

«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
- 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
- Shkolnik A.A.** PhD, Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, Haifa, Israel
- 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

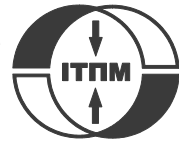
© Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 2021

ISSN (online) 2309-3404

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

Підписано до друку 27.08.2021 р. Формат 60 × 90 ¼. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,25.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-04-2021. Ціна договірна. Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

- 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 3
- Мілих В.І., Тимін М.Г.** Порівняльний аналіз параметрів індуктора обертового магнітного поля при використанні концентричної і петльової обмоток 12
- Шевченко В.В., Минко А.Н., Dimov M.** Совершенствование турбогенераторов, как техническая база обеспечения энергетической независимости Украины 19

Електротехнічні комплекси та системи

- Benboughenni H., Driss A., Lamdani S.** Indirect active and reactive powers control of doubly fed induction generator fed by three-level adaptive-network-based fuzzy inference system – pulse width modulation converter with a robust method based on super twisting algorithms 31
- Денисов Ю.О., Денисов О.І., Бурсала О.О.** Синтез цифрового регулятора головного контуру триконтурної системи лінійного електроприводу робочого органу механізму бортової авіаційної техніки 39

Інженерна електрофізика. Техніка сильних електричних та магнітних полів

- Бржезицький В.О., Гаран Я.О., Держук А.О., Проценко О.Р., Троценко Є.О., Dixit M.M.** Граничний вплив неідентичності ємнісних елементів високовольтного плеча на частотні характеристики подільника напруги (аналітичне дослідження) 46

Електричні станції, мережі і системи

- Boussaid A., Chelli S.E.I., Nemmour A.L., Khezzar A.** An effective control algorithm for dynamic voltage restorer under symmetrical and asymmetrical grid voltage conditions 53

Електричний транспорт

- Омельяненко В.И., Рябов Е.С., Оверьянова Л.В., Омельяненко Г.В.** Тяговый электропривод на основе батареи топливных элементов и бортового инерционного накопителя энергии для мотор-вагонного поезда 64

Ювілеї

- Подольцев Александр Дмитриевич** (до 70-річчя з дня народження) 73

TABLE OF CONTENTS

Electrical Machines and Apparatus

- 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 3
- Milykh V.I., Tymin M.G.** A comparative analysis of the parameters of a rotating magnetic field inductor when using concentric and loop windings 12
- Shevchenko V.V., Minko A.N., Dimov M.** Improvement of turbogenerators as a technical basis for ensuring the energy independence of Ukraine 19

Electrotechnical Complexes and Systems

- Benboughenni H., Driss A., Lamdani S.** Indirect active and reactive powers control of doubly fed induction generator fed by three-level adaptive-network-based fuzzy inference system – pulse width modulation converter with a robust method based on super twisting algorithms 31
- Denisov Y.O., Denisov O.I., Bursala O.O.** Synthesis of the digital regulator of the main contour of the three-circuit system of the linear electric drive of the working body of the mechanism of onboard aviation equipment 39

Engineering Electrophysics. High Electric and Magnetic Field Engineering

- Brzhezitsky V.O., Haran Y.O., Derzhuk A.O., Protsenko O.R., Trotsenko Y.O., Dixit M.M.** Ultimate effect of non-identity of capacitive elements of high-voltage arm on frequency characteristics of voltage divider (analytical research) 46

Power Stations, Grids and Systems

Boussaid A., Chelli S.E.I., Nemmour A.L., Khezzar A. An effective control algorithm for dynamic voltage restorer under symmetrical and asymmetrical grid voltage conditions..... 53

Electric Transport

Omelyanenko V.I., Riabov Ie.S., Overianova L.V., Omelianenko H.V. Traction electric drive based on fuel cell batteries and on-board inertial energy storage for multi unit train..... 64

Anniversaries

Podoltsev O.D. (on the 70th anniversary of his birth) 73

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», 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.



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>).

L. Bouchaoui, K.E. Hemsas, H. Mellah, S. Benlahneche

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

Introduction. Nowadays, power transformer aging and failures are viewed with great attention in power transmission industry. Dissolved gas analysis (DGA) is classified among the biggest widely used methods used within the context of asset management policy to detect the incipient faults in their earlier stage in power transformers. Up to now, several procedures have been employed for the lecture of DGA results. Among these useful means, we find Key Gases, Rogers Ratios, IEC Ratios, the historical technique less used today Doernenburg Ratios, the two types of Duval Pentagons methods, several versions of the Duval Triangles method and Logarithmic Nomograph. **Problem.** DGA data extracted from different units in service served to verify the ability and reliability of these methods in assessing the state of health of the power transformer. **Aim.** An improving the quality of diagnostics of electrical power transformer by artificial neural network tools based on two conventional methods in the case of a functional power transformer at Sétif province in East North of Algeria. **Methodology.** Design an inelegant tool for power transformer diagnosis using neural networks based on traditional methods IEC and Rogers, which allows to early detection faults, to increase the reliability, of the entire electrical energy system from transport to consumers and improve a continuity and quality of service. **Results.** The solution of the problem was carried out by using feed-forward back-propagation neural networks implemented in MATLAB- Simulink environment. Four real power transformers working under different environment and climate conditions such as: desert, humid, cold were taken into account. The practical results of the diagnosis of these power transformers by the DGA are presented. **Practical value.** The structure and specific features of power transformer winding insulation ageing and defect state diagnosis by the application of the artificial neural network (ANN) has been briefly given. MATLAB programs were then developed to automate the evaluation of each method. This paper presents another tool to review the results obtained by the delta X software widely used by the electricity company in Algeria. References 29, table 15, figures 9.

Key words: analysis of dissolved gases in oil, diagnostics of power transformers, feed-forward neural networks, Rogers method, IEC method.

Вступ. У наш час старіння та несправності силових трансформаторів уважно розглядаються у галузі передачі електричної енергії. Аналіз розчиненого газу виділяється серед найбільш широко використовуваних методів, що застосовуються в контексті політики управління активами для виявлення початкових несправностей на їх попередній стадії в силових трансформаторах. Дотепер для отримання результатів аналізу розчиненого газу було використано кілька процедур. Серед цих корисних засобів зазначимо такі, як метод основних газів, коефіцієнти Роджерса, коефіцієнти МЕК, історичний підхід, менш використовуваний сьогодні коефіцієнти Дерненбурга, два типи методів п'ятикутників Дюваля, кілька варіантів методу трикутників Дюваля та логарифмічний номограф. **Проблема.** Дані аналізу розчиненого газу, отримані з різних об'єктів, що експлуатуються, слугували для перевірки здатності та надійності цих методів при оцінці стану працездатності силового трансформатора. **Мета.** Підвищення якості діагностики електричного силового трансформатора за допомогою штучних нейронних мереж, заснованих на двох звичайних методах, у випадку функціонуючого силового трансформатора в провінції Сетіф на північному сході Алжиру. **Методологія.** Розробка нетипового засобу для діагностики силових трансформаторів з використанням нейронних мереж на основі традиційних методів МЕК і Роджерса, який дозволяє раннє виявлення несправностей, підвищення надійності всієї електроенергетичної системи від передачі енергії до споживачів та покращення безперервності та якості обслуговування. **Результати.** Розв'язання проблеми було здійснено за допомогою нейронних мереж зворотного розповсюдження із зворотним зв'язком, реалізованих в середовищі MATLAB-Simulink. Були впроваджені чотири діючі силові трансформатори, що працюють в різних умовах оточуючого середовища та клімату, таких як: пустеля, волога, холод. Представлені практичні результати діагностики цих силових трансформаторів з використанням аналізу розчиненого газу. **Практичне значення.** Стило наведено структуру та специфічні особливості старіння ізоляції обмоток силових трансформаторів та діагностики стану дефектів за допомогою штучної нейронної мережі. Далі були розроблені програми у MATLAB для автоматизації оцінки кожного методу. Ця стаття представляє ще один засіб для аналізу результатів, отриманих за допомогою програмного забезпечення delta X, що широко використовується електричною компанією в Алжирі. Бібл. 29, табл. 15, рис. 9.

Ключові слова: аналіз розчинених газів у маслі, діагностика силових трансформаторів, нейронні мережі зі зворотним зв'язком, метод Роджерса, метод МЕК.

