3	6.27	7.82	1.044
Вміст в маслі органічних кислот						
D ₁₁	0.0172	1.682	6	10.47	12.6	0.711
D ₁₂	0.0308	3.706	5	21.26	11.1	1.001
D ₁₃	0.0518	2.454	6	8.54	12.6	0.654
D ₁₄	0.0514	3.702	4	7.92	9.49	0.674
D ₁₅	0.0581	2.611	5	10.68	11.1	0.800
D ₁₆	0.0519	2.154	4	6.074	9.49	0.545
D ₁₇	0.0725	1.679	6	10.96	12.6	0.760
Пробивна напруга масла						
D ₁₁	51.833	8.704	4	8.942	9.49	0.711
D ₁₂	64.963	6.596	7	12.03	14.1	0.607
D ₁₃	72.625	7.209	6	12.21	12.6	0.643
D ₁₄	73.726	7.84	5	6.419	11.1	0.606
D ₁₅	75.623	7.517	5	6.59	11.1	0.601
tgδ при 20 °C						
D ₁₁	0.1576	1.515	4	9.439	9.49	1.017
D ₁₂	0.2103	1.569	4	9.095	9.49	0.639
tgδ при 70 °C						
D ₁₁	0.3221	1.491	4	5.079	9.49	0.697
D ₁₂	0.6585	1.496	4	6.465	9.49	0.673
D ₁₃	0.9478	1.562	4	1.865	9.49	0.311
tgδ при 90 °C						
D ₁₁	0.5327	1.379	3	2.296	7.82	0.329
D ₁₂	0.6101	1.526	3	1.173	7.82	0.275
D ₁₃	1.6593	1.432	3	4.737	7.82	0.734
D ₁₄	2.0442	1.383	3	2.764	7.82	0.383
Колір масла						
D ₁₁	2.1334	2.631	3	6.794	7.82	0.690
D ₁₂	3.4054	1.772	4	8.456	9.49	0.739
D ₁₃	3.453	2.339	3	6.523	7.82	0.656
Вміст в маслі водорозчинних кислот						
D ₁₁	0.0049	1.986	2	2.765	5.99	0.449
D ₁₂	0.0062	2.365	6	6.383	12.6	0.446
D ₁₃	0.0071	2.207	4	1.468	9.49	0.288
D ₁₄	0.0078	2.554	4	3.736	9.49	0.378
D ₁₅	0.0086	3.112	3	2.277	7.82	0.344
Вологовміст масла						
D ₁₁	8.9923	2.239	5	2.137	11.1	0.279
D ₁₂	10.478	2.176	7	10.06	14.1	0.552
D ₁₃	12.05	2.849	7	8.763	14.1	0.385

Таблиця 6

Значення параметрів закону розподілу Вейбула, а також розрахункові і критичні значення критеріїв Пірсона і Колмогорова-Смирнова для показників масла придатного до експлуатації в автотрансформаторах напругою 330 кВ

Масив	Параметри закону розподілу		Значення критерію Пірсона			Значення критерію Колмогорова-Смирнова
	α	β	f	χ^2_{calc}	χ^2_{crit}	λ_{calc}
Температура спалаху масла						
D ₁₁	149.16	89.71	4	8.848	9.49	0.672
D ₁₂	146.99	116.1	4	9.330	9.49	0.556
D ₁₃	145.54	134.3	3	7.510	7.82	0.971
D ₁₄	140.23	109.2	4	8.678	9.49	0.671
Вміст в маслі органічних кислот						
D ₁₁	0.0079	2.899	2	0.609	5.99	0.228
D ₁₂	0.0085	2.766	4	5.851	9.49	0.586
D ₁₃	0.0094	2.812	5	9.364	11.1	0.693
D ₁₄	0.0096	2.986	3	1.939	7.82	0.401
D ₁₅	0.0223	1.725	2	4.943	5.99	0.699
Пробивна напруга масла						
D ₁₁	77.523	11.48	3	5.235	7.82	0.890
D ₁₂	71.499	11.24	4	8.207	9.49	0.893
D ₁₃	70.319	9.612	4	2.768	9.49	0.260
D ₁₄	69.855	8.038	4	9.229	9.49	0.754
tgδ при 90 °C						
D ₁₁	0.237	1.605	3	1.485	7.82	0.459
D ₁₂	0.7926	2.055	2	2.710	5.99	0.509
D ₁₃	0.9018	1.283	3	7.286	7.82	0.760
D ₁₄	1.9017	1.745	4	0.685	9.49	0.181
Вміст в маслі механічних домішок						
D ₁₁	8.1592	2.457	2	3.024	5.99	0.709
D ₁₂	11.018	1.309	1	1.052	3.84	0.335
Вологовміст масла						
D ₁₁	5.2755	1.587	1	1.068	3.84	0.178
D ₁₂	10.762	2.407	5	3.305	11.1	0.301

Таблиця 7

Значення параметрів закону розподілу Вейбула, а також розрахункові і критичні значення критеріїв Пірсона і Колмогорова-Смирнова для показників масла непридатного до експлуатації в трансформаторах напругою 110 кВ і автотрансформаторів напругою 330 кВ

Масив	Параметри закону розподілу		Значення критерію Пірсона			Значення критерію Колмогорова-Смирнова
	α	β	f	χ^2_{calc}	χ^2_{crit}	λ_{calc}
Трансформатори напругою 110 кВ						
Вміст в маслі органічних кислот						
D ₂₁	0.1911	6.07	6	2.990	12.6	0.376
D ₂₂	0.2901	23.36	4	1.843	9.49	0.265
Пробивна напруга масла						
D ₂	29.459	7.311	4	3.162	9.49	0.228
Вміст в маслі водорозчинних кислот						
D ₂	0.0401	3.155	5	3.009	11.1	0.420
Вологовміст масла						
D ₂	39.98	4.059	3	1.850	7.82	0.338
Автотрансформатори напругою 330 кВ						
Вміст в маслі органічних кислот						
D ₂	0.1445	9.955	4	7.427	9.49	0.704
Пробивна напруга масла						
D ₂	42.576	23.25	4	2.763	9.49	0.323
Вологовміст масла						
D ₂	31.232	7.196	4	2.690	9.49	0.407

2) Аналізуючи взаємне розташування щільності розподілу показників масла, придатного до експлуатації, для трансформаторів напругою 110 кВ і автотрансформаторів напругою 330 кВ можна прийти до висновку, що дані розподілу так само зміщені один щодо одного. Особливо це проявляється в щільностях розподілу вмісту в маслі органічних кислот (рис. 3) і вологовмісту масел (рис. 4). При цьому, як видно з рисунків, інтенсивність окислення трансформаторних масел в автотрансформаторах 330 кВ нижче, ніж в трансформаторах 110 кВ, незважаючи на те, що аналізовані трансформатори мали негерметичне виконання.

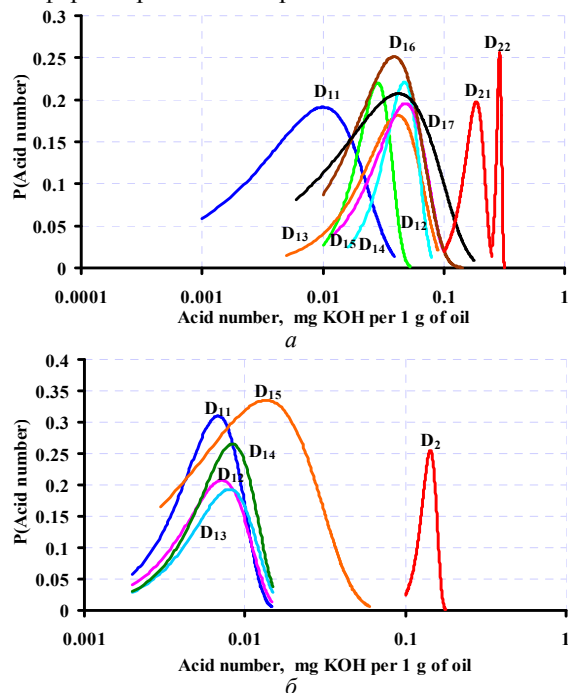


Рис. 3. Функції щільності теоретичного розподілу вмісту в маслі органічних кислот для трансформаторів напругою 110 кВ (а) і автотрансформаторів напругою 330 кВ (б)

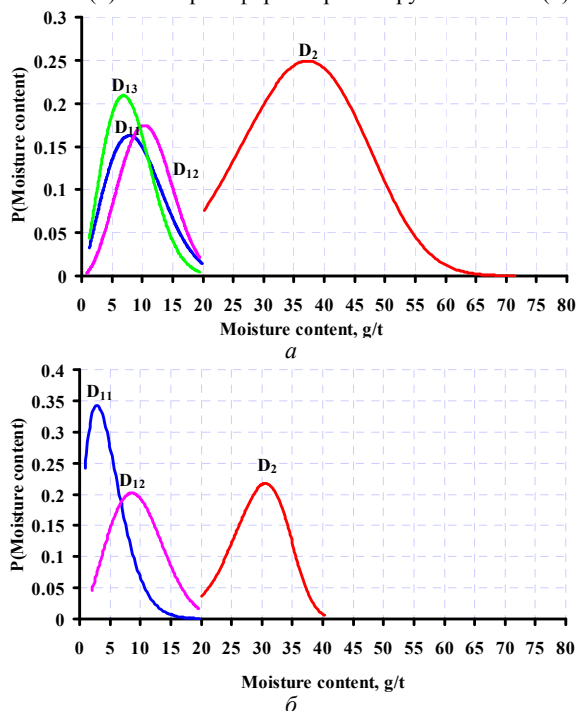


Рис. 4. Функції щільності теоретичного розподілу вологовмісту масел для трансформаторів напругою 110 кВ (а) і автотрансформаторів напругою 330 кВ (б)

3) Виконаний аналіз показав наявність істотного зміщення між математичними очікуваннями розподілів масла придатного і непридатного до експлуатації (рис. 3-5). Це означає, що залишковий ресурс масел в трансформаторах, що аналізуються, суттєво різняться.

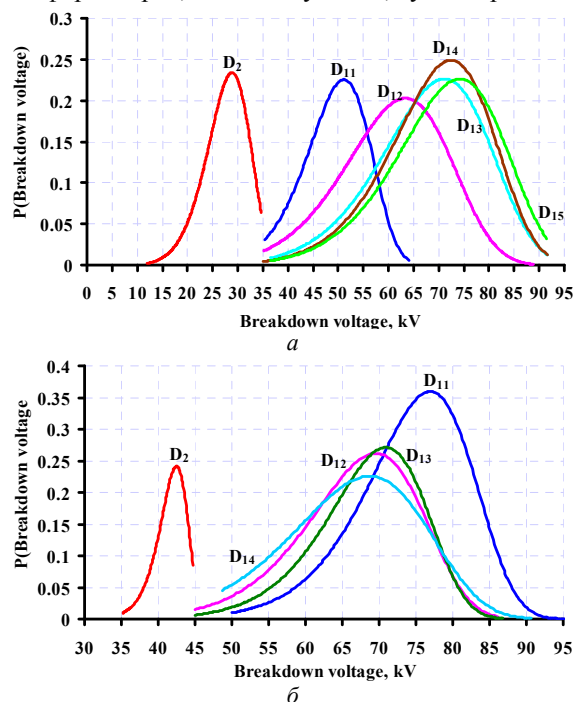


Рис. 5. Функції щільності теоретичного розподілу пробивної напруги масел для трансформаторів напругою 110 кВ (а) і автотрансформаторів напругою 330 кВ (б)

Висновки. Виконаний аналіз законів розподілу показників трансформаторних масел показав, що як для масла, придатного до експлуатації, так і для масла непридатного до експлуатації, розподіл показників масла може бути описано розподілом Вейбула, що добре узгоджується з результатами раніше опублікованих досліджень.

Встановлено, що для трансформаторного масла, придатного до експлуатації, як для трансформаторів напругою 110 кВ, так і для автотрансформаторів напругою 330 кВ, спостерігається зміщення математичних очікувань щільності розподілів для різних масивів одного і того ж показника, що свідчить про різний ступінь старіння масел, яка обумовлена різним терміном експлуатації масла, різними значеннями робочої температури трансформаторів, а також впливом конструкційних матеріалів.

Встановлено, що в автотрансформаторах напругою 330 кВ окислювальні реакції протікають з меншою інтенсивністю в порівнянні з трансформаторами 110 кВ. Про це свідчить наявність зміщення між щільностями розподілу деяких показників масла, придатного до експлуатації, в трансформаторах напругою 110 кВ і автотрансформаторах напругою 330 кВ.

Встановлено наявність істотного зміщення між математичними очікуваннями розподілів масла придатного і непридатного до експлуатації. Це означає, що залишковий ресурс масел в трансформаторах, що аналізуються суттєво різняться. Отримані значення параметрів законів розподілу показників трансформаторних масел можуть бути використані при розробці моделей для оцінки відпрацьованого ресурсу масел, а також для

прогнозування та планування термінів обслуговування та ремонту обладнання, що дасть можливість здійснити перехід на технічне обслуговування за реальним станом а не за календарним планом. Крім того наявність значень параметрів законів розподілу показників масла з різним станом дозволяють виконати оцінку стану трансформаторних масел з використанням відношень правдоподібності, що дозволяє значно знизити ризики прийняття помилкових рішень.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. N'cho J., Fofana I., Hadjadj Y., Beroual A. Review of Physicochemical-Based Diagnostic Techniques for Assessing Insulation Condition in Aged Transformers. *Energies*, 2016, vol. 9, no. 5, p. 367. doi: <https://www.doi.org/10.3390/en9050367>.
2. Mehmood M., Nazir M., Li J., Wang F., Azam M. Comprehensive Investigation on Service Aged Power Transformer Insulating Oil After Decades of Effective Performance in Field. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 2020, vol. 45, no. 8, pp. 6517-6528. doi: <https://www.doi.org/10.1007/s13369-020-04559-7>.
3. Rengaraj R., Venkatakrishnan G.R., Moorthy P., Pratyusha R., Ritika, Veena K. Transformer Oil Health Monitoring Techniques—An Overview. *Advances in Intelligent Systems and Computing*, 2020, pp. 135-154. doi: https://www.doi.org/10.1007/978-981-15-5029-4_12.
4. Tyuryumina A., Batrak A., Sekackiy V. Determination of transformer oil quality by the acoustic method. *MATEC Web of Conferences*, 2017, vol. 113, p. 01008. doi: <https://www.doi.org/10.1051/mateconf/201711301008>.
5. Leong Y., Ker P., Jamaludin M., Nomanbhay S.M., Ismail A., Abdullah F., Looe H., Lo C. UV-Vis Spectroscopy: A New Approach for Assessing the Color Index of Transformer Insulating Oil. *Sensors*, 2018, vol. 18, no. 7, p. 2175. doi: <https://www.doi.org/10.3390/s18072175>.
6. Kang S.B., Kim W.-S., Chung D.C., Joung J.M., Kwak M.H. Degradation diagnosis of transformer insulating oils with terahertz time-domain spectroscopy. *Journal of the Korean Physical Society*, 2017, vol. 71, no. 12, pp. 986-992. doi: <https://www.doi.org/10.3938/jkps.71.986>.
7. Alshehawy A.M., Mansour D.A., Ghali M., Rezk A. Evaluating the impact of aging in field transformer oil using optical spectroscopy techniques. *2017 IEEE 19th International Conference on Dielectric Liquids (ICDL)*, 2017, pp. 1-4. doi: <https://www.doi.org/10.1109/ICDL.2017.8124626>.
8. Degeratu S., Rotaru P., Rizescu S., Danoiu S., Bizdoaca N.G., Alboteanu L.I., Manolea H.O. Condition monitoring of transformer oil using thermal analysis and other techniques. *Journal of Thermal Analysis and Calorimetry*, 2015, vol. 119, no. 3, pp. 1679-1692. doi: <https://www.doi.org/10.1007/s10973-014-4276-3>.
9. Zhao Y., Qian Y., Li L., Zheng Z., Wang Q., Zhou Y. Research on Transformer Oil Multi-frequency Ultrasonic Monitoring Technology Based on Convolutional Neural Network. *2019 IEEE 20th International Conference on Dielectric Liquids (ICDL)*, 2019, pp. 1-5. doi: <https://www.doi.org/10.1109/ICDL.2019.8796733>.
10. Srividhya V., Babu J.S., Sujatha K., Veerendrakumar J., Aruna M., Shafiya S., SaiKrishna, Anand M. Determination of Breakdown Voltage for Transformer Oil Testing Using ANN. *Advances in Intelligent Systems and Computing*, 2021, pp. 443-452. doi: https://www.doi.org/10.1007/978-981-33-6981-8_35.
11. Singh H., Singh J. Enhanced optimal trained hybrid classifiers for aging assessment of power transformer insulation oil. *World Journal of Engineering*, 2020, vol. 17, no. 3, pp. 407-426. doi: <https://www.doi.org/10.1108/wje-11-2019-0339>.
12. Gautam L., Kumar R., Sood Y.R., Identifying Transformer Oil Criticality Using Fuzzy Logic Approach. *2020 IEEE Students*

Conference on Engineering & Systems (SCES), 2020, pp. 1-6. doi: <https://www.doi.org/10.1109/SCES50439.2020.9236724>.

13. Milosavljevic S., Janjic A. Integrated Transformer Health Estimation Methodology Based on Markov Chains and Evidential Reasoning. *Mathematical Problems in Engineering*, 2020, vol. 2020, pp. 1-12. doi: <https://www.doi.org/10.1155/2020/7291749>.
14. Surya Subaga I.G., Manuaba I.B.G., Sukerayasa I.W. Analisis Prediktif Pemeliharaan Minyak Transformator Menggunakan Metode Markov. *Jurnal SPEKTRUM*, 2019, vol. 6, no. 4, pp. 96-101. (Ind). Режим доступу: <https://ojs.unud.ac.id/index.php/spektrum/article/view/55335/32753> (Дата звернення: 22.05.2021).
15. Rexhepi V., Nakov P. Condition assessment of power transformers status based on moisture level using fuzzy logic techniques. *Journal of Mechatronics, Electrical Power, and Vehicular Technology*, 2018, vol. 9, no. 1, pp. 17-24. doi: <https://www.doi.org/10.14203/j.mev.2018.v9.17-24>.
16. Chantola A., Sharma M., Saini A. Integrated Fuzzy Logic Approach for Calculation of Health Index of Power Transformer. *2018 Second International Conference on Inventive Communication and Computational Technologies (ICICCT)*, 2018, pp. 1045-1050. doi: <https://www.doi.org/10.1109/ICICCT.2018.8473316>.
17. Shutenko O., Ponomarenko S. Diagnostics of Transformer Oils Using the Multiple Linear Regression Model *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, 2020, pp. 1-6, doi: <https://www.doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240875>.
18. Abdi S., Harid N., Safiddine L., Boubakeur A., Haddad A. The Correlation of Transformer Oil Electrical Properties with Water Content Using a Regression Approach. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 8, p. 2089. doi: <https://www.doi.org/10.3390/en14082089>.
19. Gouda O., El Dein A. Prediction of Aged Transformer Oil and Paper Insulation. *Electric Power Components and Systems*, 2019, vol. 47, no. 4-5, pp. 406-419. doi: <https://www.doi.org/10.1080/15325008.2019.1604848>.
20. IEC 60422. *Mineral insulating oils in electrical equipment - Supervision and maintenance guidance*. 2012.
21. *COV-H EE 43-101:2009. Приймання, застосування та експлуатація трансформаторних масел. Норми оцінювання якості*. Київ, 2018.
22. Davidenko I.V., Egorov A.A. Determination of Criteria for Assessing the Oil Quality of Current Transformers Type TFZM 110 kV. *2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, 2020, pp. 1204-1207. doi: <https://www.doi.org/10.1109/EIConRus49466.2020.9039527>.
23. Azis N., Zhou D., Wang Z.D., Jones D., Wells B., Wallwork G.M. Operational condition assessment of in-service distribution transformers. *2012 IEEE International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*, 2012, pp. 1156-1159. doi: <https://www.doi.org/10.1109/CMD.2012.6416364>.
24. Davidenko I., Egorov A. Development of an integral criterion for evaluating the degree of aging of transformer oils. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2020, vol. 950, p. 012005. doi: <https://www.doi.org/10.1088/1757-899x/950/1/012005>.
25. Shutenko O. Determine the boundary value of the concentration of gases dissolved in oil of method minimum risk. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, 2017, pp. 468-472. doi: <https://www.doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100533>.
26. Shutenko O., Zagaynova A., Serdyukova G. Determining the maximally permissible values for the indicators of insulation of sealed entrance bushings with a voltage of 110 kV using the method of minimal risk. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2018, vol. 5, no. 8 (95), pp. 6-15. doi: <https://www.doi.org/10.15587/1729-4061.2018.142185>.
27. Mohd Selva A., Azis N., Shariffudin N.S., Ab Kadir M.Z.A., Jasni J., Yahaya M.S., Talib M.A. Application of Statistical Distribution Models to Predict Health Index for Condition-Based Man-

- agement of Transformers. *Applied Sciences*, 2021, vol. 11, no. 6, pp. 2728. doi: <https://www.doi.org/10.3390/app11062728>.
28. Tsuboi T., Takami J., Okabe S., Inami K., Aono K. Aging effect on insulation reliability evaluation with Weibull distribution for oil-immersed transformers. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2010, vol. 17, no. 6, pp. 1869-1876. doi: <https://www.doi.org/10.1109/TDEI.2010.5658240>.
29. Биргер И.А. *Техническая диагностика*. Москва: Машиностроение, 1978. 240 с.
30. Давиденко И.В. Определение допустимых значений контролируемых параметров маслonaполненного оборудования на основе массива наблюдаемых данных, *Электричество*, 2009, № 6, С. 10-21. Режим доступа: https://elibrary.ru/download/elibrary_12880537_35897195.pdf (Дата звернення: 22.05.2021).
31. Давиденко И.В. Исследование показателей, описывающих рабочее состояние маслonaполненных выводов, методами математической статистики. *Известия высших учебных заведений. Северо-Кавказский регион: Технические науки*, 2006, № 15, С. 31-33.
32. Shutenko O., Zagaynova A., Serdyukova G. Analysis of distribution laws of insulation indicators of high-voltage oil-filled bushings of hermetic and non-hermetic execution. *Technology audit and production reserves*, 2018, vol. 4, no. 1 (42), pp. 30-39. doi: <https://www.doi.org/10.15587/2312-8372.2018.140873>.
33. Липштейн Р.А., Шахнович М.И. *Трансформаторное масло*. Москва: Энергоатомиздат. 1983. 296 с.
34. Vasilevskij V.V. Assessment of the resource consumption of oil-filled power transformer paper insulation based on updated aging integral. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 1, pp. 16-19. (Rus). doi: <https://www.doi.org/10.20998/2074-272x.2015.1.03>.
35. Poliakov M.A., Vasilevskij V.V. Evaluation of power transformer insulation residual life based on its individual life cycle characteristics. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2014, no. 3, pp. 38-41. (Rus). doi: <https://www.doi.org/10.20998/2074-272x.2014.3.07>.
36. Shutenko O., Ponomarenko S. Analysis of the Impact of Power Transformer Loading on the Transformer Oil Aging Intensity. *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2020, pp. 76-81. doi: <https://www.doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250159>.
37. Шутенко О.В., Баклай Д.Н. *Планирование экспериментальных исследований в электроэнергетике. Методы обработки экспериментальных данных*. Харьков: НТУ «ХПИ». 2013. 268 с.
38. Rinne H. *The Weibull distribution*. Boca Raton, CRC Press, 2009. 808 p.
5. Leong Y., Ker P., Jamaludin M., Nomanbhay S.M., Ismail A., Abdullah F., Looe H., Lo C. UV-Vis Spectroscopy: A New Approach for Assessing the Color Index of Transformer Insulating Oil. *Sensors*, 2018, vol. 18, no. 7, p. 2175. doi: <https://www.doi.org/10.3390/s18072175>.
6. Kang S.B., Kim W.-S., Chung D.C., Joung J.M., Kwak M.H. Degradation diagnosis of transformer insulating oils with terahertz time-domain spectroscopy. *Journal of the Korean Physical Society*, 2017, vol. 71, no. 12, pp. 986-992. doi: <https://www.doi.org/10.3938/jkps.71.986>.
7. Alshehawy A.M., Mansour D.A., Ghali M., Rezk A. Evaluating the impact of aging in field transformer oil using optical spectroscopy techniques. *2017 IEEE 19th International Conference on Dielectric Liquids (ICDL)*, 2017, pp. 1-4. doi: <https://www.doi.org/10.1109/ICDL.2017.8124626>.
8. Degeratu S., Rotaru P., Rizescu S., Danoiu S., Bizdoaca N.G., Alboteanu L.I., Manolea H.O. Condition monitoring of transformer oil using thermal analysis and other techniques. *Journal of Thermal Analysis and Calorimetry*, 2015, vol. 119, no. 3, pp. 1679-1692. doi: <https://www.doi.org/10.1007/s10973-014-4276-3>.
9. Zhao Y., Qian Y., Li L., Zheng Z., Wang Q., Zhou Y. Research on Transformer Oil Multi-frequency Ultrasonic Monitoring Technology Based on Convolutional Neural Network. *2019 IEEE 20th International Conference on Dielectric Liquids (ICDL)*, 2019, pp. 1-5. doi: <https://www.doi.org/10.1109/ICDL.2019.8796733>.
10. Srividhya V., Babu J.S., Sujatha K., Veerendrakumar J., Aruna M., Shafiya S., SaiKrishna, Anand M. Determination of Breakdown Voltage for Transformer Oil Testing Using ANN. *Advances in Intelligent Systems and Computing*, 2021, pp. 443-452. doi: https://www.doi.org/10.1007/978-981-33-6981-8_35.
11. Singh H., Singh J. Enhanced optimal trained hybrid classifiers for aging assessment of power transformer insulation oil. *World Journal of Engineering*, 2020, vol. 17, no. 3, pp. 407-426. doi: <https://www.doi.org/10.1108/wje-11-2019-0339>.
12. Gautam L., Kumar R., Sood Y.R., Identifying Transformer Oil Criticality Using Fuzzy Logic Approach. *2020 IEEE Students Conference on Engineering & Systems (SCES)*, 2020, pp. 1-6. doi: <https://www.doi.org/10.1109/SCES50439.2020.9236724>.
13. Milosavljevic S., Janjic A. Integrated Transformer Health Estimation Methodology Based on Markov Chains and Evidential Reasoning. *Mathematical Problems in Engineering*, 2020, vol. 2020, pp. 1-12. doi: <https://www.doi.org/10.1155/2020/7291749>.
14. Surya Subaga I.G., Manuaba I.B.G., Sukerayasa I.W. Analisis Prediktif Pemeliharaan Minyak Transformator Menggunakan Metode Markov. *Jurnal SPEKTRUM*, 2019, vol. 6, no. 4, pp. 96-101. (Ind). Available at: <https://ojs.unud.ac.id/index.php/spektrum/article/view/55335/32753> (Accessed 22 May 2021).
15. Rexhepi V., Nakov P. Condition assessment of power transformers status based on moisture level using fuzzy logic techniques. *Journal of Mechatronics, Electrical Power, and Vehicular Technology*, 2018, vol. 9, no. 1, pp. 17-24. doi: <https://www.doi.org/10.14203/j.mev.2018.v9.17-24>.
16. Chantola A., Sharma M., Saini A. Integrated Fuzzy Logic Approach for Calculation of Health Index of Power Transformer. *2018 Second International Conference on Inventive Communication and Computational Technologies (ICICCT)*, 2018, pp. 1045-1050. doi: <https://www.doi.org/10.1109/ICICCT.2018.8473316>.
17. Shutenko O., Ponomarenko S. Diagnostics of Transformer Oils Using the Multiple Linear Regression Model *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, 2020, pp. 1-6, doi: <https://www.doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240875>.
18. Abdi S., Harid N., Safiddine L., Boubakeur A., Haddad A. The Correlation of Transformer Oil Electrical Properties with Water Content Using a Regression Approach. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 8, p. 2089. doi: <https://www.doi.org/10.3390/en14082089>.
19. Gouda O., El Dein A. Prediction of Aged Transformer Oil and Paper Insulation. *Electric Power Components and Systems*,

REFERENCES

1. N'cho J., Fofana I., Hadjadj Y., Beroual A. Review of Physicochemical-Based Diagnostic Techniques for Assessing Insulation Condition in Aged Transformers. *Energies*, 2016, vol. 9, no. 5, p. 367. doi: <https://www.doi.org/10.3390/en9050367>.

2. Mehmood M., Nazir M., Li J., Wang F., Azam M. Comprehensive Investigation on Service Aged Power Transformer Insulating Oil After Decades of Effective Performance in Field. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 2020, vol. 45, no. 8, pp. 6517-6528. doi: <https://www.doi.org/10.1007/s13369-020-04559-7>.