Introduction. The power transformer is a capital device in the power electrical system and we can't give up it, many researchers interested to diagnosis and protect the power transformers to improve their lifespan, their performance and their reliability [1-5]. For that, improved techniques for power transformer diagnosis and early fault detection are really important. The transformer is subject to electrical and thermal stresses. These two stresses could break down the insulating materials and release gaseous decomposition products.

According to literature [4, 6-11], the main causes of power transformer faults related gases are: overheating, corona, cellulose degradation by overheating (OH) and arcing (ARC).

Principally, gases generated from several well-known faults involved inside the active parts are represented in the Table 1 [3].

Dissolved gas analysis (DGA) is widely used for diagnosing the developing faults in power transformers,

© L. Bouchaoui, K.E. Hemsas, H. Mellah, S. Benlahneche

this method is classified among effective methods. Several diagnostic criteria have been developed to interpret the dissolved gases inside the power transformers [3], the interested reader is referred to IEEE Guide [12] for more details. These methods should be able to get the relations between the dissolved gases inside a power transformer and distinguishing the type of fault that occurred. Some of these relations are clear, others are less obvious and ambiguous, or even hidden relations [13]. Yet, much of the power transformer diagnostic data requires expert hands to properly analyze, approve and interpret its results [3, 13].

Table 1

Gases generated inside the power transformer due to several faults

| Chemical symbol | Name gas |
|-------------------------------|-----------------|
| H ₂ | Hydrogen |
| CH ₄ | Methane |
| C ₂ H ₂ | Acetylene |
| C ₂ H ₆ | Ethane |
| C ₂ H ₄ | Ethylene |
| CO | Carbon monoxide |
| CO ₂ | Carbon dioxide |

Non-conventional methods are usually computer-aided, will be able to detect reliably and efficiency the incipient-faults for the inexperienced engineer. More than that, in certain cases, even the well experienced engineers can benefit further insights [13], several researches have been published in [14].

Artificial intelligence and/or optimization algorithm-based expert systems [4, 7-11, 15-18] have been developed to expose some of the secret relations to well interpret the dissolved gases in purpose of power transformer fault diagnosis.

The artificial neural network (ANN) method was also applied to this type of study, by exploiting their capacities, their properties in terms of learning and their processing of complex data in order to extract the ambiguous relations between dissolved gases inside the power transformer and the type of faults. Zhang et al. in [11] use a two-step ANN approach in order to detect faults in the diagnosis of power transformers by DGA without cellulose involved or even with cellulose involved.

Bondarenko et al. in [4] combine two powerful technique and propose a fuzzy-ANN to power transformer oil gases analysis.

Enriquez et al. in [19] propose as tools for power transformer diagnosis a K-Nearest Neighbors algorithm (K-NN) classifier with weighted classification distance, applied to a DGA data, where K-NN is one of the most fundamental and basic classifiers widely used in pattern recognition applications, this classifier was developed by T.M Cover et al in 1967 [20].

A two types of feed-forward neural network classifiers for power transformer diagnosis has been designed and used by Seifeddine et al. in [21], the two types are MLP and the Radial Basis Function (RBF). In order to train the two NN classifier the authors get the experimental data from the Tunisian Company of Electricity and Gas (STEG).

However, the diagnosis presented by [21] is not precise enough in certain types of faults such as partial discharge (PD) and temperature overheating faults. Where in PD fault condition for [21] it is only one type of fault, whereas in our work here, we separate between PD faults with low energy density and with high energy density faults.

Likewise, with regard to temperature overheating, [21] present three ambiguous overheating levels: low, medium and high, while in our study the diagnosis is precise and divided into four different states limited by clear numerical values; which more clearly show the thermal state of power transformer.

This diagnosis allows us to judge whether or not the maintenance of the power transformer is necessary. In the worst cases, immediate shutdown. This judgement is depending on the maximum temperature supported by the insulation.

The goal of the work is to improve the quality of diagnostics of electrical power transformer by artificial neural network tools based on two conventional methods in the case of a functional power transformer at Sétif province in east north Algeria. The type of the used ANN is Feedforward Neural Network (FNN) trained by Levenberg-Marquardt Backpropagation (LMBP). The training patterns set used to learn ANN are a practical result obtained in this functional power transformer.

Dissolved gas-in-oil analysis. In power transformer faults detection and analysis, dissolved gas in oil analysis (DGA) is a famous standard practice. The origin of this method goes back to 1973, where Halstead carried out of study in formation of gaseous hydrocarbons in faulty transformers based on thermodynamic assessment [11]. Under extreme thermal and electrical pressures applied to the power transformer, also under the effect of aging, mineral oils and cellulosic materials used for winding electrical insulations of a power transformer are degrading. This degradation of the material results in several types of gas emitted inside that we can use them as identifying indices of the type and intensity of the stresses. To estimate the transformer health-state, concentrations of dissolved gas in oil, relative gases proportions and gas creation rates, are analyzed and applied [13]. The most common gases used for diagnostics are given in Table 1.

In the goal to obtain each gas concentration separately we collect it from high-vacuum, then we use the gas chromatography techniques to analyze them [22]. It is possible to diagnose existing defects in the power transformers by interpretation of the gas contents. The specialist literature presents several methods for interpreting these diagnosis results [3]. Several method of power transformers diagnostic by DGA has been developed, we can classify them by two main types, classical and hybrid methods; where the classical types generally are: Key gases, Doernenburg ratio, Duval triangle, Rogers ratio, pentagon and IEC methods [6, 15, 17, 22, 23]. However, the second type generally associate one or more of the classical methods with an artificial intelligent [4, 7-11], probabilistic approach [15, 16] or with optimization method [17, 18].

Key gas method. This method uses four individual gas levels (C₂H₄, CO, H₂, C₂H₂), they are often called «key gases» to detect four types of faults; this method

depends on the amount of fault gas emitted in the power transformer by the insulating oil under the effect of the varying temperatures at the chemical structure breaks [12, 13, 22]. Unfortunately, this methodology suffers from its findings or it may be incorrect or inconclusive; it can reach 50 % if it is automatically implemented with software, this error can be reduced to 30 % if it is applied manually by experienced DGA users [12].

Ratios methods. There are several types of ratios method [3, 12, 22] where each method assigns some combination of codes individually to a particular form of fault [22]. These methods are based on comparing the current gas ratios to the preset ratio intervals.

The principle of fault detection is simple and is as follows once a combination of codes matches the code pattern of the fault the fault is detected [13, 22]. As a result of the amount of doable code combination is larger than the amount of fault sorts, the typical result of Ratio' strategies such as Doernenburg ratios, Rogers ratios and IEC ratios is generally «no decision» [13], this is one of their important limitations, several of their limitations are described in [12], these limitations either no decision or false detection were verified in our study as shown at the end of this article in Table 15.

Other details like the variability of dissolved-gas data, loading and environmental conditions effects on these data are typically often taken into account in a real power transformer diagnostic process [24].

ANN can identify the hidden relations between the types of faults and dissolved gases in the power transformer [3] therefore, the ANN approach can be applied more carefully to solve this issue.

Gas ratio methods. The major benefits of using Ratios techniques in monitoring the health of the power transformer are that the problem of oil volume does not arise. Because this technique needs to compute the Gases Ratios to detect a fault, and its independent of its absolute values [3]. The Ratios techniques applied in this research are the Rogers Ratio and the IEC techniques.

Rogers ratio method. Four ratios are applied in this assessment: methane/hydrogen, ethane/methane, ethylene/ethane, and acetylene/ethylene. The fault diagnosis process of power transformer is achieved through a simple coding scheme based on ratio ranges. Four states of power transformer condition can be identified i.e. normal ageing, PD with or without tracking, thermal fault and electrical fault of various degrees of severity, the Table 2 give the Roger's ratio codes [3, 25]

Roger's ratio codes

| Ratios | Range | Code |
|----------------------|----------------------|------|
| Methane / Hydrogen | ≤ 0.1 | 5 |
| | $0.1 < \dots < 1$ | 0 |
| | $1 \leq \dots < 3$ | 1 |
| | $3 \leq$ | 2 |
| Ethane / Methane | < 1 | 0 |
| | $1 \leq$ | 1 |
| Ethylene / Ethane | < 1 | 0 |
| | $1 \leq \dots < 3$ | 1 |
| | $3 \leq$ | 2 |
| Acetylene / Ethylene | < 0.5 | 0 |
| | $0.5 \leq \dots < 3$ | 1 |
| | $3 \leq$ | 2 |

Table 2

Table 3 gives the Roger's fault diagnosis table [25].

Table 3

Roger's fault diagnosis table

| N | Code | | | | Diagnosis |
|----|------|---|-----|-----|--|
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | Normal (N) |
| 2 | 5 | 0 | 0 | 0 | Partial discharge of low energy |
| 3 | 1.2 | 0 | 0 | 0 | Overheating < 150 °C |
| 4 | 1.2 | 1 | 0 | 0 | Overheating 150 -200 °C |
| 5 | 5 | 1 | 0 | 0 | Overheating 200-300 °C |
| 6 | 0 | 0 | 1 | 0 | Conductor Overheating |
| 7 | 1 | 0 | 1 | 0 | Overheating by winding circulating current |
| 8 | 1 | 0 | 2 | 0 | Overheating by core and tank circulating current |
| 9 | 0 | 0 | 0 | 1 | Arcing of low energy |
| 10 | 0 | 0 | 1.2 | 1.2 | Arcing of high energy |
| 11 | 0 | 0 | 2 | 2 | Continuous sparking to floating potential |
| 12 | 5 | 0 | 0 | 1.2 | Partial discharge with high energy |

IEC method. The exclusion for the Ethane/Methane ratio was dropped from the diagnostic instructions suggested by IEC, as is indicate only a small decomposition temperature range, the IEC method is derived from the Rogers' technique. In the IEC process, three gas ratios are computed and we use it for the failure's interpretation, IEC can identify four types of faults as fellow: normal ageing, PD of low and high energy density, thermal faults and electrical faults of various degrees of severity [3, 26].

The codes for various gas ratios and their description for the IEC method are presented in Table 4 and 5. On the other hand, the downside to these Ratios approaches is that all data ranges are not covered and ratios fall beyond the reach of the tables very frequently [13]. In this work, an ANN technique was used to resolve the above limited ratios process limitation.

Table 4

IEC ratio codes

| Defined range of the gas ratio | Codes of different gas ratio | | |
|--------------------------------|------------------------------|------------|-----------------|
| | C_2H_2/C_2H_4 | CH_4/H_2 | C_2H_4/C_2H_2 |
| < 0.1 | 0 | 1 | 0 |
| 0.1-1 | 1 | 0 | 0 |
| 1-3 | 1 | 2 | 1 |
| > 3 | 2 | 2 | 2 |

Table 5

IEC fault diagnosis table

| N | Fault type | code | | |
|---|--|------|---|-----|
| 1 | No Fault | 0 | 0 | 0 |
| 2 | Partial discharge with low energy density | 0 | 1 | 0 |
| 3 | Partial discharge with high energy density | 1 | 1 | 0 |
| 4 | discharge of low energy | 1.2 | 0 | 1.2 |
| 5 | discharge of high energy | 1 | 0 | 2 |
| 6 | Overheating $T < 150$ °C | 0 | 0 | 1 |
| 7 | Overheating $150 < T < 300$ °C | 0 | 2 | 1 |
| 8 | Overheating $300 \leq T \leq 700$ °C | 0 | 2 | 1 |
| 9 | Overheating ≥ 700 °C | 0 | 2 | 2 |

DGA practical diagnostic results for different region in Algeria. In this section we present a DGA practical diagnostic results in four different regions.

Case 1. Mobile station 220 kV, 40 MVA of El-Meghier (province has a hot desert climate, with very little precipitation). Through a periodic inspection,

a DGA pattern has revealed the existence of partial discharges symptoms from the critical amount extracted of H₂ and C₂H₂ (Table 6).

Table 6

DGA values of El-Meghier transformer

| Gases (PPM) | Before treatment | After treatment | |
|-------------------------------|------------------|-----------------|-------------|
| | 17 April 2001 | 6 May 2003 | 24 May 2005 |
| H ₂ | 111 | 27 | 41 |
| CO ₂ | 2188 | 1757 | 2737 |
| CO | 293 | 316 | 419 |
| CH ₄ | 26 | 1 | < 1 |
| C ₂ H ₄ | 31 | 20 | < 1 |
| C ₂ H ₆ | 9 | 14 | < 1 |
| C ₂ H ₂ | 65 | < 1 | < 1 |

The advised maintenance action was then a physical treatment of the transformer via the oil purification. Several samplings were done after this operation and there was not any sign of the previous defect. Because the transformer was fitted by a forced oil flow system, we have thought about the existence of particles attracted on the surface of windings or in any region with high electric or magnetic field. These particles were removed by circulating the oil during the purification as shown in Fig. 1.

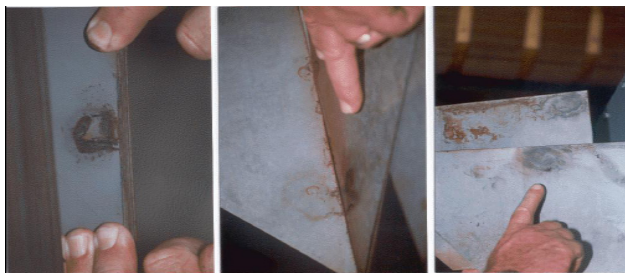


Fig. 1. Remove the particles by circulating the oil during the purification

The DGA practical measure results of El-Meghier transformer for three different years presented in Table 6 are graphically shows by Fig. 2.

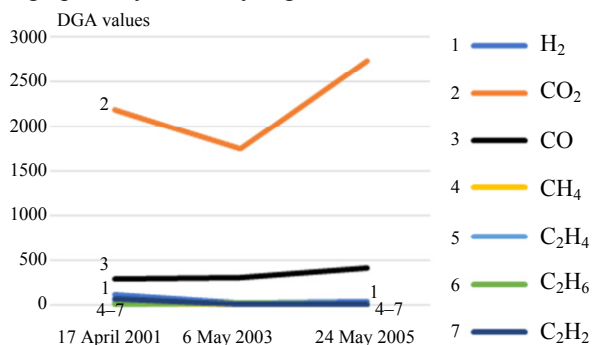


Fig. 2. DGA trends of El-Meghier transformer

Case 2. Mobile station 220 kV 40 MVA of Sidi-Aiche (town in middle northern Algeria with a moderate and humid climate). This transformer presented a high value of a dielectric losses factor of the oil (0.21) even though the water concentration was normal (11 ppm). The DGA revealed abnormal proportions of methane, ethane, CO and CO₂ concentrations giving an idea about the loading of the transformer. Furanic compounds analysis confirmed the existence of a 2-FAL (Table 7) in dangerous amount

produced as result of an advanced aging process of the solid insulation. The elapsed life of the transformer was estimated at 80 %. It was then very necessary to check the reliability of our protections and to rate the transformer at a moderate loading until its inspection.

Table7

DGA values of Sidi-Aiche transformer

| Gases (ppm) | Values | Dielectric parameters | Values |
|-------------------------------|--------|-------------------------|--------|
| H ₂ | 11 | H ₂ O in ppm | 11 |
| CO ₂ | 1944 | | |
| CO | 597 | | |
| CH ₄ | 101 | tg δ | 0.21 |
| C ₂ H ₄ | < 1 | | |
| C ₂ H ₆ | 110 | 2-Furfuraldehyd in PPM | 5.79 |
| C ₂ H ₂ | < 1 | | |

Case 3. Power transformer 60 kV of Akbou (industrial town in northern Algeria with a moderate and humid climate). An excess of combustible gases concentration was registered through a DGA as shown in Table 8; a more dangerous one was the acetylene. A gases ratio confirmed a thermal overheating involving a solid insulation. Perhaps it touched the current flow system as LTC contacts, leads contacts, etc. This is the most critical case that may result in catastrophic failure. The main action was to stop the transformer for an internal inspection.