3. Rengaraj R., Venkatakrishnan G.R., Moorthy P., Pratyusha R., Riitka, Veena K. Transformer Oil Health Monitoring Techniques—An Overview. *Advances in Intelligent Systems and Computing*, 2020, pp. 135-154. doi: https://www.doi.org/10.1007/978-981-15-5029-4_12.

4. Tyuryumina A., Batrak A., Sekackiy V. Determination of transformer oil quality by the acoustic method. *MATEC Web of Conferences*, 2017, vol. 113, p. 01008. doi: <https://www.doi.org/10.1051/mateconf/201711301008>.

- 2019, vol. 47, no. 4-5, pp. 406-419. doi: <https://www.doi.org/10.1080/15325008.2019.1604848>.
20. IEC 60422. *Mineral insulating oils in electrical equipment - Supervision and maintenance guidance*. 2012.
21. SOU-N EE 43-101:2009. *Adoption, application and use of transformer oils. Quality assessment standards*. Kyiv, 2018. (Ukr).
22. Davidenko I.V., Egorov A.A. Determination of Criteria for Assessing the Oil Quality of Current Transformers Type TFZM 110 kV. *2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, 2020, pp. 1204-1207. doi: <https://www.doi.org/10.1109/EIConRus49466.2020.9039527>.
23. Azis N., Zhou D., Wang Z.D., Jones D., Wells B., Wallwork G.M. Operational condition assessment of in-service distribution transformers. *2012 IEEE International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*, 2012, pp. 1156-1159. doi: <https://www.doi.org/10.1109/CMD.2012.6416364>.
24. Davidenko I., Egorov A. Development of an integral criterion for evaluating the degree of aging of transformer oils. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2020, vol. 950, p. 012005. doi: <https://www.doi.org/10.1088/1757-899x/950/1/012005>.
25. Shutenko O. Determine the boundary value of the concentration of gases dissolved in oil of method minimum risk. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, 2017, pp. 468-472. doi: <https://www.doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100533>.
26. Shutenko O., Zagaynova A., Serdyukova G. Determining the maximally permissible values for the indicators of insulation of sealed entrance bushings with a voltage of 110 kV using the method of minimal risk. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2018, vol. 5, no. 8 (95), pp. 6-15. doi: <https://www.doi.org/10.15587/1729-4061.2018.142185>.
27. Mohd Selva A., Azis N., Shariffudin N.S., Ab Kadir M.Z.A., Jasni J., Yahaya M.S., Talib M.A. Application of Statistical Distribution Models to Predict Health Index for Condition-Based Management of Transformers. *Applied Sciences*, 2021, vol. 11, no. 6, pp. 2728. doi: <https://www.doi.org/10.3390/app11062728>.
28. Tsuboi T., Takami J., Okabe S., Inami K., Aono K. Aging effect on insulation reliability evaluation with Weibull distribution for oil-immersed transformers. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2010, vol. 17, no. 6, pp. 1869-1876. doi: <https://www.doi.org/10.1109/TDEI.2010.5658240>.
29. Birger I.A. *Technical diagnostics*. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1978. 240 p. (Rus).
30. Davidenko I.V. Determination of allowable values of controlled parameters of oil-filled equipment on the basis of an array of observed data. *Elektrichestvo*, 2009, no. 6, pp. 10-21. (Rus). Available at: https://elibrary.ru/download/elibrary_12880537_35897195.pdf (Accessed 22 May 2021).
31. Davidenko I.V. Investigation of indicators describing the operational state of oil-filled bushings, using mathematical statistics. *University news. North-Caucasian region. Technical sciences series*, 2006, no. 15, pp. 31-33. (Rus).
32. Shutenko O., Zagaynova A., Serdyukova G. Analysis of distribution laws of insulation indicators of high-voltage oil-filled bushings of hermetic and non-hermetic execution. *Technology audit and production reserves*, 2018, vol. 4, no. 1 (42), pp. 30-39. doi: <https://www.doi.org/10.15587/2312-8372.2018.140873>.
33. Lipstein R.A., Shakhnovich M.I. *Transformer oil*. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1983. 296 p. (Rus).
34. Vasilevskij V.V. Assessment of the resource consumption of oil-filled power transformer paper insulation based on updated aging integral. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 1, pp. 16-19. (Rus). doi: <https://www.doi.org/10.20998/2074-272x.2015.1.03>.
35. Poliakov M.A., Vasilevskij V.V. Evaluation of power transformer insulation residual life based on its individual life cycle characteristics. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2014, no. 3, pp. 38-41. (Rus). doi: <https://www.doi.org/10.20998/2074-272x.2014.3.07>.
36. Shutenko O., Ponomarenko S. Analysis of the Impact of Power Transformer Loading on the Transformer Oil Aging Intensity. *2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2020, pp. 76-81. doi: <https://www.doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250159>.
37. Shutenko O.V., Baklay D.N. *Planning of experimental research in power engineering. Methods of Processing of Experimental Data*. Kharkiv, NTU «KhPI» Publ., 2013. 268 p. (Rus).
38. Rinne H. *The Weibull distribution*. Boca Raton, CRC Press, 2009. 808 p.

Надійшла (Received) 15.07.2021
 Прийнята (Accepted) 24.09.2020
 Опублікована (Published) 26.10.2021

Шутенко Олег Володимирович¹, к.т.н., доц.,
 Пономаренко Сергій Григорович¹, аспірант,
¹ Національний технічний університет
 «Харківський політехнічний інститут»,
 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,
 e-mail: o.v.shutenko@gmail.com,
 PonomarenkSerhii@gmail.com (Corresponding author)

O. Shutenko¹, S. Ponomarenko¹
¹ National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
 2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Analysis of distribution laws of transformer oil indicators in 110-330 kV transformers.

Introduction. Ensuring the operational reliability of power transformers is an urgent task for the power industry in Ukraine and for most foreign countries. One of the ways to solve this problem is the correction of maximum permissible values of insulation parameters. However, such a correction is fundamentally impossible without an analysis of the laws of distribution of diagnostic indicators in the equipment with different states. **The purpose of the research** is to analyse the laws of distribution of the quality indicators of transformer oil with different states in 110 and 330 kV transformers. **Novelty.** It was found that both 330 kV autotransformers and 110 kV transformers have the displacements between the mathematical expectations of the distribution density of usable oil indicators. It caused by different service life of the analysed transformers and different values of load factors. This indicates the need to consider the influence of these factors when correcting the maximum permissible values of oil indicators. Also, the presence of displacement between the distribution densities of some indicators of usable oil in 110 kV transformers and 330 kV autotransformers has been revealed. It indicates a different intensity of oxidation reactions in transformers with different voltage class. In order to reduce the heterogeneity of initial data the procedure of statistical processing of in-service test results has been proposed as a **method**. This procedure combines the use of a priori information about the service life of equipment and values of load factors with the elements of statistical hypothesis testing. The **results** of the analysis of the distribution laws of transformer oil indicators with different states have shown that for both usable and unusable oil the values of oil indicators obey the Weibull distribution. Values of the shape and scale parameters for each of the obtained indices arrays have been obtained, as well as calculated and critical values of the goodness-of-fit criteria. **Practical value.** Obtained values of the distribution law parameters of the transformer oil indicators with different states, considering the service life and operating conditions allow to perform the correction of the maximum permissible values of the indicators using the statistical decision-making methods. References 38, tables 7, figures 5.

Key words: transformer oil, oil indicators, operating time, statistical analysis, distribution laws, goodness-of-fit criteria, Weibull distribution, density functions.

H. Sahraoui, H. Mellah, S. Drid, L. Chrifi-Alaoui

ADAPTIVE MAXIMUM POWER POINT TRACKING USING NEURAL NETWORKS FOR A PHOTOVOLTAIC SYSTEMS ACCORDING GRID

Introduction. This article deals with the optimization of the energy conversion of a grid-connected photovoltaic system. **The novelty** is to develop an intelligent maximum power point tracking technique using artificial neural network algorithms. **Purpose.** Intelligent maximum power point tracking technique is developed in order to improve the photovoltaic system performances under the variations of the temperature and irradiation. **Methods.** This work is to calculate and follow the maximum power point for a photovoltaic system operating according to the artificial intelligence mechanism is and the latter is used an adaptive modified perturbation and observation maximum power point tracking algorithm based on function sign to generate an specify duty cycle applied to DC-DC converter, where we use the feed forward artificial neural network type trained by Levenberg-Marquardt backpropagation. **Results.** The photovoltaic system that we chose to simulate and apply this intelligent technique on it is a stand-alone photovoltaic system. According to the results obtained from simulation of the photovoltaic system using adaptive modified perturbation and observation – artificial neural network the efficiency and the quality of the production of energy from photovoltaic is increased. **Practical value.** The proposed algorithm is validated by a dSPACE DS1104 for different operating conditions. All practice results confirm the effectiveness of our proposed algorithm. References 37, table 1, figures 27.

Key words: artificial neural network, grid-connected, adaptive modified perturbation and observation, artificial neural network-maximum power point tracking.

Вступ. У статті йдеться про оптимізацію перетворення енергії фотоелектричної системи, підключеної до мережі. **Новизна** полягає у розробці методики інтелектуального відстеження точок максимальної потужності з використанням алгоритмів штучної нейронної мережі. **Мета.** Методика інтелектуального відстеження точок максимальної потужності розроблена з метою поліпшення характеристик фотоелектричної системи в умовах зміни температури та опромінення. **Методи.** Робота полягає в обчисленні та відстеженні точки максимальної потужності для фотоелектричної системи, що працює відповідно до механізму штучного інтелекту, і в останній використовується адаптивний модифікований алгоритм збурення та відстеження точок максимальної потужності на основі знаку функції для створення заданого робочого циклу стосовно DC-DC перетворювача, де ми використовуємо штучну нейронну мережу типу «прямої подачі», навчену зворотному розповсюдженню Левенберга-Марквардта. **Результати.** Фотоелектрична система, яку ми обрали для моделювання та застосування цієї інтелектуальної методики, є автономною фотоелектричною системою. Відповідно до результатів, отриманих при моделюванні фотоелектричної системи з використанням адаптивних модифікованих збурень та спостереження – штучної нейронної мережі, ефективність та якість виробництва енергії з фотоелектричної енергії підвищується. **Практична цінність.** Запропонований алгоритм перевірено dSPACE DS1104 для різних умов роботи. Усі практичні результати підтверджують ефективність запропонованого нами алгоритму. Бібл. 37, табл. 1, рис. 27.

Ключові слова: штучна нейронна мережа, підключена до мережі, адаптивне модифіковане збурення та спостереження, штучна нейронна мережа-відстеження точки максимальної потужності.

Introduction. Nowadays, the electric power generation mainly uses fossil and fissile (nuclear) fuels. The widespread use of fossil fuels, such as gasoline, coal or natural gas, allows for low production prices. On the other hand, their use results in a large release of greenhouse gases and polluting gases. Electricity production from fossil fuels has a great responsibility for global CO₂ emissions, hence pollution, according to the last International Energy Agency report [1]. Nuclear power, which does not directly release carbon dioxide, the risks of accident linked to their exploitation are very low but the consequences of an accident would be disastrous. Although the risks of accident linked to their exploitation are very low, but the consequences of an accident would be disastrous and we must not forget the Fukushima Daiichi nuclear disaster in Japan. Furthermore, the treatment of waste from this mode of production is very expensive; the radioactivity of the treated products remains high for many years [2], that's what prompted to the propose a nuclear plant waste management policies and strategies [2], and some researcher suggests to build a regional and global nuclear security system [3]. Finally, uranium reserves are like those of limited oil [4].

Although the world is in surplus in electricity production today, the future is therefore not promising on fossil fuel resources whose reserves are constantly decreasing and whose prices fluctuate enormously

depending on the economic situation [5]. The future preparations in the fields of energy production to satisfy the humanity needs should be foreseen today, in order to be able to gradually face the inevitable energy changes.

Each innovation and each breakthrough in research will only have repercussions in about ten years at best, the time to carry out the necessary tests and to consider putting into production without risk for the user as much for his own health than for its electrical installations, to avoid the problems of pollution in the production of electricity, alternative solutions can be photovoltaic (PV), wind, or even hydroelectric sources [4, 5].

The use of PV solar energy seems to be a necessity for the future. Indeed, solar radiation constitutes the most abundant energy resource on earth. The amount of energy released by the Sun, for one hour could be enough to cover global energy needs for a year, for that we should better exploit this energy and optimize its collection by PV collectors [6].

The basic element of a PV system is the solar panel which is made up of photosensitive cells connected to each other. Each cell converts the rays from the Sun into continuous type electricity. PV panels have a specific highly non-linear electrical characteristic which appears clearly in the current-voltage and power-voltage curves [7]. Its electrical characteristics have a particular point

© H. Sahraoui, H. Mellah, S. Drid, L. Chrifi-Alaoui

called Maximum Power Point (MPP). This point is the optimal operating point for which the panel operates at its maximum power, MPP is highly dependent on climatic conditions and load, which makes the position of the MPP variable over time and therefore difficult to locate [8].

A Maximum Power Point Tracking (MPPT) control is associated with an intermediate adaptation stage, allowing the PV to operate at the MPP so as to continuously produce the maximum power of PV, whatever the weather conditions (temperature and irradiation), and whatever the charge. The converter control places the system at MPP this point defined by current I_{mpp} and voltage V_{mpp} . There are several MPPT techniques that aim to extract maximum power from the solar cells outputs [9-12] the interested reader is referred to [11] for more details. Classic techniques such as the Incremental Conductance technique and Perturbation and Observation (P&O) technique, these two methods are the most used and easy to implement methods but have drawbacks [10-13].

New techniques based on artificial intelligence, such as Fuzzy Logic Control [14, 15] Squirrel Search Algorithm [16], Particle Swarm Optimization [17], Levy Flight Optimization [12], Artificial Neural Networks (ANN) [18, 19], and other propose a hybrid techniques [20-23].

The methods based on ANN allow solving non-linear problems and more complicated by a very fast way since they are represented by non-linear mathematical functions [24]. A different ANN-MPPT algorithm for maximization of power PV production have been studied in many research papers [18, 19, 25]. Messalti et al. in [19] proposes with experimental validation two versions of ANN-MPPT controllers either with fixed or variable step. The aim of their works was to propose an optimal MPPT controller based on neural network for used it in the PV system. Different operating climatic conditions are investigated in the ANN training step in order to improve, tracking accuracy, response time and reduce a chattering.

Kumar et al. in [26] propose two Neural Networks (NN) in the purpose of PV grid-connected with multi-objective and distributed system; one is for assuring MPPT and the other for the generation of reference currents; the NN used for MPPT is based on hill climbing learning algorithm, and use a NN version of a Power Normalized Kernel Least Mean Fourth algorithm control (PNKLMF-NN) to generate a reference currents.

Tavakoli et al. in [27] propose an intelligent method for MPPT control in PV systems, this study establishes a two-level adaptive control framework to increase its efficiency by facilitating system control and efficiently handling uncertainties and perturbations in PV systems and the environment; where the ripple correlation control is the first level of control and the second level is based on an adaptive controller rule for the Model Reference Adaptive Control system and is derived through the use of a self-constructed Lyapunov neural network. However, this approach did not been applied in the purpose of grid connected PV system.

In [28] the authors have made a new technique – a Adaptive Modified Perturbation and Observation (AMPO), which reduces the MPP search steps this last

based on the function which widely used in sliding mode control sign function, by this technique of reducing the calculation time and the chattering; compared to classic P&O technique.

Many authors study the issues of PV system grid connection [26], [29-31]. Slama et al. in [29] offer a clever algorithm for determining the best hours to switch between battery and PVs, on the other hand, Belbachir et al. in [30] seeks the optimal integration, both for distributed PVs and for the batteries, other deal with the management of electricity consumption [31].

In this paper, we propose an adaptive P&O algorithm technique based on neural network with the PV system to increase the power of PV and operate at MPP, whatever the climatic variation such as the radiation and the temperature, according a grid demand.

The main contribution of this work is to present an Adaptive Modified Perturbation and Observation – Artificial Neural Networks (AMPO-ANN) based on the sign function which simplifies and reduces the step and time of calculating MPPT point which allows minimizing both the calculation time, the structure of the classic P&O algorithm and the AMPO-ANN designing. Furthermore, in the purpose of real-time application the major problem in a neural network framework is the large size of the created program who add a difficult to implant, especially for the realization of a complex system with small time constant.

We are mainly interested in the development of a control system based on ANN which allows the continuation of the MPP by simulation and experiments, which allows increasing the performance of the neural MPPT chart compared to the other maximization methods. Figure 1 below presents a proposed system of control.

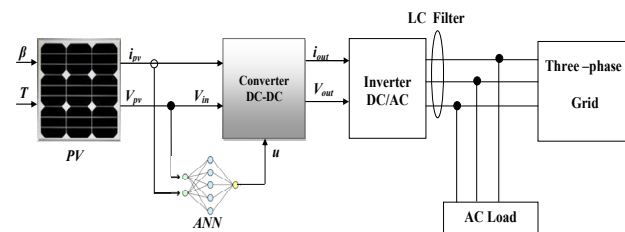


Fig. 1. Schematic diagram of the PV system under study with AMPO-ANN strategy

The goal of the paper is to develop a technique of maximization power point tracking search based on the function sign which simplifies and reduces the step size and the computation time of the maximum power point tracking point which minimize both calculation time.

Subject of investigations. This paper is valid power maximization technique-based neurons networks by a test bench with a dSPACE DS1104.

Description and modeling of proposed PV system. Equation (1) describes the PV cell model, this model (Fig. 2) can be definite by the application of standard data given by the manufacturer. The equivalent circuit for PV cell is presented as follow [32].

The typical equation for a single-diode of PV panel is as follows:

$$I_{pv} = I_{ph} - I_s \left(e^{\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{aV_T}} - 1 \right) - \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_{sh}}, \quad (1)$$

where I_{pv} is the current generated by PV panel; I_{ph} is the generated photo-current; I_s is the current of saturation; V_{pv} is the voltage of PV panel; R_s is the array's equivalent series resistance; a is the constant of the ideal diode VD; V_T is the thermal voltage of PV ($V_T = KT/q$, where K is the Boltzmann's constant; T is the temperature of PV; q is the charge of an electron); R_{sh} is the array's equivalent parallel resistance.

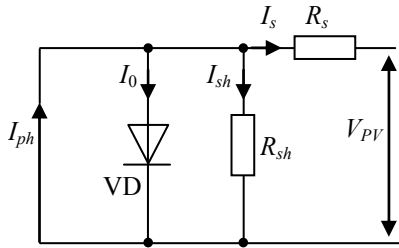


Fig. 2. The PV cell equivalent circuit

Figures 3 and 4 illustrate the PV panel's characteristics as they change; both temperatures between 25 to 75 °C and irradiation between 200 to 1000 W/m² respectively.

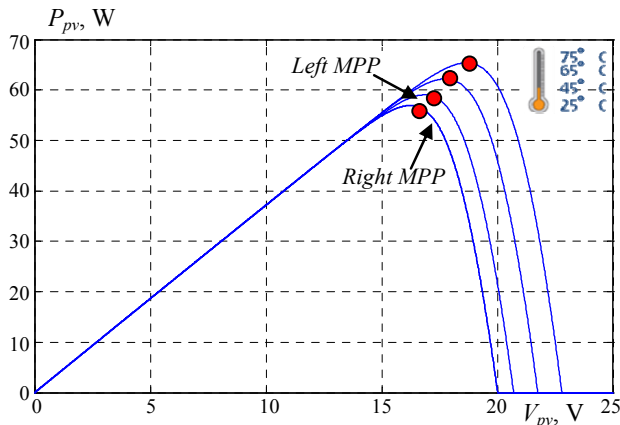


Fig. 3. Characteristics $P = f(V)$ of the PV panel under variation of temperature

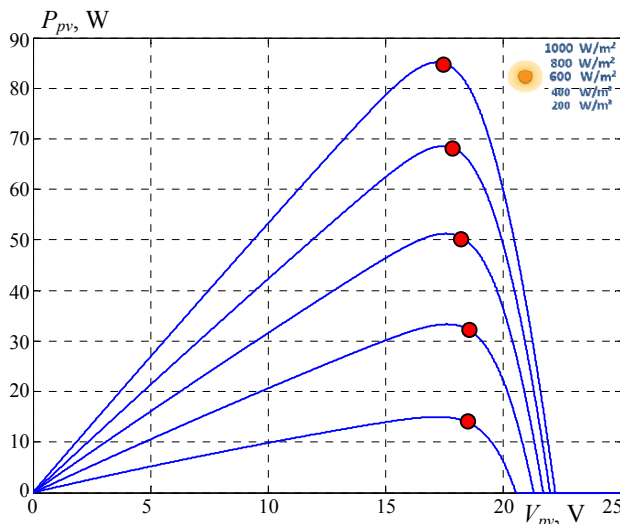


Fig. 4. Characteristics $P = f(V)$ of the PV panel under irradiation variation

Buck converter modeling. The load is connected to the DC bus via a DC-DC buck power converter [33] (Fig. 5), which allows it to be controlled.

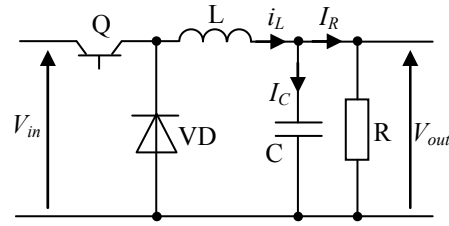


Fig. 5. Buck converter

To model the converter, state space average equations are employed, as shown in the equation (2) [34]

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = k_1 u V_{in} - k_1 x_2; \\ \dot{x}_2 = k_2 x_1 - k_3 x_2, \end{cases} \quad (2)$$

where u is duty cycle and $k_1 = 1/L$; $k_2 = 1/C$; $k_3 = 1/RC$.

The steady state is given by

$$[x_1 \quad x_2] = [i_L \quad V_{out}]. \quad (3)$$

• **The DC/AC inverter model.** Figure 6 presents the structure of three-phase voltage source inverter (VSI).

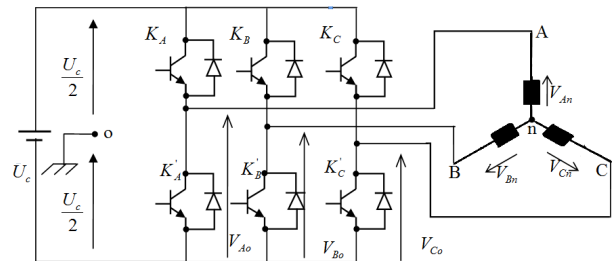


Fig. 6. Structure of a three-phase VSI

The switching function is $C_i \{i = A, B, C\}$ as bellow[35]:

- if $C_i = 1$, then K_i is OFF and K'_i is ON;
- if $C_i = 0$, then K_i is ON and K'_i is OFF.

The outputs voltage of the inverter U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} can be write as:

$$\begin{cases} U_{AB} = U_{Ao} - U_{Bo}; \\ U_{BC} = U_{Bo} - U_{Co}; \\ U_{CA} = U_{Co} - U_{Ao}. \end{cases} \quad (4)$$

Since the phase voltages are star-connected to load sum to zero, equation (4) can be written:

$$\begin{cases} U_{An} = \frac{1}{3} [U_{AB} - U_{CA}]; \\ U_{Bn} = \frac{1}{3} [U_{BC} - U_{AB}]; \\ U_{Cn} = \frac{1}{3} [U_{CA} - U_{BC}]. \end{cases} \quad (5)$$

For the phase-to-neutral voltages of a star-connected load obtain this model:

$$\begin{cases} U_{An} + U_{no} = U_{Ao}; \\ U_{Bn} + U_{no} = U_{Bo}; \\ U_{Cn} + U_{no} = U_{Co}. \end{cases} \quad (6)$$

and we conclude that:

$$U_{no} = \frac{1}{3} (U_{Ao} + U_{Bo} + U_{Co}). \quad (7)$$

For ideal switching can be obtained:

$$U_{io} = C_i \cdot U_c - U_c / 2, \quad (8)$$

with

$$\begin{cases} U_{Ao} = (C_A - 0,5)U_c; \\ U_{Bo} = (C_B - 0,5)U_c; \\ U_{Co} = (C_C - 0,5)U_c. \end{cases} \quad (9)$$

Substitution of (6) into (7) obtain [30]:

$$\begin{cases} U_{An} = \frac{2}{3}U_{Ao} - \frac{1}{3}U_{Bo} - \frac{1}{3}U_{Co}; \\ U_{Bn} = -\frac{1}{3}U_{Ao} + \frac{2}{3}U_{Bo} - \frac{1}{3}U_{Co}; \\ U_{Cn} = -\frac{1}{3}U_{Ao} - \frac{1}{3}U_{Bo} + \frac{2}{3}U_{Co}. \end{cases} \quad (10)$$

Setting (9) with (10), obtain:

$$\begin{bmatrix} U_{An} \\ U_{Bn} \\ U_{Cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_A \\ C_B \\ C_C \end{bmatrix}. \quad (11)$$

The Conventional P&O Algorithm (CPOA). In the P&O process the voltage is increased or decreased with a defined step size in the direction of reaching the MPP. The method is carried out again and again till the MPP is attained. In steady condition the operational point oscillates about the MPP, the oscillation is highly dependent on step size, so that when using a small step size, it can reduce volatility but can reduce system dynamics as well. On the other hand, while using a large step size it can improve system dynamics, but it can increase volatility around MPP as well [36]. Figure 7 illustrates the flowchart of the CPOA algorithm.

AMPO-ANN algorithm. Many MPPT approaches have recently been created and developed. In terms of accuracy, for real time implementation the P&O MPPT method is more practical than other MPPTs because it is easier to implement [38]. The P&O MPPT technique is primarily based on the perturbation of the PV output voltage $V(t)$ and related output power $P(t)$, which is compared to the prior perturbation $P(t+1)$. Keep the next voltage shift in the same direction as the previous one if the power increases.

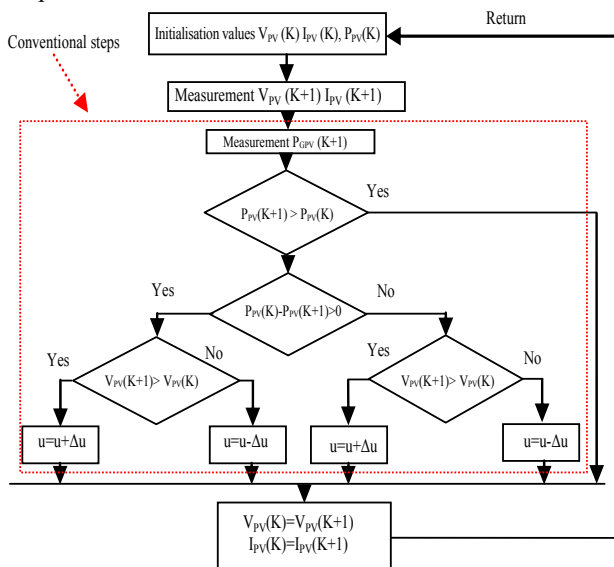


Fig. 7. Flowchart of the CPOA algorithm

Artificial intelligence is used in many areas of research, and ANN is a bright and promising part of these technologies, where process control and monitoring, recognition of patterns, power electronics, finance and economics, and medical diagnosis are only a few of the applications where ANNs have proven their worth [37].

In this paper, we will use two neural networks at the same time; the first network whose role is to estimate the output current which corresponds to the maximum power, and the second is used to estimate the voltage which corresponds to the maximum power too[28].

However, if the steps of the algorithm are tracking speed has been increased, as has the accuracy. and rapidity are increased ($dP_{pv}/dV_{pv} > 0$), but with high increasing in the oscillation, resulting in comparatively low performance and vice versa, In this paper, an AMPO algorithm method is dedicated to find a simple implantation in comparison with classical CPOA algorithm, and the AMPO can be written as follows:

$$u(\gamma) = U_c(\gamma - 1) + \gamma \text{sign}(\Delta P), \quad (12)$$

where γ is fixed step and U_c is the voltage control;

$$\Delta P = P(\gamma) - P(\gamma - 1),$$

if $\Delta P > 0$ then increase U_c , else $\Delta P < 0$ decrease U_c .

A power of the panel (P_{pv}) sensor is connected to the P&O algorithm unit in order to detect the power in state γ and compare it with next value ($\gamma+1$). At a certain point, when the difference between $P_{pv}(\gamma)$ and $P_{pv}(\gamma+1)$ is ΔP_{pv} then the algorithm will recognize that there is a powerful change and the algorithm should start from the beginning (γ). The value of $u(\gamma)$ (u is voltage control of P&O) is set to depend on the value of γ of the ΔP_{pv} criteria and it is different from irradiation values of PV, the $\Delta P_{pv}/\Delta V_{pv}$ change value around at point MPP, the duty cycle follows this change, view the duty cycle varying between values positive, zeros, negative.