Table 8

Gases concentration of Akbou unit

| Gases | Values (ppm) |
|-------------------------------|--------------|
| H ₂ | 1443 |
| CO ₂ | 13561 |
| CO | 934 |
| CH ₄ | 3899 |
| C ₂ H ₄ | 600 |
| C ₂ H ₆ | 1115 |
| C ₂ H ₂ | 113 |

A hot spot was found at the contacts level of one connection of the no load tap changer with apparent signs of tracking, cocking, erosion and overheating with the surrounded insulation as illustrated by Fig. 3.



Fig. 3. Remove the particles by circulating the oil during the purification

Case 4. Autotransformer 220/150 kV of Darguina (town in northern Algeria with cold and very humid climate). This unit exhibited a high arcing in the oil

without involving the solid insulation. It has been treated several times but there was no improvement of the situation because successive Buckholz alarms have been registered after (Table 9). The power transformer was de-energized and submitted to further analysis and diagnostic tests.

Table 9

DGA history of Darguinias autotransformer

| Gas (ppm) | 17 April 2001 | 14 March 2003 | 23 May 2005 |
|-------------------------------|---------------|---------------|-------------|
| H ₂ | 107 | <1 | 645 |
| CO ₂ | 1414 | 434 | 2099 |
| CO | – | 40 | 217 |
| CH ₄ | 27 | <1 | 45 |
| C ₂ H ₄ | 25 | <1 | 51 |
| C ₂ H ₆ | 18 | <1 | <1 |
| C ₂ H ₂ | 65 | 7 | 326 |

Complementary electrical tests have been investigated in order to assess the integrity of the current circuit and the windings condition. The results were normal (Table 10 and Table 11) and the problem causing this generation of gases still not detectable.

- Insulation measure: Primary/Ground = 7 GΩ;
- Secondary/Ground = 5 GΩ.

Table 10

Winding resistance measurement with different tap position

| Position | 150 kV | | | 220 kV | | |
|----------|--------|------|------|--------|------|------|
| | A/N | B/N | C/N | A/N | B/N | C/N |
| 5 | 3.53 | 3.57 | 3.53 | 5.02 | 5.03 | 5.01 |
| 4 | 3.48 | 3.51 | 3.49 | 4.83 | 4.92 | 4.83 |
| 3 | 3.49 | 3.50 | 3.48 | 4.66 | 4.68 | 4.61 |
| 2 | 3.49 | 3.50 | 3.50 | 4.79 | 4.78 | 4.77 |
| 1 | 3.50 | 3.50 | 3.50 | 4.92 | 5.02 | 4.95 |

Table 11

Transformation ration

| Position | AB/ab | AC/ac | BC/bc | Nameplate value |
|----------|-------|-------|-------|-----------------|
| 1 | 1.553 | 1.557 | 1.555 | 1.557 |
| 2 | 1.502 | 1.504 | 1.504 | 1.506 |
| 3 | 1.452 | 1.453 | 1.453 | 1.455 |
| 4 | 1.401 | 1.403 | 1.402 | 1.404 |
| 5 | 1.350 | 1.352 | 1.351 | 1.353 |

This mode of failure may be also created by the magnetic stray flux. The internal inspection revealed an overheating localized in the connection bolts of the core yoke caused by arcing of a formed closed loop. Fig. 4 illustrates a hotspot localized in power transformer.

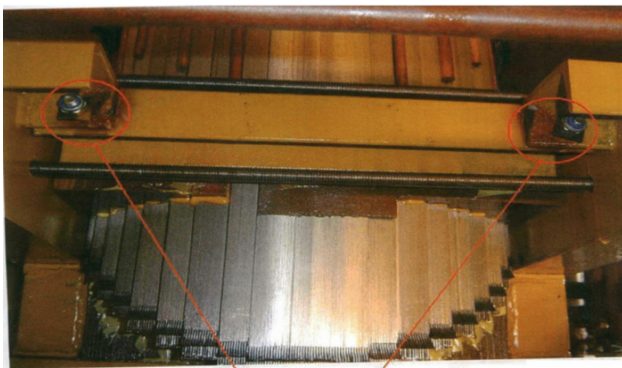


Fig. 4. Hotspot localized

Artificial Neural Networks. ANN has demonstrated their capacity in a varied engineering application such as, estimation, process control, diagnostics [27], it is ANN's ability and malleability to approximate functions, data meaning and classifications that have nominated it to be a proposed and promising solution that can be used in various types of complex issues. These properties are particularly very significant when the process or the state variables of the process model are nonlinear, poorly identified and uncertain, therefore hard to model by known traditional methods.

An ANN is a complex and dynamic system of different topology which is composed by weights linked together either complete or partial depending on the type of ANN, these weights are an element of complex data processing. We can summarize the principal advantages when we apply ANN in the diagnosis process of power transformer by dissolved gas as follow [28]:

- high learning capacity hence generalization of the developed tool;
- development of electronic circuits make the hardware implementation easier;
- a great capability for model a complex system based on their inputs and outputs without needing to know exactly the mathematical model;
- minimize the time required to give the final diagnosis results by eliminating the time required to conduct laboratory experiments

Several types of ANN are presented in the literature in terms of topology, backpropagations algorithm and learning mode, among these types Multi-Layer Perceptron (MLP) is the most widely used [27]. Fig 5 shows the structure of MLP, which is a type of ANN used in this research. The weight outputs are computed as follows [7]

$$S_j = f\left(\sum_{i=1}^n X_i W_{ij} + \theta_j\right), \quad (1)$$

where X_i are the network inputs will be described in the following section; W_{ij} translate the weight-connection between the input neuron i and the neighboring hidden neuron j ; θ_j is the bias of the j -th hidden neuron; f is the transfer function or also called activation function.

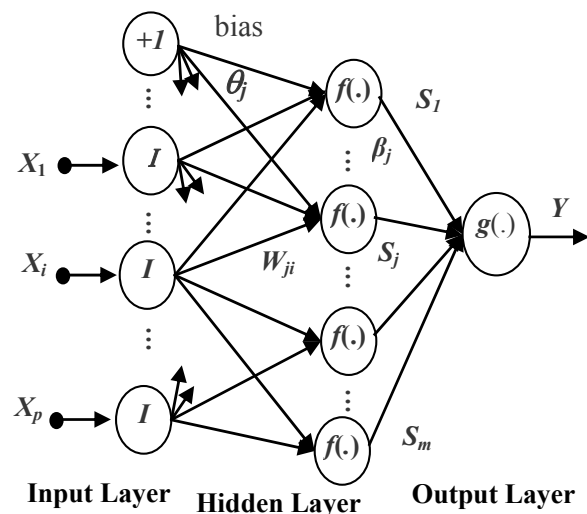


Fig. 5. ANN topology

Topology of ANN used. In this application, a MLP type ANNs with supervised training based on Levenberg-Marquardt Backpropagation (LMBP) algorithm is used. LMBP which remains until now the most widely applied. According to the literature related to this topic, LMBP has a good robustness, known for its high efficiency and relatively fast require much less iteration to converge compared to some methods, for this many researchers suggest to use it for power transformer diagnosis based on DGA.

The optimal size of the ANN that produces the best results is one of the most frequently phrased questions in the ANN computation framework. Even though numerous «hints and tips» such as suggestions have been highlighted so far by many researchers, but there is still no straightforward answer to this ANN issue [29].

We using Matlab/Simulink environment to design this ANN, we notice that each method has its self inputs and should be match the same as the number of neurons in the input layer, the same thing for the output layer the number of units should be the same outputs for each method.

In this application case, five main preliminary gases for a failure in power transformers: Acetylene (C_2H_2), Ethane (C_2H_6), Ethylene (C_2H_4), Hydrogen (H_2) and methane (CH_4) are elected as the inputs characteristics as illustrated by Fig. 6.

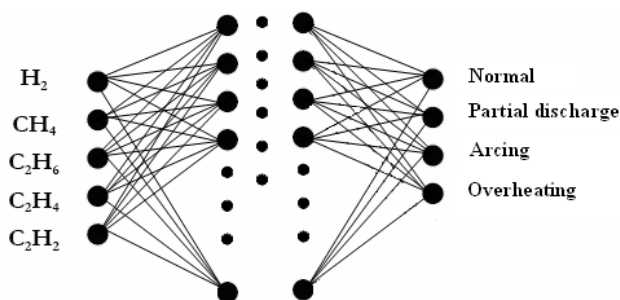


Fig. 6. Input and output of the neural network

Input layer. The ANN inputs are a vector contains the Rogers and IEC Ratios. Generally, the number of neurons is equal to the number of inputs and the activation function are linear. Each method has its inputs of the follow gases: Acetylene (C_2H_2), Ethane (C_2H_6), Hydrogen (H_2), Ethylene (C_2H_4) and Methane (CH_4) in ppm.