In this article, we replace this variation of power $u(\gamma+1)$ show in equation (12) by function $\text{sign}(P_{pv})$ play the role of conventional step of algorithm P&O, with rapidly responses, equation (13) can be written in the following form:

$$\text{sign}(P_{pv}) = \begin{cases} 1 & \text{if } P_{pv} > 0; \\ 0 & \text{if } P_{pv} = 0; \\ -1 & \text{if } P_{pv} < 0; \end{cases} \quad (13)$$

The adding the variation of power (ΔP_{pv}) and voltage (ΔV_{pv}) can be whiten equation (13) as follow:

$$\text{sign}(\Delta P_{pv}/\Delta V_{pv}) = \begin{cases} 1 & \text{if } \Delta P_{pv}/\Delta V_{pv} > 0; \\ 0 & \text{if } \Delta P_{pv}/\Delta V_{pv} = 0 \text{ at MPP}; \\ -1 & \text{if } \Delta P_{pv}/\Delta V_{pv} < 0. \end{cases} \quad (14)$$

Equation (14) can be written as follow:

$$\delta = \text{sign}\{(P_{pv}(\gamma) - P_{pv}(\gamma+1)) \cdot (V_{pv}(\gamma) - V_{pv}(\gamma+1))\}. \quad (15)$$

To simplify the writing of equation (15) can be written in the following form:

$$\delta = \text{sign}(\Delta P_{pv} \cdot \Delta V_{pv}). \quad (16)$$

State of the voltage control δ of AMPO can be summarized in Table 1.

Table 1

Variation of MPP in algorithm

$\text{sign}(\Delta P_{pv}(\gamma))$	$\text{sign}(\Delta P_{pv}(\gamma+1))$	δ	u duty cycle	State of MPOA
-1	-1	-2	+1	Left MPP
-1	+1	0	0	at MPP
+1	-1	0	0	at MPP
+1	+1	+2	+1	Right MPP

The Table 1 presented the variation of MPP point in algorithm by 4 cases:

- **Case 1.** If state of changing algorithm is $\text{sign}(\Delta P_{pv}(\gamma)) = -1$, then $\text{sign}(\Delta P_{pv}(\gamma+1)) = -1$, and $\delta = -2$, the MPP moving to left; there for $u = +1$, to increase power of PV (P_{pv}).

- **Case 2.** If state of changing algorithm is $\text{sign}(\Delta P_{pv}(\gamma)) = +1$, then $\text{sign}(\Delta P_{pv}(\gamma+1)) = -1$, and $\delta = 0$, at point MPP; there for $u = 0$, no changing in the power of PV (P_{pv}).

- **Case 3.** If state of changing algorithm is $\text{sign}(\Delta P_{pv}(\gamma)) = -1$, then $\text{sign}(\Delta P_{pv}(\gamma+1)) = +1$, and $\delta = 0$, at point MPP; there for $u = 0$, no changing in the power of PV (P_{pv}).

- **Case 4.** If state of changing algorithm is $\text{sign}(\Delta P_{pv}(\gamma)) = +1$, then $\text{sign}(\Delta P_{pv}(\gamma+1)) = +1$, and $\delta = +2$, the MPP moving to right; there for $u = +1$, to decrease power of PV (P_{pv}).

After this case the variation of δ and u can be thought in AMPO-ANN for desired voltage regulation (for regulate the desire voltage), as shown in Fig. 8.

The value of δ presented the variation of power of panel ΔP_{pv} we can add to value of duty cycle u for adjust at point MPP can be written as follow:

$$u(\gamma) = u(\gamma) + \delta u(\gamma + 1). \quad (16)$$

After equations (15) – (17) can be designing the flow chart of the MPOA algorithm modified shown in Fig. 8 and presented a new step has determined by previous equation.

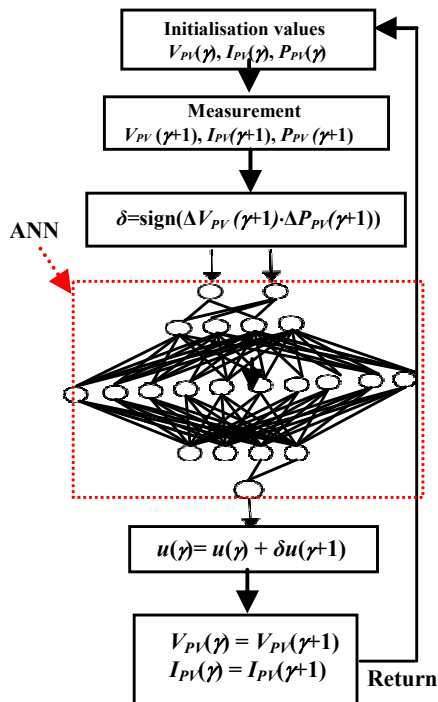


Fig. 8. Flowchart of the adaptive ANN-AMPO

Simulation of proposed system. The simulation of the Intelligent Maximum Power Point Tracking (IMPPT) based on AMPO-ANN makes it possible to verify that neural networks approach, after learning is effectively capable of predicting the desired output for the values of the data at the input which are not used during learning. We should always compare the true exit from the trajectory of neural networks with the trajectory of the model of PV cells.

The simulations results given in Fig. 9 and represent the electrical characteristics of the stand-alone PV system controlled by AMPO-ANN under standard climatic conditions (1000 W/m^2 and $25 \text{ }^\circ\text{C}$). The powers obtained from the proposed technique stabilize in a steady state around the optimal values delivered by PV ($P_{\text{mpp}} = 111 \text{ W}$, $V_{\text{mpp}} = 26 \text{ V}$ and $I_{\text{mpp}} = 4.4 \text{ A}$); AMPO controller allows us for parts per million (PPM) to be attained in 0.06 s, whilst the ANN algorithm allows for PPM to be obtained in 0.02 s only. In addition Fig. 9 shows that in steady state the maximum power supplied by the PV system controlled by the AMPO-ANN is more stable and closer to the PPM compared to AMPO control; the AMPO control give a power oscillates around the MPP which resulting in power losses.

From Fig. 9,a we observe that P_{pv} takes 0.02 s in transient state to stabilize at a steady – state value which is MPP in the neighborhood of 111 W.

Figure 9,b summarizes a comparison between the MPPT of PV output power controlled by AMPO and AMPO-ANN. We see that the power generalized based on AMPO algorithm has more pikes and is more oscillate compared to the improved technique based on ANN.

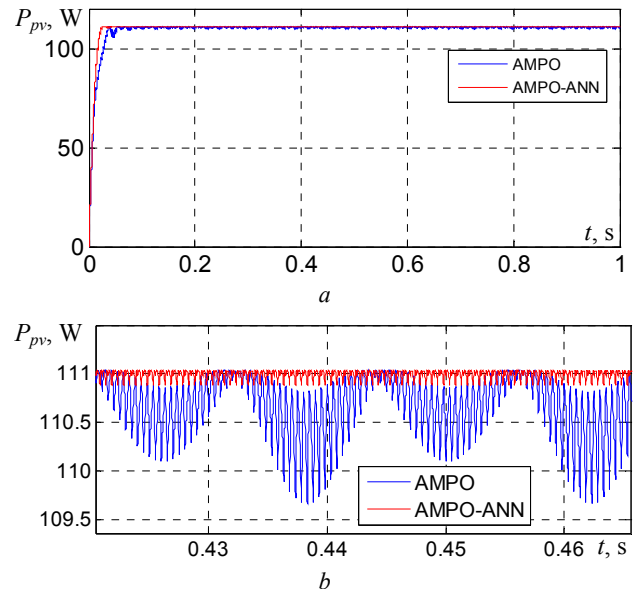


Fig. 9. a – power of PV (AMPO-ANN); b – zoom power of PV (AMPO-ANN)

From Fig. 10 we observe the during the period from 0 s to 0.05 s the voltage decreases with significant oscillations, then it stabilizes at the maximum value 26 V.

Figure 11 shows the load current curve based on AMPO-ANN techniques, we note that its value in steady state stabilizes around 4.4 A.

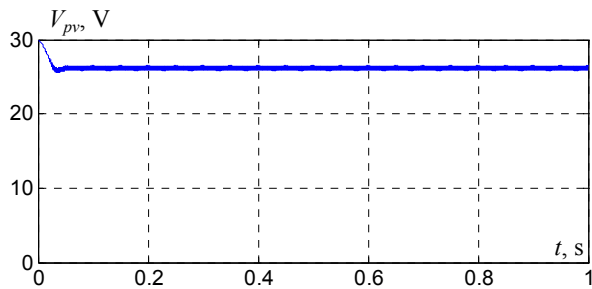


Fig. 10. Voltage of PV (AMPO-ANN)

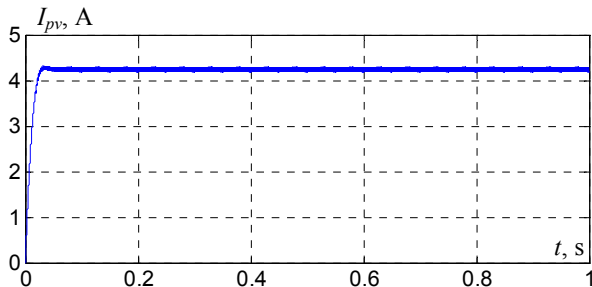


Fig. 11. Current of PV (AMPO-ANN)

In order to verify the robustness and the reliability of the proposed method, we will test the performance of AMPO-ANN by performing separately under climate condition variation, we make variations on solar irradiation and we assume that the temperature is a constant equal to 25 °C, where we suppose that the irradiation drops from 500 to 1000 W/m², at 0.5 s.

According Fig. 12 we note that the maximum power delivered by the PV varies proportionally with irradiation. When the irradiation is 500 W the P_{pv} stabilizes around 38 W. But when the sun goes from 500 to 1000 W/m² the P_{pv} rises to 111 W.

In addition, the simulation result presented by Fig. 9, shows that the AMPO-ANN represent better performances compared to AMPO; since they converge quickly towards the new P_{mpp} with reduced the chattering. Figures 13, 14 show current and voltage of PV based on AMPO-ANN techniques respectively.

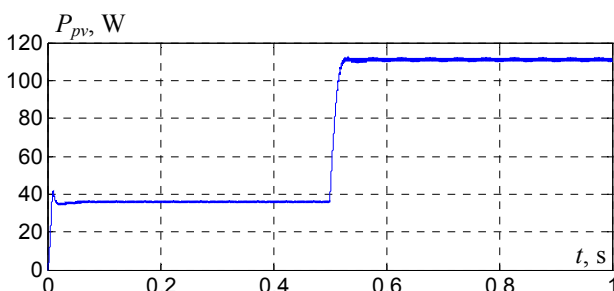


Fig. 12. Power of PV (AMPO-ANN)

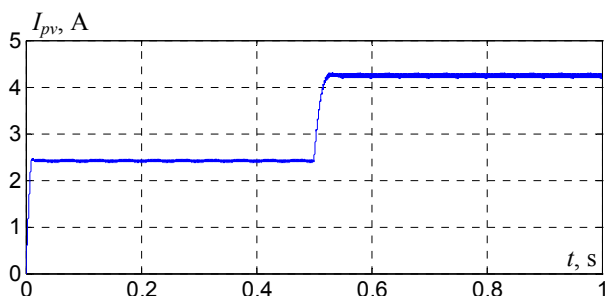


Fig. 13. Current of PV (AMPO-ANN)

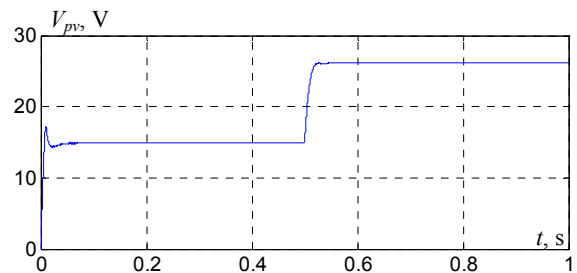


Fig. 14. Voltage of PV (AMPO-ANN)

We will test the performances of the AMPO-ANN algorithm previously developed with the purpose of the grid connection and the climatic conditions are fixed in standard conditions, then connect the PV system to the electrical networks. Figure 15 shows the simulation results. We observe better results for I_{mes} (current measured by the network), I_{ch} (load current) also the three-phase currents I_a, I_b, I_c (Fig. 16).

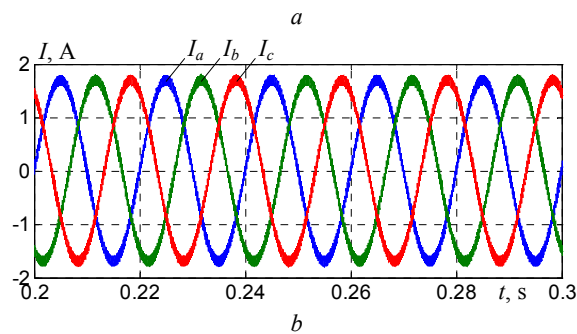
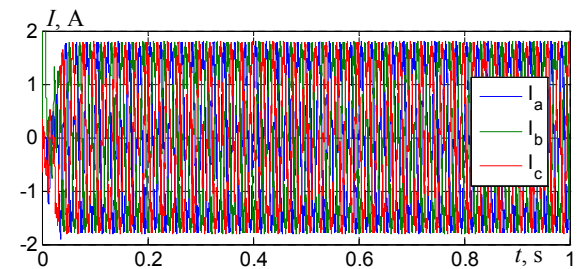


Fig. 15. *a* – three-phase currents (AMPO-ANN);
b – zoom three-phase currents (AMPO-ANN).

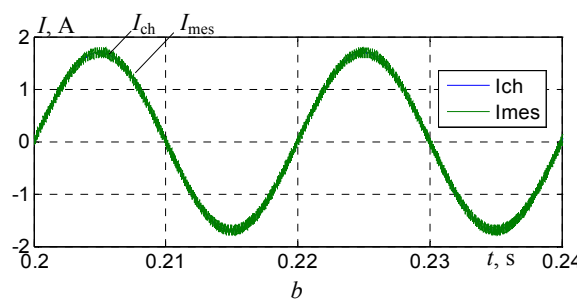
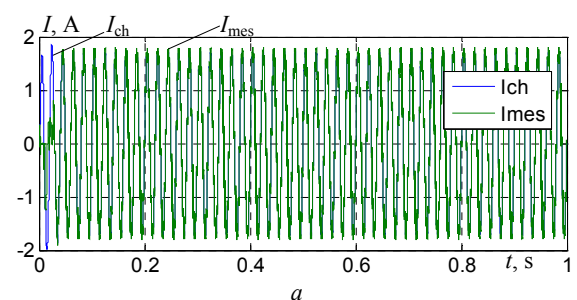


Fig. 16. *a* – current I_{ch} and I_{mes} (AMPO-ANN);
b – zoom current I_{ch} and I_{mes} (AMPO-ANN)

The results confirm the correct functioning of the two controllers AMPO and AMPO-ANN, but also show a better functioning of the AMPO-ANN. The latter has proven to have better performance, fast response time and very low, steady state error, and it is robust to variations in atmospheric conditions.