Output layer. Contains the desired outputs of the artificial neural network, in our case are the type of faults if exist or the power transformer is healthy as presented by Fig. 6. The outputs are: discharge of low energy and high energy, arcing, overheating, or normal case which means healthy state. Each method has a specific fault detection, the activate function generally are linear function.

Hidden layer. The wide majority of studies in classification problems use a single layer or at most two hidden layers. There is no law to determine exactly the number of neurons in the hidden layer and it is defined by trial in order to get the minimum error.

Transfer function. At the hidden layer, the activation function most widely used in the networks of neurons is sigmoid tangent (logsig), Fig. 7 show its curvature.

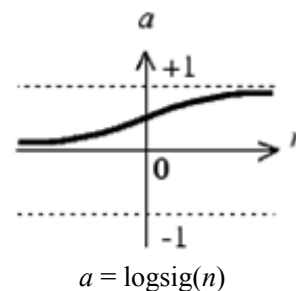


Fig. 7. Activation function

The optimized ANNs used in the process of power transformer diagnosis is carried out by adjusting the number of hidden layer and the number of units in each hidden layer of the MLP. Rogers Ratios and IEC Ratios methods are two Ratios approaches investigated in this study. We are using the cross-validation error method over multiple sets both for Rogers and IEC training data to find the best results.

Input data. The inputs data are the gas concentrations given by the chromatographic analysis tests of the oil samples, these samples are taken over the life of the transformer (training step), or suspected in the data set sample (net value under regular conditions of use). Table 12 displays the sample data set in concentrations of principal gases in ppm.

Table 12

| Samples data | | | | | | | | |
|--------------|-------|--------|-----|--------|----------|----------|----------|-------------|
| Samples | H_2 | CH_4 | CO | CO_2 | C_2H_4 | C_2H_6 | C_2H_2 | Known fault |
| 1 | 17 | 15 | 292 | 6956 | 78 | 20 | 35 | ARC |
| 2 | 1046 | 2809 | 681 | 7820 | 321 | 675 | 7 | PD |
| 3 | 127 | 76 | 879 | 3471 | 23 | 32 | 49 | ARC |
| 4 | 11 | 101 | 597 | 1944 | 110 | <1 | <1 | OH |
| 5 | 107 | 27 | - | 1414 | 18 | 25 | 65 | ARC |
| 6 | 39 | 33 | 991 | 3280 | 9 | 7 | 2 | Normal |
| 7 | 72 | 278 | 53 | 610 | 176 | 289 | <1 | OH |
| 8 | 1 | 39 | 361 | 4081 | 9 | 36 | 1 | Normal |
| 9 | 111 | 26 | 293 | 2188 | 31 | 9 | 65 | PD |
| 10 | 1443 | 3899 | 934 | 13561 | 600 | 1115 | 113 | OH |

The database of diagnostics was created at the power transformer park in the Sétif region, then has helped us to make sure for the sensitivity of our programs and the degree of its reproducibility; where several comparisons of the acquired results was making with the DELTA X software used in the Sonelgaz-GRTE laboratories or the shared data and others are considered to view the established convergences.

Application of ANN to DGA diagnosis using IEC method. The input vector

$$I = [I_1, I_2, I_3] = \left[\text{code} \left(\frac{\text{Acetylene}(C_2H_2)}{\text{Ethylene}(C_2H_4)} \right), \text{code} \left(\frac{\text{Ethylene}(C_2H_4)}{\text{Hydrogen}(H_2)} \right), \text{code} \left(\frac{\text{Ethylene}(C_2H_4)}{\text{Ethane}(C_2H_6)} \right) \right]$$

these codes are extracted following the IEC method shown in Table 4.

The output vector O in IEC method has nine detectable defects as shown in Table 13, $O = [O_1, \dots, O_9]$.

Table 13

Database trained by IEC Ratios Method

| Inputs | | | Outputs | | | | | | | | |
|--------|-------|-------|---------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| I_1 | I_2 | I_3 | O_1 | O_2 | O_3 | O_4 | O_5 | O_6 | O_7 | O_8 | O_9 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1,2 | 0 | 1,2 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 2 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 2 | 2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |

The neural network with the IEC method is composed by three unites in input layer, the hidden layers comprise a variable number of unites and the output layer has nine unites. The unites of the output layers generate a real number between 0 and 1 indicating the possibility of presence of a fault among the 9 faults designated by IEC instructions norms. The models of formation for the IEC technique are presented in Table 13.

Application of ANN to DGA diagnosis using Rogers method. The vector of inputs

$$I = [I_1, I_2, I_3, I_4] = \left[\left(\frac{\text{Methane}}{\text{Hydrogen}} \right), \left(\frac{\text{Ethane}}{\text{Methane}} \right), \left(\frac{\text{Ethylene}}{\text{Ethane}} \right), \left(\frac{\text{Acetylene}}{\text{Ethylene}} \right) \right]$$

these codes are extracted following the Rogers method shown in Table 2.

The output vector O in Rogers method has 12 detectable defects as shown in Table 2, $O = [O_1, \dots, O_{12}]$.

The neural network with the Rogers method is composed by 4 unites in the input layer; the hidden layers contain a variable number of neurons and the output layers has twelve unites. The neurons of the output layers generate a real number between 0 and 1 giving the likelihood of the presence of a fault amongst the twelve faults designated by the Rogers' procedure. The models of formation for the Rogers technique are exposed by Table 14 below.

Figure 8 shows the ANN training performance step trained by LMBP algorithm based on IEC set.

Figure 9 shows the ANN training performance step trained by LMBP algorithm based on Rogers set.

Results and discussions. The two artificial neural networks elaborate previously needs to be checked after the training step is done. In order to test and verify the robustness and the best performance of the trained ANN, a data set pattern of known cause of power transformer faults was considered in 10 test samples given in Table 12.

Table 14

Data sets trained by Rogers Ratios technique

| Inputs | | | | Outputs | | | | | | | | | | | |
|--------|-------|-------|-------|---------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|----------|----------|
| I_1 | I_2 | I_3 | I_4 | O_1 | O_2 | O_3 | O_4 | O_5 | O_6 | O_7 | O_8 | O_9 | O_{10} | O_{11} | O_{12} |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 5 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1,2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1,2 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1,2 | 1,2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 2 | 2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 5 | 0 | 0 | 1,2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |

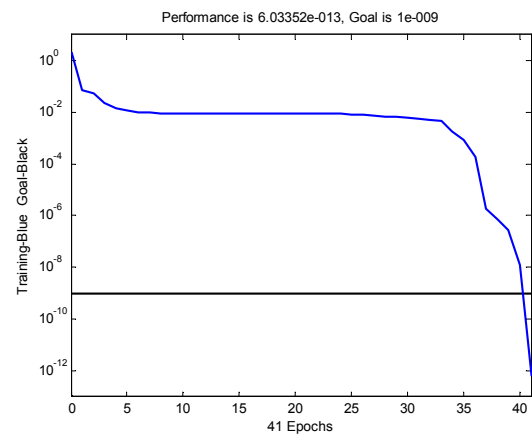


Fig. 8. Training performance using LMBP with IEC Ratios method

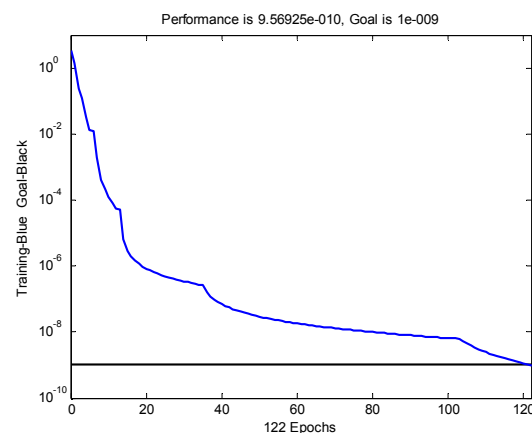


Fig. 9. Training phase performance using LMBP and Rogers Ratios method

Table 15 summarizes the findings obtained by the two ANN during testing. According to these results, ANN associates to Rogers Ratios methods was correctly diagnosed 8 faults out of 10 faults. However, ANN associated with IEC Ratios methods only detect 7 faults.