Experimental results. The proposed AMPO-ANN controller has been put to the test in order to improve its performance. Instead of a solar panel, an experimental setup of a system made of a PV emulator coupled to a DC-DC converter is shown in Fig. 17. LA-25NP and LV-25P are sensors of the current I_{pv} and voltage V_{pv} . The proposed control is implemented on the dSPACE DS1104.

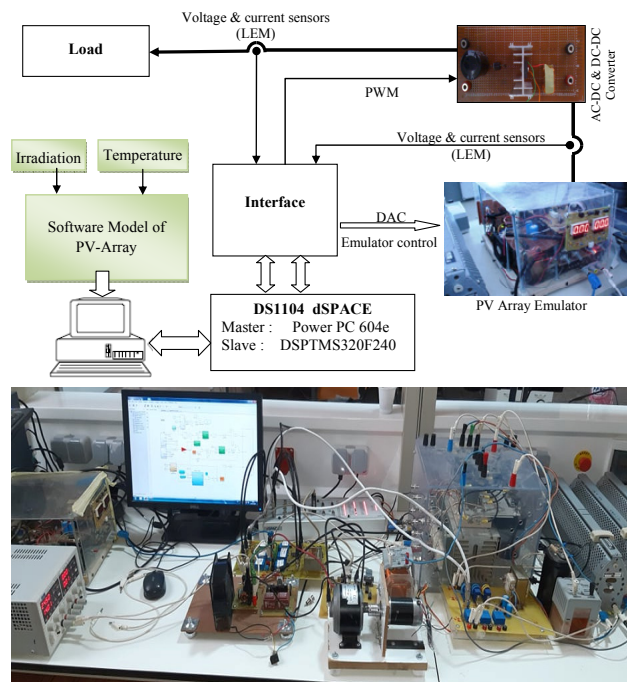


Fig. 17. Structure of the laboratory setup

In the simulation part we assume that all components are perfect (simplifying assumptions, losses and switching phenomena are ignored), so the DC-DC & AC-DC converters has an almost perfect operation.

On the other hand, the tests which we carried out in the laboratory take into account the saturation of the used components and the switching phenomena, these tests consist to validating the proposed technique which applied to a DC-DC converter then connected to an AC-DC converter (inverter).

From Fig. 18-20 we observe that P_{pv} takes 0 s in transient state to stabilize at a steady – state value which is MPP in the neighborhood of 100 W, current and voltage also taken point MPP at values 3.4 A and 29 V.

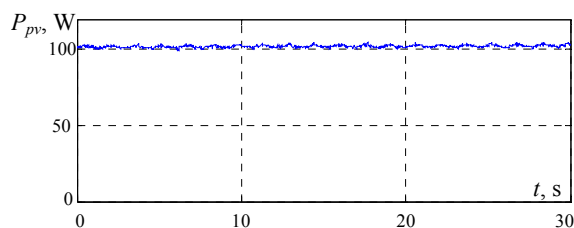


Fig. 18. Power of PV (AMPO-ANN)

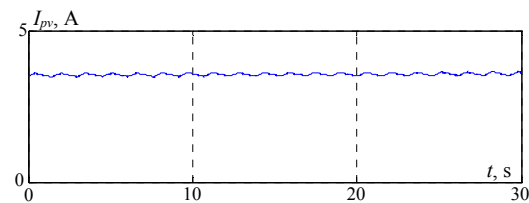


Fig. 19. Current of PV (AMPO-ANN)

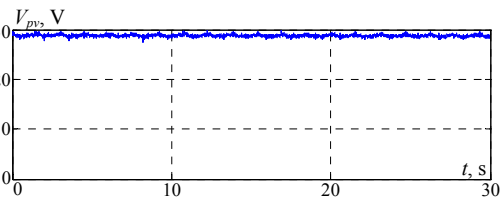


Fig. 20. Voltage of PV (AMPO-ANN)

We will test the performances of the AMPO-ANN algorithm previously developed with the purpose of the grid connection and the climatic conditions are fixed in standard conditions, then connect the PV system to the electrical networks. Figures 21, 22 show the experimental results. We observe better results for I (current measured by the network), V_{AC} (load voltage), also single phase of current and voltage.

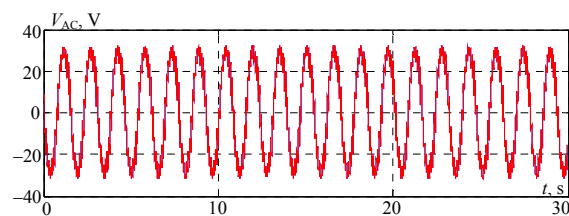


Fig. 21. Voltage of AC bus (AMPO-ANN)

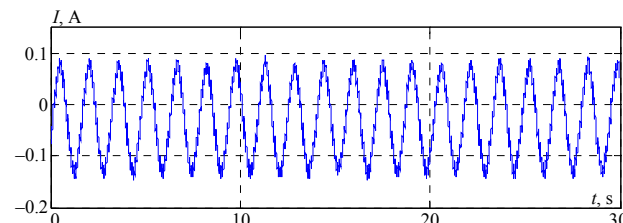


Fig. 22. Current of AC bus (AMPO-ANN)

The Figures 23-27 show the results of realizing the output power of the PV, its operating voltage and current, and the duty cycle (at the frequency of 3000 Hz) for the AMPO-ANN and the conventional disturbance and observation (P&O) AMPO-ANN using a converter and inverter environmental conditions. It is clearly seen how the AMPO-ANN algorithm reduces the response time of the PV system. Obviously, the system with AMPO has a great loss of energy in the transient state, that when the increase in power is the result of the increase in illumination in sinusoidal form between 500 W/m² and 1000 W/m², the reversal of the direction of illumination produced by the AMPO-ANN algorithm causes the increase of the power at the MPP point to 101 W and at the same time the output voltage of the inverter, the output voltage V_{AC} is 28 V and current at 0.15 A are illuminate also the harmonics in grid connected, the MPP starts close to the operating point, but the P&O algorithm detects that and moves the operating point in the right

direction. The AMPO-ANN algorithm gives a better result than the classic algorithm AMPO.

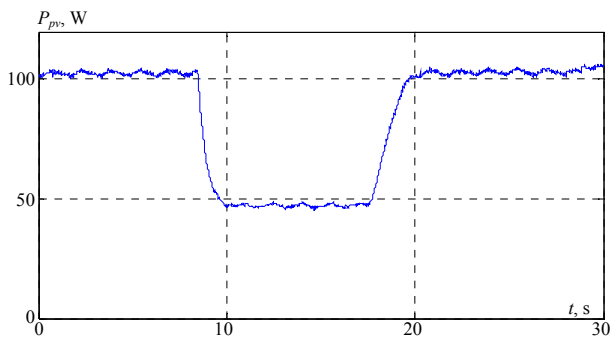


Fig. 23. Power of PV (AMPO-ANN)

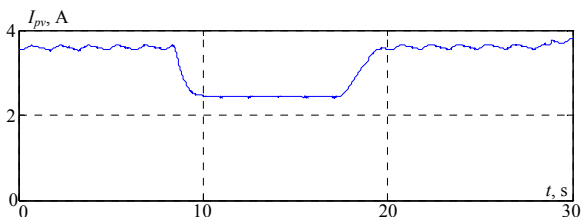


Fig. 24. Current of PV (AMPO-ANN)

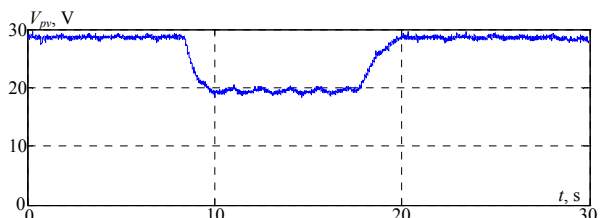


Fig. 25. Voltage of PV (AMPO-ANN)

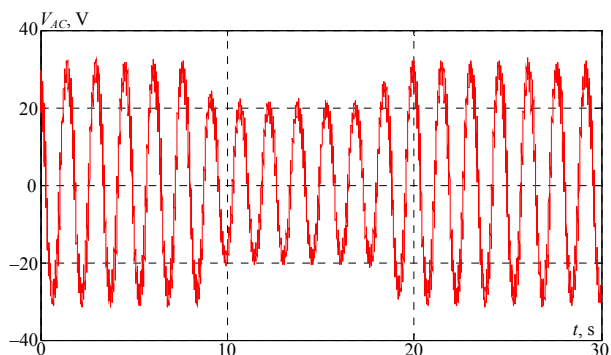


Fig. 26. Voltage of AC bus (AMPO-ANN)

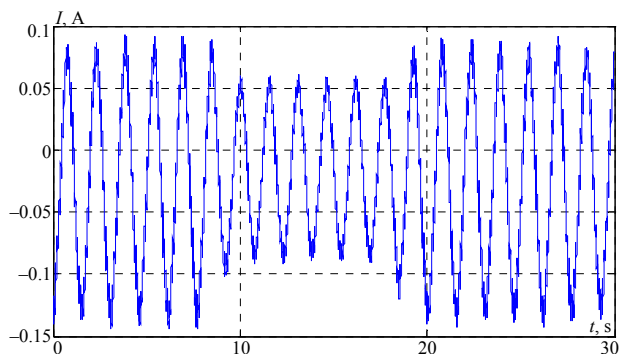


Fig. 27. Current of AC bus (AMPO-ANN)

Conclusions.

We analyzed the electrical functioning of a photovoltaic system, adapted by DC-DC converter,

regulated by an maximum power point tracking command, to control maximum power point tracking of a photovoltaic system based on neural networks were presented and its architecture of neural networks was used. The simulation and validation results show that this system can adapt the maximum operating point for variations in external disturbances.

We can say that artificial neural networks are efficient and powerful modeling tools, their robustness lies in the possibility of predicting the output of the network even if the relationship with the input is not linear.

The purpose of the modified algorithm adaptive modified perturbation and observation – artificial neural network is to reduce oscillation and achieve a high response of the output power in response to changing weather conditions and parameter variations. All of the results show that the proposed technique control and our improved maximum power point tracking approach are effective.

Funding. This work was supported by the Franco-Algerian cooperation program PHC-Maghreb.

Acknowledgement. The authors would like to thank laboratory teams of research Propulsion Systems – Electromagnetic Induction, LSPIE, University of Batna 2, Batna, Algeria.

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

REFERENCES

1. International Energy Agency. Global Energy & CO2 Status Report 2019. Available at: <https://www.iea.org/reports/global-energy-co2-status-report-2019> (accessed 25 May 2021).
2. Wisnubroto D.S., Zamroni H., Sumarbagiono R., Nurlitati G. Challenges of implementing the policy and strategy for management of radioactive waste and nuclear spent fuel in Indonesia. *Nuclear Engineering and Technology*, 2021, vol. 53, no. 2, pp. 549-561. doi: <https://doi.org/10.1016/j.net.2020.07.005>.
3. Zhou W., Ibano K., Qian X. Construction of an East Asia Nuclear Security System. In: Zhou W., Qian X., Nakagami K. (eds) *East Asian Low-Carbon Community*. Springer, Singapore, 2021, pp. 199-214. doi: https://doi.org/10.1007/978-981-33-4339-9_11.
4. Rahman F.A., Aziz M.M.A., Saidur R., Bakar W.A.W.A., Hainin M.R., Putrajaya R., Hassan N.A. Pollution to solution: Capture and sequestration of carbon dioxide (CO₂) and its utilization as a renewable energy source for a sustainable future. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, vol. 71, pp. 112-126. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.01.011>.
5. Al-Maamary H.M.S., Kazem H.A., Chaichan M.T. The impact of oil price fluctuations on common renewable energies in GCC countries. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, vol. 75, pp. 989-1007. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.11.079>.
6. Ahmadlouydarab M., Ebadolahzadeh M., Muhammad Ali H. Effects of utilizing nanofluid as working fluid in a lab-scale designed FPSC to improve thermal absorption and efficiency. *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*, 2020, vol. 540, p. 123109. doi: <https://doi.org/10.1016/j.physa.2019.123109>.
7. Abbassi A., Abbassi R., Heidari A.A., Oliva D., Chen H., Habib A., Jemli M., Wang M. Parameters identification of photovoltaic cell models using enhanced exploratory salp chains-based approach. *Energy*, 2020, vol. 198, p. 117333. doi: <https://doi.org/10.1016/j.energy.2020.117333>.