According to our results, the ANN solves all limitations of type no decision of the traditional methods

(IEC and Roger) and give a decision, for ANN based Roger ration method all these decisions are correct compared the experiment. However, for ANN based on IEC method the decision is wrong for the sample 2 and 8. In other hand, the improved IEC by ANN correct the diagnosis result of traditional IEC for the sample 1. As illustrated by Table 15 all traditional or ANN-based methods give wrong results for samples 2 and 8, and the work should be done by more efficient and robust methods as a deep learning.

Table 15

Comparison results between ANN DGA and traditional DGA based on Rogers and IEC

| Samples | Actual fault | Fault from traditional IEC method | Fault from traditional Rogers method | Predicted fault from ANN | |
|---------|--------------|-----------------------------------|--------------------------------------|--------------------------|---------------|
| | | | | IEC Method | Rogers Method |
| 1 | ARC | PD | No decision | ARC | ARC |
| 2 | PD | No decision | OH | OH | OH |
| 3 | ARC | No decision | ARC | ARC | ARC |
| 4 | OH | OH | No decision | OH | OH |
| 5 | ARC | No decision | No decision | ARC | ARC |
| 6 | N | PD | OH | PD | Normal |
| 7 | OH | No decision | OH | OH | OH |
| 8 | N | No decision | OH | OH | OH |
| 9 | PD | PD | ARC | PD | OH |
| 10 | OH | No decision | OH | OH | OH |

Conclusions.

The dissolved gas analysis has been acknowledged as an important instrument in the health-state monitoring and the diagnosis of faults of power transformer. The principal benefit of using ratios techniques is that only ratios of gases are needed in the computation process, therefore, the oil quantity that is participated in gas dissolution is not needed. On the other hand, the downside is that they struggle to cover all dissolved gas analysis data set ranges. Each traditional method has their own limitations generally no decision or false decision as found in this work.

Artificial neural network is proposed as a solution and is then used to solve this inconvenience and treat cases not identified by classical techniques in order to an almost reliable diagnosis. The majority of limitations has been removed and the diagnostic results has been improved, the findings obtained through artificial neural network are extremely reliable compared to the traditional methods, where for IEC method the accuracy has been increased for 20 % to 70 % and from 40 % to 70 % for Roger method. However, in some sample, all methods either based artificial neural network or traditional are misleading and give a false diagnosis, so, the health of power transformer is vulnerable. Finally, as conclusion this improved results need more performed by more effective method such as deep learning.

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

REFERENCES

1. Li Z., Jiao Z., He A. Knowledge-based artificial neural network for power transformer protection. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2020, vol. 14, no. 24, pp. 5782-5791. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2020.0542>.

2. 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>.

3. Bouchaoui L., Hemsas K.E., Benlahneche S.E. *Diagnostic des transformateurs de puissance*. France, Omniscriptum Publ., 2018. 210 p. (Fra).

4. Bondarenko V.E., Shutenko O.V. Development of fuzzy neural network for the interpretation of the results of dissolved in oil gases analysis. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2017, no. 2, pp. 49-56. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2017.2.08>.

5. Nizhevskiy I.V., Nizhevskiy V.I. Calculation estimation of overvoltage on insulation of the equipment of a substation at the lightning strike in its lightning arrester. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no.3, pp. 67-73. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2019.3.11>.

6. Faiz J., Soleimani M. Dissolved gas analysis evaluation in electric power transformers using conventional methods a review. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2017, vol. 24, no. 2, pp. 1239-1248. doi: <https://doi.org/10.1109/tdei.2017.005959>.

7. Castro A.R.G., Miranda V. An interpretation of neural networks as inference engines with application to transformer failure diagnosis. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2005, vol. 27, no. 9-10, pp. 620-626. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2005.08.002>.

8. Wani S.A., Khan S.A., Prashal G., Gupta D. Smart diagnosis of incipient faults using dissolved gas analysis-based fault interpretation matrix (FIM). *Arabian Journal for Science and Engineering*, 2019, vol. 44, no. 8, pp. 6977-6985. doi: <https://doi.org/10.1007/s13369-019-03739-4>.

9. Faiz J., Soleimani M. Assessment of computational intelligence and conventional dissolved gas analysis methods for transformer fault diagnosis. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2018, vol. 25, no. 5, pp. 1798-1806. doi: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2018.007191>.

10. Kaur A., Brar Y.S., Leena G. Fault detection in power transformers using random neural networks. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2019, vol. 9, no. 1, pp. 78-84. doi: <https://doi.org/10.11591/ijece.v9i1.pp78-84>.

11. Zhang Y., Ding X., Liu Y., Griffin P.J. An artificial neural network approach to transformer fault diagnosis. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1996, vol. 11, no. 4, pp. 1836-1841. doi: <https://doi.org/10.1109/61.544265>.

12. IEEE Guide for the Interpretation of Gases Generated in Mineral Oil-Immersed Transformers. *IEEE Std C57.104-2019* (Revision of IEEE Std C57.104-2008), 2019, 98 p. doi: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2019.8890040>.

13. Bouchaoui L. *Diagnostic des transformateurs de puissance par la méthode d'analyse des gas dissous : application des réseaux de neurones*. Algeria, Université Ferhat Abbas Sétif 1 Publ., 2010. 155 p. (Fra). Available at: <https://mmagister.univ-setif.dz/images/facultes/TEC/2010/BOUCHAOUI%20Lahcene.pdf> (accessed 20 July 2020).

14. Fofana I. *Power transformer diagnostics, monitoring and design features*. Switzerland, MDPI Publ., 2018. 254 p. Available at: <https://www.mdpi.com/books/pdfview/book/1073> (accessed 20 July 2020).

15. Paul D., Sen P., Goswami A.K. A probabilistic approach of fault detection through dissolved gas analysis in transformer and reactor. *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020)*, 2020, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/pesgre45664.2020.9070495>.

16. Taha I.B.M., Mansour D.-E.A., Ghoneim S.S.M., Elkalashy N.I. Conditional probability-based interpretation of dissolved gas analysis for transformer incipient faults. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2017, vol. 11, no. 4, pp. 943-951. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2016.0886>.

17. Illias H.A., Chai X.R., Abu Bakar A.H., Mokhlis H. Transformer incipient fault prediction using combined artificial neural network and various particle swarm optimisation techniques. *PLOS ONE*, 2015, vol. 10, no. 6, p. e0129363. doi: <https://doi.org/10.1371/journal.pone.0129363>.
18. Zhang W., Yang X., Deng Y., Li A. An inspired machine-learning algorithm with a hybrid whale optimization for power transformer PHM. *Energies*, 2020, vol. 13, no. 12, p. 3143. doi: <https://doi.org/10.3390/en13123143>.
19. Enriquez A.R.S., Lima S.L., Saavedra O.R. K-NN and mean-shift algorithm applied in fault diagnosis in power transformers by DGA. *2019 20th International Conference on Intelligent System Application to Power Systems (ISAP)*, 2019, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/isap48318.2019.9065948>.
20. Cover T., Hart P. Nearest neighbor pattern classification. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1967, vol. 13, no. 1, pp. 21-27. doi: <https://doi.org/10.1109/TIT.1967.1053964>.
21. Seifeddine S., Khmais B., Abdelkader C. Power transformer fault diagnosis based on dissolved gas analysis by artificial neural network. *2012 First International Conference on Renewable Energies and Vehicular Technology*, 2012, pp. 230-236. doi: <https://doi.org/10.1109/revet.2012.6195276>.
22. Jasim S.Y., Shrivastava J. Dissolved gas analysis of power transformers. *International Journal of Electrical and Electronics Engineering Research (IJEEER)*, 2013, vol. 3, no. 5, pp. 1-10.
23. Taecharoen P., Kunagonyomrattana P., Chotigo S. Development of Dissolved Gas Analysis Analyzing Program using Visual Studio Program. *2019 IEEE PES GTD Grand International Conference and Exposition Asia (GTD Asia)*, 2019, pp. 785-790. doi: <https://doi.org/10.1109/gtdasia.2019.8715892>.
24. Wang Z., Liu Y., Griffin P.J. A combined ANN and expert system tool for transformer fault diagnosis. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1998, vol. 13, no. 4, pp. 1224-1229. doi: <https://doi.org/10.1109/61.714488>.
25. Rogers R.R. IEEE and IEC Codes to Interpret Incipient Faults in Transformers, Using Gas in Oil Analysis. *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, 1978, vol. EI-13, no. 5, pp. 349-354. doi: <https://doi.org/10.1109/TEL.1978.298141>.
26. IEC 60599:2015. *Mineral oil-filled electrical equipment in service – Guidance on the interpretation of dissolved and free gases analysis*. 2015. Available at: <https://webstore.iec.ch/publication/23323> (accessed 20 July 2020).
27. Mellah H., Hemsas K.E., Taleb R., Cecati C. Estimation of speed, armature temperature and resistance in brushed DC machines using a CFNN based on BFGS BP. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 2018, vol. 26, no. 6, pp. 3181-3191. doi: <https://doi.org/10.3906/elk-1711-330>.
28. Da Silva I.N., de Souza A.N., Hossri R.M.C., Hossri J.H.C. Intelligent system applied in diagnosis of transformer oil. *2000 Eighth International Conference on Dielectric Materials, Measurements and Applications (IEE Conf. Publ. No. 473)*, 2000, pp. 330-334. doi: <https://doi.org/10.1049/cp:20000528>.
29. Mellah, H., Hemsas, K., Taleb, R. Intelligent sensor based Bayesian neural network for combined parameters and states estimation of a brushed DC motor. *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, 2016, vol. 7, no. 7, pp. 230-235. doi: <https://doi.org/10.14569/ijacsa.2016.070731>.