8. Sivakumar L.P., Sivakumar S., Prabha A., Rajapandiyani A. Implementation of particle swarm optimization for maximum power absorption from photovoltaic system using energy extraction circuit. *2019 IEEE International Conference on Intelligent Techniques in Control, Optimization and Signal Processing (INCOS)*, 2019, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/incos45849.2019.8951378>.
9. Ramos-Hernandez J., Uriarte I., Lopez-Guede J.M., Fernandez-Gamiz U., Mesanza A., Zulueta E. Temperature based maximum power point tracking for photovoltaic modules. *Scientific Reports*, 2020, vol. 10, no. 1, p. 12476. doi: <https://doi.org/10.1038/s41598-020-69365-5>.
10. De Brito M.A.G., Galotto L., Sampaio L.P., E Melo G.D.A., Canesin C.A. Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, vol. 60, no. 3, pp. 1156-1167. doi: <https://doi.org/10.1109/tie.2012.2198036>.
11. Motahhir S., El Hammoumi A., El Ghzizal A. The most used MPPT algorithms: Review and the suitable low-cost embedded board for each algorithm. *Journal of Cleaner Production*, 2020, vol. 246, p. 118983. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jclepro.2019.118983>.
12. Charin C., Ishak D., Mohd Zainuri M.A.A. A maximum power point tracking based on levy flight optimization. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2020, vol. 11, no. 3, p. 1499. doi: <https://doi.org/10.11591/ijped.v11.i3.pp1499-1507>.
13. Rezkallah M., Hamadi A., Chandra A., Singh B. Design and implementation of active power control with improved P&O Method for wind-PV-battery-based standalone generation system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, vol. 65, no. 7, pp. 5590-5600. doi: <https://doi.org/10.1109/tie.2017.2777404>.
14. Nebti K., Lebid R. Fuzzy maximum power point tracking compared to sliding mode technique for photovoltaic systems based on DC-DC boost converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 1, pp. 67-73. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2021.1.10>.
15. Algazar M.M., Al-Monier H., El-Halim H.A., Salem M.E.E.K. Maximum power point tracking using fuzzy logic control. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2012, vol. 39, no. 1, pp. 21-28. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2011.12.006>.
16. Fares D., Fathi M., Shams I., Mekhilef S. A novel global MPPT technique based on squirrel search algorithm for PV module under partial shading conditions. *Energy Conversion and Management*, 2021, vol. 230, p. 113773. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2020.113773>.
17. Ishaque K., Salam Z., Amjad M., Mekhilef S. An improved particle swarm optimization (PSO)-based MPPT for PV with reduced steady-state oscillation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, vol. 27, no. 8, pp. 3627-3638. doi: <https://doi.org/10.1109/tpel.2012.2185713>.
18. Bendib B., Krim F., Belmili H., Almi M.F., Bolouma S. An intelligent MPPT approach based on neural-network voltage estimator and fuzzy controller, applied to a stand-alone PV system. *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2014, pp. 404-409. doi: <https://doi.org/10.1109/isie.2014.6864647>.
19. Messalti S., Harrag A., Loukriz A. A new variable step size neural networks MPPT controller: Review, simulation and hardware implementation. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, vol. 68, pp. 221-233. doi: <https://doi.org/10.1109/isie.2014.6864647>.
20. Motamarri R., Nagu B. GMPPT by using PSO based on Lévy flight for photovoltaic system under partial shading conditions. *IET Renewable Power Generation*, 2020, vol. 14, no. 7, pp. 1143-1155. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2019.0959>.
21. Motamarri R., Bhokya N. JAYA algorithm based on Lévy flight for global MPPT under partial shading in photovoltaic system. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, vol. 9, no. 4, pp. 4979-4991. doi: <https://doi.org/10.1109/jestpe.2020.3036405>.
22. Charin C., Ishak D., Mohd Zainuri M.A.A., Ismail B., Mohd Jamil M.K. A hybrid of bio-inspired algorithm based on Levy flight and particle swarm optimizations for photovoltaic system under partial shading conditions. *Solar Energy*, 2021, vol. 217, pp. 1-14. doi: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2021.01.049>.
23. Abo-Elyousr F.K., Abdelshafy A.M., Abdelaziz A.Y. MPPT-based particle swarm and cuckoo search algorithms for PV systems. *Green Energy and Technology*, 2020, pp. 379-400. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-05578-3_14.
24. Mohd Adnan M.R.H., Sarkheyli A., Mohd Zain A., Haron H. Fuzzy logic for modeling machining process: a review. *Artificial Intelligence Review*, 2015, vol. 43, no. 3, pp. 345-379. doi: <https://doi.org/10.1007/s10462-012-9381-8>.
25. Abo-Sennah M.A., El-Dabah M.A., Mansour A.E.-B. Maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems: A comparative study. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2021, vol. 11, no. 1, p. 57-73. doi: <https://doi.org/10.11591/ijece.v11i1.pp57-73>.
26. Kumar N., Singh B., Panigrahi B.K. PNKLMF-based neural network control and learning-based HC MPPT technique for multiobjective grid integrated solar PV based distributed generating system. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2019, vol. 15, no. 6, pp. 3732-3742. doi: <https://doi.org/10.1109/tii.2019.2901516>.
27. Tavakoli A., Forouzanfar M. A self-constructing Lyapunov neural network controller to track global maximum power point in PV systems. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2020, vol. 30, no. 6, pp. 1-15. doi: <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12391>.
28. Sahraoui H., Chrifi-Alaoui L., Drid S., Bussy P. Second order sliding mode control of DC-DC converter used in the photovoltaic system according an adaptive MPPT. *International Journal of Renewable Energy Research*, 2016, vol. 6, no. 2, pp. 375-383. Available at: <https://www.ijrer.org/ijrer/index.php/ijrer/article/view/3369/pdf> (accessed 25 May 2021).
29. Slama F., Radjeai H., Mouassa S., Chouder A. New algorithm for energy dispatch scheduling of grid-connected solar photovoltaic system with battery storage system. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 1, pp. 27-34. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2021.1.05>.
30. Belbachir N., Zellagui M., Settoul S., El-Bayeh C.Z., Bekkouche B. Simultaneous optimal integration of photovoltaic distributed generation and battery energy storage system in active distribution network using chaotic grey wolf optimization. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 3, pp. 52-61. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.3.09>.
31. Shavelkin A.A., Gerlici J., Shvedchykova I.O., Kravchenko K., Kruhliak H.V. Management of power consumption in a photovoltaic system with a storage battery connected to the network with multi-zone electricity pricing to supply the local facility own needs. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 2, pp. 36-42. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.06>.
32. Jordehi A.R. Parameter estimation of solar photovoltaic (PV) cells: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016, vol. 61, pp. 354-371. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.03.049>.
33. Wei Z., Zhang B., Jiang Y. Analysis and modeling of fractional-order buck converter based on Riemann-Liouville derivative. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 162768-162777. doi: <https://doi.org/10.1109/access.2019.2952167>.

34. Sahraoui H., Drid S., Chrifi-Alaoui L., Hamzaoui M. Voltage control of DC-DC buck converter using second order sliding mode control. *2015 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT)*, 2015, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/ceit.2015.7233082>.

35. Alnejaili T., Drid S., Mehdi D., Chrifi-Alaoui L., Belarbi R., Hamdouni A.. Dynamic control and advanced load management of a stand-alone hybrid renewable power system for remote housing. *Energy Conversion and Management*, 2015, vol. 105, pp. 377-392. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2015.07.080>.

36. Ahmed J., Salam Z. An improved perturb and observe (P&O) maximum power point tracking (MPPT) algorithm for higher efficiency. *Applied Energy*, 2015, vol. 150, pp. 97-108. doi: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2015.04.006>.

37. Bouchaoui L., Hemsas K.E., Mellah H., Benlahneche S. Power transformer faults diagnosis using undestructive methods (Roger and IEC) and artificial neural network for dissolved gas analysis applied on the functional transformer in the Algerian north-eastern: a comparative study. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 4, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.4.01>.

Hamza Sahraoui^{1,3}, Doctor of Engineering,
 Hacene Mellah², Doctor of Engineering,
 Said Drid³, Professor, Dr.-Ing. of Engineering,
 Larbi Chrifi-Alaoui⁴, Dr.-Ing. of Engineering,

¹Electrical Engineering Department,
 Hassiba Benbouali University of Chlef,
 B.P 78C, Ouled Fares Chlef 02180, Chlef, Algeria,
 e-mail: hamzasahraoui@gmail.com

²Electrical Engineering Department,
 University Akli Mouhand Oulhadj-Bouira,
 Rue Drissi Yahia Bouira, 10000, Algeria,
 e-mail: has.mel@gmail.com (Corresponding author)

³Research Laboratory LSPIE,
 Electrical Engineering Department,
 University of Batna 2,
 53, Route de Constantine, Féddis, Batna 05078, Algeria,
 e-mail: saiddrid@ieee.org

⁴Laboratoire des Technologies Innovantes (LTI),
 University of Picardie Jules Verne, IUT de l'Aisne,
 13 Avenue François Mitterrand 02880 Cuffies-Soissons, France,
 e-mail: larbi.alaoui@u-picardie.fr

Received 17.07.2021

Accepted 05.09.2021

Published 26.10.2021

D.G. Koliushko, S.S. Rudenko, A.N. Saliba

METHOD OF INTEGRO-DIFFERENTIAL EQUATIONS FOR INTERPRETING THE RESULTS OF VERTICAL ELECTRICAL SOUNDING OF THE SOIL

The paper is devoted to **the problem** of determining the geoelectric structure of the soil within the procedure of testing the grounding arrangements of existing power plants and substations to the required depth in conditions of dense development. To solve the problem, it was proposed to use the Schlumbergers method, which has a greater sounding depth compared to the Wenner electrode array. **The purpose** of the work is to develop a mathematical model for interpreting the results of soil sounding by the Schlumberger method in the form of a four-layer geoelectric structure. **Methodology.** To construct a mathematical model, it is proposed to use the solution of a particular problem about the field of a point current source, which, like the observation point, is located in the first layer of a four-layer soil. Based on this expressions, a system of linear algebraic equations of the 7-th order with respect to the unknown coefficients a_i and b_i was compiled. On the basis of its analytical solution, an expression for the potential of the electric field was obtained for conducting VES (the point current source and the observation point are located only on the soil surface). **Results.** Comparison of the results of soil sounding by the Schlumberger installation and the interpretation of its results for the same points shows a sufficient degree of approximation: the maximum relative error does not exceed 9.7% (for the second point), and the average relative error is 3.6%. **Originality.** Based on the obtained expression, a test version of the program was implemented in Visual Basic for Applications to interpret the results of VES by the Schlumberger method. To check the obtained expressions, the interpretation of the VES results was carried out on the territory of a 150 kV substation of one of the mining and processing plants in the city of Kriviy Rih. **Practical significance.** The developed mathematical model will make it possible to increase the sounding depth, and, consequently, the accuracy of determining the standardized parameters of the grounding arrangements of power stations and substations. References 13, figures 3.

Key words: electrical substation, grounding arrangements, vertical electrical sounding, Schlumberger method, method of integro-differential equations.

Робота присвячена проблематиці визначення геоелектричної структури ґрунту в межах випробування заземлювальних пристроїв діючих електричних станцій та підстанцій на необхідну глибину в умовах щільної забудови. Для вирішення проблеми запропоновано використати установку Шлюмберже, яка має більшу глибину зондування у порівнянні з установкою Веннера. За допомогою методів інтегро-диференціальних рівнянь було отримано аналітичні вирази для інтерпретації результатів зондування ґрунту установкою Шлюмберже у випадку чотиришарового ґрунту. Для перевірки отриманих виразів була проведена інтерпретація результатів вертикального електричного зондування на території підстанції 150 кВ одного з гірничо-збагачувальних комбінатів: максимальна відносна похибка не перевищує 9,7%, а середня – 3,6%. Бібл. 13, рис. 3.

Ключові слова: електрична підстанція, заземлювальний пристрій, вертикальне електричне зондування, установка Шлюмберже, метод інтегро-диференціальних рівнянь.

Formulation of the problem. The procedure for determining the soil resistivity as a component of testing of the grounding arrangement (GA) for power stations and substations is regulated in the IEEE standards [1, 2]. In this case, it is recommended to use the Wenner installation for conducting vertical electrical sounding (VES) of the soil. Although, in the general case, the soil is a multilayer structure with many anisotropic inclusions, the expressions to interpret VES curves in the form of a two-layer geoelectric space with plane-parallel interfaces between layers are mainly used. The quality of VES and the interpretation of its results significantly affect the accuracy of calculating the parameters of GA, and, consequently, on the electrical safety of personnel and the reliability of the substation equipment.

VES is carried out by injecting a test current by a generator between current electrodes A and B and measuring the voltage drop at a certain area of the soil surface at potential electrodes M and N. The value of the apparent resistivity is equal to the product of the ratio of the measured voltage and current by the geometric factor of the installation [3]:

$$\rho_k = \frac{U}{I} k, \quad (1)$$

where U is the voltage drop across the potential electrodes M and N (see Fig. 1); I is the current flowing through the current electrodes A and B; k is the geometrical

coefficient of installation. For the Wenner installation, $k = 2\pi L$, where L – distance between the electrodes.

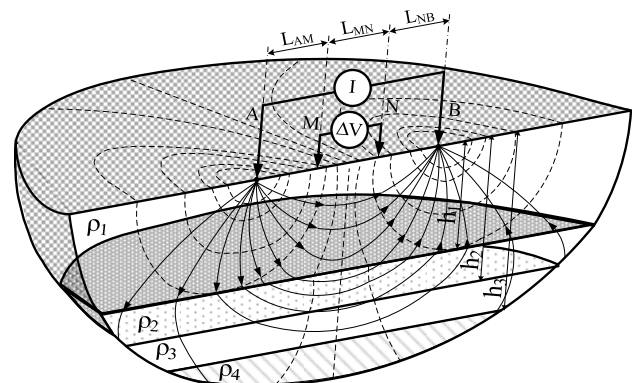


Fig. 1. The principle of conducting VES

The ratio of the spacing lengths of the current and potential electrodes depends on the choice of the VES installation, and the maximum distance between the current electrodes is determined by the required sounding depth. For the Wenner installation, the sounding depth is equal to 1/3 of the spacing length of the current electrodes [3]. Its advantages include:

- poor sensitivity to profile inclusions;
- direct relationship between electrode spacing and sounding depth;

- relatively simple expressions for calculating the apparent resistivity due to the equality of the interelectrode spacing between the current and potential electrodes.

In [4], based on the analysis of the experimental VES curves in the locations of more than 600 energy objects in Ukraine, it was shown that the vast majority of soils at the locations of power stations and substations have a three-layer structure (72,7 %), and another part (19 %) has more than three layers (usually four). Therefore, it is relevant to use interpretation tools with at least four layers, this will cover more than 90 % of energy objects in Ukraine. The authors in [5] based on the solution of the basic problem of the field of a point current source in a four-layer conducting half-space, expressions were obtained for interpreting the results of soil sounding by the Wenner installation. However, carrying out of VES for operating substations, as a rule, has to be performed in conditions of dense industrial or urban development, which does not allow providing the required sounding depth, which is several times greater than the largest diagonal of the GA [6]. Analysis of the literature shows that in the world, as a rule, models for the interpretation of VES curves built on numerical methods [7, 8] or using the method of images model [9] have found application. It was shown in [10] that the calculation error using such models can reach 20 %.

One of the ways to increase the sounding depth while maintaining the spacing of the current electrodes can be the use of a symmetric Schlumberger installation, which is a common case of the Wenner installation. However, a significant drawback is the lack of analytical expressions for interpreting the sounding results.

The purpose of the work is to develop a mathematical model for interpreting the results of soil sounding by the Schlumberger method in the form of a four-layer geoelectric structure.

Research materials. Interpretation of VES results is an inverse problem of electrical prospecting and, in the general case, is an ill-posed problem with many existing solutions that differ from the true one [5]. In this case, the relationship between the measured values of the apparent resistivity and the parameters of this model is expressed by integral equations.

To construct a mathematical model, it is proposed to use the solution of a particular problem about the field of a point current source, which, like the observation point, is located in the first layer of a four-layer soil [5]. When solving the problem, the following assumptions were made: the current does not pass through the boundary of the earth and the atmosphere, the interfaces between the layers are plane-parallel, and within each of them the electrical resistivity ρ_i is uniform. It was assumed that a point current source j is located in the first layer of a four-layer conducting half-space with plane-parallel interfaces (see Fig. 2). The electrical resistances of the first, second, third and fourth layers are denoted by ρ_1, ρ_2, ρ_3 and ρ_4 , respectively. The depths of the interfaces of the first and second layers – h_1 , the second and third – h_2 , the third and fourth – h_3 .