Received 08.11.2020
Accepted 31.05.2021
Published 27.08.2021

Lahcene Bouchaoui¹, PhD Student,
Kamel Eddine Hemsas¹, Full Professor,
Hacene Mellah², PhD, Associate Professor,
Saadeddine Benlahneche³, Chief of Electricity Transmission,
¹Electrical Engineering Department,
University Ferhat Abbas Setif 1,
Setif, Algeria,
e-mail: bouchaoui.lahcene@gmail.com,
hemsas_ke_dz@univ-setif.dz,
²Electrical Engineering Department,
Bouira University,
Bouira, Algeria,
e-mail: has.mel@gmail.com (Corresponding author),
³GRTE /SONELGAZ,
Setif, Algeria,
e-mail: benlahneche.saadeddine@grte.dz

В.І. Мілих, М.Г. Тимін

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ПАРАМЕТРІВ ІНДУКТОРА ОБЕРТОВОГО МАГНІТНОГО ПОЛЯ ПРИ ВИКОРИСТАННІ КОНЦЕНТРИЧНОЇ І ПЕТЛЬОВОЇ ОБМОТОК

Розглянутий трифазний індуктор обертового магнітного поля для технологічної обробки різних речовин. Виконаний аналіз переваг і недоліків петльової укороченої обмотки його статора, яка пропонується як альтернатива використовуваної концентричної діаметральної обмотки. Порівняння обмоток проводиться за допомогою детального аналізу геометричних параметрів їх лобових частин, а також електромагнітних параметрів індуктора в цілому за допомогою чисельно-польових розрахунків. Виявлено, що петльовий варіант дозволяє зменшити активний і реактивний опори лобового розсіяння поля в робочій камері індуктора. Бібл. 12, табл. 5, рис. 12.

Ключові слова: індуктор обертового магнітного поля, варіанти обмотки статора, геометричні і електромагнітні параметри.

Рассмотрен трехфазный индуктор вращающегося магнитного поля для технологической обработки разных веществ. Выполнен анализ преимуществ и недостатков петлевой укороченной обмотки его статора, которая предлагается как альтернатива используемой концентрической диаметральной обмотки. Сравнение обмоток проводится посредством детального анализа геометрических параметров их лобовых частей, а также электромагнитных параметров индуктора в целом посредством численно-полевых расчетов. Выявлено, что петлевой вариант позволяет уменьшить активное и реактивное сопротивление лобового рассеяния обмотки и, что наиболее существенно, исключить несимметрию фазных обмоток, обеспечивая повышение однородности магнитного поля в рабочей камере индуктора. Библ. 12, табл. 5, рис. 12.

Ключевые слова: индуктор вращающегося магнитного поля, варианты обмотки статора, геометрические и электромагнитные параметры.

Вступ. Технологічна переробка різних матеріалів в подрібнювачах, сепараторах і перемішувачах здійснюються за допомогою магнітного поля [1-8]. В тому числі сипкі і рідкі речовини обробляються в індукторах обертового магнітного поля (ІОМП) – електромагнітних млинах [3, 4, 6-8]. Це відбувається під впливом феромагнітних елементів (ФЕ) у вигляді відрізків залізного дроту в циліндричній робочій камері, через яку в осьовому напрямку пропускається оброблювана речовина. Такі елементи рухаються з магнітним полем, створюючи в камері так званий «вихровий шар».

Спочатку індуктори мали феромагнітне осердя з трьома явними полюсами, на яких розташовувалися котушки трифазної системи змінного струму [1]. Цю конструкцію індуктора замінила неявнополюсна електромагнітна система, аналогічна статору трифазних асинхронних двигунів (ТАД).

Енергетичний рівень і габарити індукторів, що розроблюються і експлуатуються, відповідають ТАД потужністю порядку одиниць та десятків кіловат. Тому, враховуючи досвід їх створення і експлуатації [9], для індукторів прийняли досить просту трифазну концентричну діаметральну одношарову обмотку.

Проте при переході від ТАД до індуктора умови її роботи істотно змінилися через те, що немагнітний простір усередині індуктора збільшився на два порядки порівняно з проміжками двигуна. Якщо раніше падіння напруги на активному опорі і реактивному опорі лобового розсіяння фазних обмоток складала одиниці відсотка від електричної сили (ЕРС) на активній довжині машини, то в індукторі вони вже сумірні. У таких умовах стає значною роль несиметрії лобових частин фазних обмоток, що властива вказаній концентричній обмотці. Несприятливим є також явно виражений «ступінчастий» розподіл магнітору-

шійної сили (МРС) трифазної діаметральної обмотки по лінії кола розточування осердя статора.

Теорія електричних машин показує, що вказаних недоліків позбавлена трифазна петльова укорочена обмотка, яка є двошаровою [9]. Проте з технологічних міркувань в ТАД така обмотка вважається прийнятною лише у міру зростання їх потужності і габаритів.

Доцільність використання в ІОМП петльової обмотки замість концентричної можна виявити за допомогою їх порівняння в його умовах. Адекватність такого порівняння останнім часом підвищилася у зв'язку з розробкою методики розрахунку електромагнітних параметрів і характеристик індуктора на основі чисельних розрахунків магнітних полів [10, 11].

Метою цієї роботи є порівняння розмірних і електромагнітних параметрів індуктора обертового магнітного поля при двох варіантах його трифазної обмотки: концентричної одношарової діаметральної і петльової укороченої двошарової.

Об'єкт дослідження. Трифазний індуктор є двополосним. Його електромагнітна система дана її поперечним перерізом на рис. 1. Геометричні параметри індуктора обумовлені заданими з технологічних міркувань активною довжиною $l_a = 250$ мм і радіусом внутрішньої поверхні $r_{ki} = 47$ мм робочої камери при середньому значенні магнітної індукції в ній $B_{av} = 0,12$ Тл. Цим обумовлені аксіальна довжина осердя статора l_s , яка дорівнює l_a , радіуси його розточування $r_{si} = 0,06$ м і зовнішньої поверхні $r_{se} = 0,109$ м.

Осердя виконане з електротехнічної сталі марки 2212 завтовшки 0,5 мм і має коефіцієнт заповнення $K_{Fe} = 0,95$. Схема з'єднання обмотки – «зірка», і на її фазу доводяться $N_s = 72$ витків. Оболонка камери товщиною $\delta_e = 5$ мм і виконується з немагнітної нержавіючої сталі.