The formulation of the problem under consideration consists of the Laplace equation and additional conditions. The electric field of a point current source in a

four-layer medium has axial symmetry, and the potential does not depend on the φ -coordinate; therefore, the Laplace equation in a curvilinear orthogonal cylindrical coordinate system takes the form:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi}{\partial r} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial r^2} = 0. \quad (2)$$

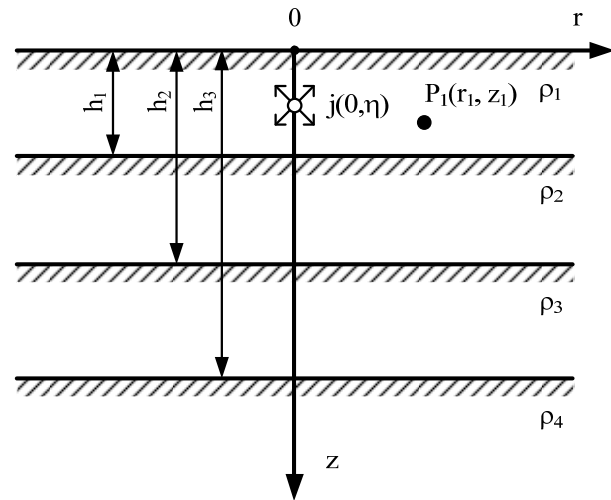


Fig. 2. A point current source j located in the first layer of the four-layer structure; $P_1(r_1, z_1)$ – observation point

Solution (2) is found by the Fourier method for separation of variables [11]:

$$\varphi(r, z) = \int_0^{\infty} J_0(\lambda r) \cdot (a_i e^{\lambda z} + b_i e^{-\lambda z}) d\lambda, \quad (3)$$

where a_i and b_i are constants determined by soil parameters, coordinates of a point current source and observation point; λ is a separation parameter of variables; J_0 is a zero-order Bessel function of the first kind.

The form of function (3) is common for all layers of the conducting half-space. However, in each layer, depending on the relative position of the point current source and the observation point, the constants take on their particular values. To find the constants a_i and b_i in the first layer, we use the additional conditions:

- with an unlimited increase in the z -coordinate the potential φ tends to zero, therefore

$$a_4 = 0; \quad (4)$$

- in accordance with the principle of electric current continuity at the interface between the i -th and $(i+1)$ -th layers the normal components of the vectors of the electric current density are equal to each other:

$$\frac{1}{\rho_i} \frac{\partial \varphi_i}{\partial z} = \frac{1}{\rho_{i+1}} \frac{\partial \varphi_{i+1}}{\partial z}; \quad (5)$$

- from the condition of equality of the tangential components of the electric field strength vector at the boundaries of adjacent layers, at the interface between the i -th and $(i+1)$ -th the potentials are equal:

$$\varphi_i = \varphi_{i+1}; \quad (6)$$

- the condition on the boundary of the conducting half-space has the form

$$\left. \frac{\partial \varphi_1}{\partial z} \right|_{z=0} = 0. \quad (7)$$

Based on expressions (4) – (7), a system of linear algebraic equations of the 7-th order with respect to the unknown coefficients a_i and b_i was compiled. On the basis of its analytical solution, an expression for the potential of the electric field was obtained in [5]. Considering that when conducting VES, the point current source and the observation point are located only on the soil surface (i.e. $z = 0$ and $\eta = 0$), this expression will take the form:

$$\begin{aligned} \varphi_{1,1}(r, 0) = & \frac{I\rho_1}{2\pi} \left[\frac{1}{r} + 2K_{2,1} \sum_{n=0}^m \frac{K_n}{\sqrt{r^2 + (2h_1 + H_n)^2}} + \right. \\ & + 2K_{3,2} \sum_{n=0}^m \frac{K_n}{\sqrt{r^2 + (2h_2 + H_n)^2}} + \\ & \left. + 2K_{4,3} \sum_{n=0}^m \frac{K_n}{\sqrt{r^2 + (2h_3 + H_n)^2}} \right] \end{aligned} \quad (8)$$

where $K_{i+1,i}$ is the coefficient of soil heterogeneity equal to $K_{i+1,i} = \frac{\rho_{i+1} - \rho_i}{\rho_{i+1} + \rho_i}$; K_n and H_n are the coefficients obtained as a result of the expansion of the function characterizing the multilayer medium; n is the number of the term of the series; m is the number of terms of the series.

The values of K_n and H_n are found by the least squares method [12] when approximating the function $F_4(\lambda)$, which characterizes a four-layer soil at $\lambda \rightarrow \infty$:

$$U = \varphi_M - \varphi_N = \left(\varphi_{AM} \Big|_{r=L_{AM}} - \varphi_{BM} \Big|_{r=L_{BM}} \right) - \left(\varphi_{AN} \Big|_{r=L_{AN}} - \varphi_{BN} \Big|_{r=L_{BN}} \right), \quad (10)$$

$$U = \frac{I\rho_1}{2\pi} \left[\frac{1}{L_{AM}} - \frac{1}{L_{AN}} + 2 \sum_{i=1}^4 K_{i+1,i} \left(\sum_{n=0}^m \frac{K_n}{\sqrt{L_{AM}^2 + (2h_i + h_n)^2}} - \sum_{n=0}^m \frac{K_n}{\sqrt{L_{AN}^2 + (2h_i + h_n)^2}} \right) \right], \quad (11)$$

$$\rho_k = \frac{L_{AM}L_{AN}}{(L_{AM} - L_{AN})} \left[\frac{1}{L_{AM}} - \frac{1}{L_{AN}} + 2 \sum_{i=1}^4 K_{i+1,i} \left(\sum_{n=0}^m \frac{K_n}{\sqrt{L_{AM}^2 + (2h_i + h_n)^2}} - \sum_{n=0}^m \frac{K_n}{\sqrt{L_{AN}^2 + (2h_i + h_n)^2}} \right) \right]. \quad (12)$$

Based on the obtained expression, a test version of the program was implemented in Visual Basic for Applications to interpret the results of VES by the Schlumberger method. To check the obtained expressions,

$$F_4(\lambda) = \frac{1}{F_Z(\lambda)}, \quad (9)$$

where $F_Z(\lambda)$ is

$$\begin{aligned} F_Z(\lambda) = & 1 - K_{2,1}e^{-2\lambda h_1} - K_{3,2}e^{-2\lambda h_2} - K_{4,3}e^{-2\lambda h_3} + \\ & + K_{2,1}K_{3,2}e^{-2\lambda(h_2 - h_1)} + K_{2,1}K_{4,3}e^{-2\lambda(h_3 - h_1)} + \\ & + K_{3,2}K_{4,3}e^{-2\lambda(h_3 - h_2)} - K_{2,1}K_{3,2}K_{4,3}e^{-2\lambda(h_3 - h_2 - h_1)}. \end{aligned}$$

Thus, a basic expression was obtained for the development of a mathematical model for interpreting the VES results in the form of a four-layer geoelectric structure.

To develop a model that allows us to interpret the results obtained using the Schlumberger method, we will use the expression for determining the apparent resistivity (1), the geometric configuration of the installation itself (see Fig. 1) and the expression for determining the potential on the soil surface (8).

Based on the principle of superposition, the voltage at the potential electrodes M and N will be determined as (10), where φ_{AM} , φ_{BM} , φ_{AN} and φ_{BN} are the values of potential at electrodes M and N , induced from current electrodes A and B , respectively.

Substituting the expression for potential (8) into (10) and taking into account the symmetry of the Schlumberger installation, the voltage drop will have the form (11).

Taking into account (11), the geometric coefficient of installation and transformations, we obtain expression (1) in the following form (12).

the interpretation of the VES results (see Table 1) was carried out on the territory of a 150 kV substation of one of the mining and processing plants in the city of Kriviy Rih (see Fig. 3).

Table 1

The results of experimental measurements by the Schlumberger method

$L_{MN}/2, \text{ m}$	0,1	0,13	0,17	0,22	0,27	0,33	0,4	0,5	0,6	0,8	1
$L_{AB}/2, \text{ m}$	0,3	0,39	0,51	0,66	0,81	0,99	1,2	1,5	1,8	2,4	3
$U/I, \Omega$	56,01	49,03	34,69	27,91	23,07	19,72	16,39	13,53	11,87	9,491	8,231
$\rho_k, \Omega\cdot\text{m}$	70,38	80,1	74,11	77,16	78,27	81,78	82,39	85,01	89,5	95,41	103,43
$L_{MN}/2, \text{ m}$	1,3	1,7	2,2	2,7	3,3	4	5	6	8	9	
$L_{AB}/2, \text{ m}$	3,9	5,1	6,6	8,1	9,9	12	15	18	24	27	
$U/I, \Omega$	6,834	5,199	4,046	3,342	2,861	2,162	1,539	1,176	0,658	0,537	
$\rho_k, \Omega\cdot\text{m}$	111,64	111,07	111,86	113,39	118,64	108,67	96,7	88,67	66,15	60,73	

Comparison of the results of soil sounding by the Schlumberger installation and the interpretation of its results for the same points shows a sufficient degree of

approximation (see Fig. 3): the maximum relative error does not exceed 9.7 % (for the second point), and the average relative error is 3.6 %. The results obtained can

be used to determine the electrical properties of the soil, including the propagation of an electromagnetic wave with a short front, created by a special generator [13] that simulates the lightning current.

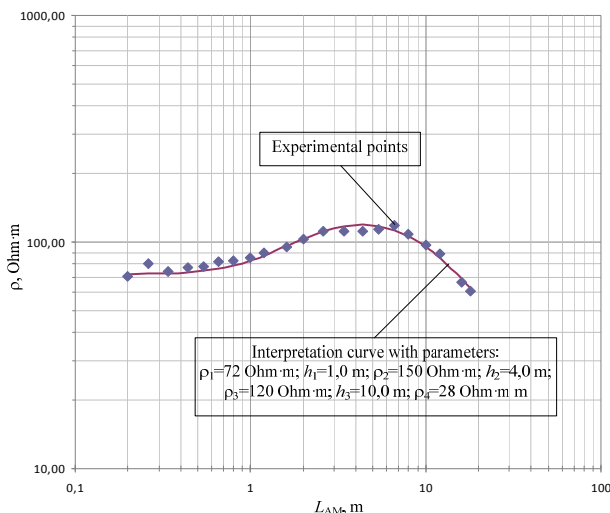


Fig. 3. Interpretation of VES results obtained by the Schlumberger method

Conclusions.

1. Based on the analytical solution of the problem of the field of a point current source located in the first layer of a four-layer geoelectric structure, a mathematical model has been developed for interpreting the results of soil sounding by the Schlumberger installation in the form of a four-layer geoelectric structure.

2. Based on experimental studies carried out at the existing 150 kV substation, the correctness of the developed mathematical model was confirmed. A test computer program has been developed for the interpretation of soil sounding results in an interactive mode.

3. The developed mathematical model will make it possible to increase the sounding depth, and, consequently, the accuracy of determining the standardized parameters of the grounding arrangements of power stations and substations.

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

REFERENCES

1. IEEE Std 80-2013. *Guide for Safety in AC Substation Grounding*. New York, IEEE, 2013. 206 p. doi: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2015.7109078>.
2. IEEE Std 81-2012. *Guide for Measuring Earth Resistivity, Ground Impedance, and Earth Surface Potentials of a Grounding System*. New York, IEEE, 2012. 86 p. doi: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2012.6392181>.
3. Kolesnikov V.P. *Osnovy interpretatsii elektricheskikh zondirovaniy* [The base of interpretation of electrical soundings]. Moscow, Scientific World Publ., 2007. 248 p. (Rus).

4. Koliushko D.G., Rudenko S.S., Koliushko G.M. Analysis of electrophysical characteristics of grounds in the vicinity electrical substation of Ukraine. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 3, pp. 67-72. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2015.3.10>.

5. Koliushko D.G., Rudenko S.S. Interpretation the results of the vertical electrical sounding as the geoelectrical half space with four layer. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2015, no. 12 (1121), pp. 324-329. (Rus).

6. Koliushko D.G., Rudenko S.S., Asmolova L.V., Tkachova T.I. Determination of the soil sounding depth for the earthing resistance calculation of substations 35 kV. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 1, pp. 52-55. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.1.08>.

7. Lagace P.J., Fortin J., Crainic E.D. Interpretation of resistivity sounding measurements in N-layer soil using electrostatic images. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1996, vol. 11, no. 3, pp. 1349-1354. doi: <https://doi.org/10.1109/61.517490>.

8. Colominas I., Navarrina F., Casteleiro M. Analysis of transferred Earth potentials in grounding systems: a BEM numerical approach. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2005, vol. 20, no. 1, pp. 339-345. doi: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2004.835035>.

9. Arnautovski-Toseva V., Grcev L. Image and exact models of a vertical wire penetrating a two-layered earth. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2011, vol. 53, no. 4, pp. 968-976. doi: <https://doi.org/10.1109/TEMC.2011.2149533>.

10. Arnautovski-Toseva V., Grcev L. On the image model of a buried horizontal wire. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2016, vol. 58, no. 1, pp. 278-286. doi: <https://doi.org/10.1109/TEMC.2015.2506608>.

11. Burgsdorf V.V., Yakobs A.I. *Zazemlyayushchie ustroystva elektroustanovok* [Grounding arrangement of electrical installations]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1987. 400 p. (Rus).

12. Rencher A.C., Christensen W.F. *Methods of multivariate analysis, Third Edition*. John Wiley & Sons, Inc., 2012. 768 p. doi: <https://doi.org/10.1002/9781118391686>.

13. O. Rezinkin, M. Rezinkina, A. Danyluk, R. Tomashevskyi, Formation of high-voltage pulses with nanosecond fronts in low-impedance loads. *IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, 2019, pp. 464-467 doi: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2019.8880015>.

Received 15.06.2021

Accepted 30.08.2021

Published 26.10.2021

D.G. Koliushko¹, PhD, Senior Research Scientist,
 S.S. Rudenko¹, PhD, Senior Research Scientist,
 Abdel Nour Saliba², General Manager, Postgraduate Student,
¹ National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
 2, Kyrpychova Str., Kharkiv, Ukraine, 61002,
 e-mail: nio5_molniya@ukr.net (Corresponding author)
² TMC Group, Beirut, Horsh Tabet, Sin el Fil, Lebanon,
 e-mail: abdel.nour.saliba@gmail.com

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

Довідки за телефонами: +38 050 653 49 82 Клименко Борис Володимирович

+38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович

Передплатний індекс: 01216