© В.І. Мілих, М.Г. Тимін

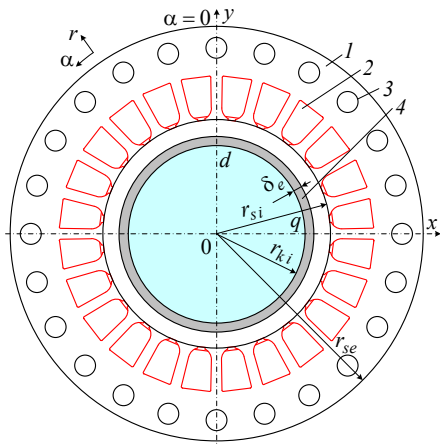


Рис. 1. Поперечний переріз електромагнітної системи ІОМП: 1 – шихтоване феромагнітне осердя; 2 – пази з обмоткою; 3 – вентиляційні канали; 4 – оболонка робочої камери

Індуктор з переліченими параметрами досліджувався в [11], де розрахунком виявлена номінальна фазна напруга обмотки статора $U_{sN} = 100$ В при частоті $f_s = 50$ Гц, але там розглядалася інша задача.

Структури порівнюваних варіантів обмотки – концентричної діаметральної і петльової укороченої надані на рис. 2 і 3, де τ_p – полюсний крок. Причому для другої з них вибраний коефіцієнт відносного укорочення $\beta_s = 10/12$.

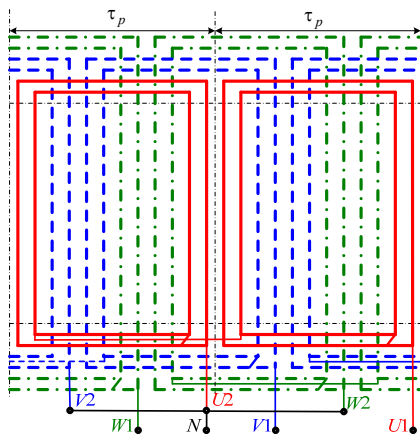


Рис. 2. Трифазна двополюсна концентрична одношарова обмотка статора

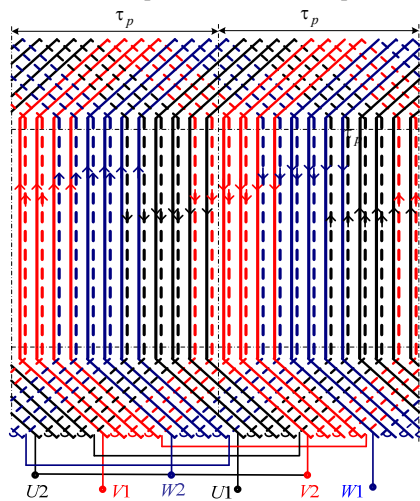


Рис. 3. Трифазна двополюсна петльова двохшарова з укороченим кроком обмотка статора

Розподіл фазних обмоток по пазах статора показаний на рис. 4 і 5 в поперечному перерізі електромагнітної системи індуктора.

У прикладі на рис. 4 в робочій камері відсутні ФЕ, і це відповідає ідеальному неробочому ходу (ІНХ). На рис. 5 камера наповнена ФЕ, які орієнтовані за віссю y , а магнітне поле повернене на кут Θ , що є, як розглянуто в [10], кутом навантаження у відповідному режимі роботи індуктора.

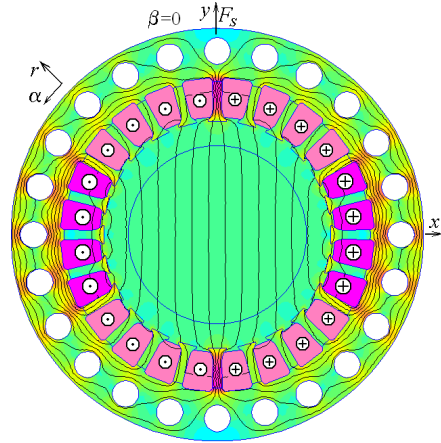


Рис. 4. Структура одношарової діаметральної обмотки і магнітне поле в режимі ідеального неробочого ходу

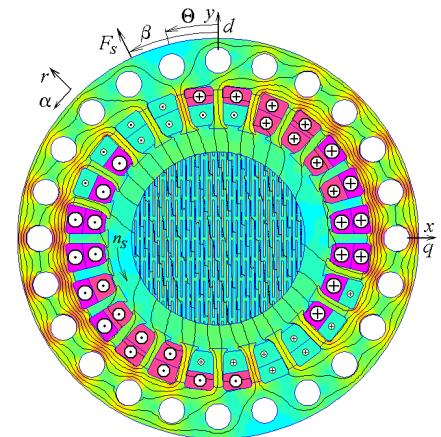


Рис. 5. Структура двохшарової укороченої обмотки і магнітне поле в режимі номінального навантаження

Показана структура з рівномірним розподілом ФЕ в робочій камері є ідеалізованою, як і в [1, 10, 11], і вона потрібна для доступної організації розрахунків. Реальна структура елементів зазвичай виявляється менш впорядкованою.

ФЕ виконуються із сталі Ст3. Їх розміри і проміжки між ними узяті такими, як і в [11], що можна зрозуміти за рис. 5, де усе зображено в єдиному масштабі. Важливим параметром є коефіцієнт заповнення камери ними в площині xy K_{Fes} , що складає 0,32. У площини yz прийнятий такий же коефіцієнт: тоді об'ємний коефіцієнт заповнення K_{Fev} має значення 0,1.

Для варіантів обмотки, що розглядаються на рис. 4 і 5, режими роботи можна поміняти, але в цілому картини магнітного поля практично зберуться.

У поперечному перерізі ІОМП (рис. 1) магнітне поле вважається плоскпаралельним [10]. Тому круглі перерізи ФЕ замінюються квадратними з відповідними перерахунками розмірів.

Основи чисельно-польових розрахунків.

Джерелом обертового магнітного поля в індукторі є трифазна система струмів фазних обмоток:

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \cos(\omega_s t + \beta); \\ i_B &= I_m \cos(\omega_s t - 2\pi/3 + \beta); \\ i_C &= I_m \cos(\omega_s t + 2\pi/3 + \beta), \end{aligned} \quad (1)$$

де t – час; I_m – амплітуда струмів; ω_s – кутова частота; β – початкова фаза струмів, яка задає необхідне для конкретного режиму розрахунку кутове зміщення напрямку МРС обмотки статора F_s від осі y .

Приклад цього показаний на рис. 5, де $\beta = 26,7^\circ$. На рис. 4 вказані напрямки струмів у фазних обмотках в режимі ІНХ, при якому $\beta=0$, і тому вектор МРС F_s спрямований за вісю y .

Магнітне поле індуктора в його центральному поперечному перерізі описується загальновідомим двомірним диференціальним рівнянням [10, 12]:

$$\text{rot}[\mu_a^{-1} \text{rot}(\vec{k} A_z)] = \vec{k} J_z, \quad (2)$$

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

Поширення магнітного поля обмежується граничною умовою Діріхле $A_z = 0$ на зовнішній поверхні осердя. Вплив оболонки камери на магнітне поле вважається несуттєвим.

Інструментом досліджень, що надаються, є чисельні розрахунки магнітного поля методом скінчених елементів за програмою FEMM [12] з управлінням нею створеним скриптом Lua. В цілому методика розрахунку магнітних полів індуктора та його електромагнітних параметрів, а також обґрунтування прийнятих допущень детально описані в [10, 11], тому в цій роботі це не повторюється.

Рівновага напруги у фазній обмотці статора відповідає комплексному рівнянню [10]:

$$\underline{U}_s = -\underline{E}_a + jX_v \underline{I}_s + (R_s + R_{mag}) \underline{I}_s, \quad (3)$$

де фігурують комплекси її струму \underline{I}_s та ЕРС \underline{E}_a , що створюється на активній довжині обмотки.

До формули (3) ще входять активний опір R_s і реактивний опір лобового розсіяння X_v фазної обмотки, а також активний опір R_{mag} , що відображає потужність магнітних втрат і визначається в ході ітераційного розрахунку магнітного поля [10].

Порівняльні розрахунки геометричних параметрів варіантів обмотки у складі індуктора. На рис. 4 і 5 вже показана прийнята форма напівзакритого паза індуктора, який є трапецеїдальним із закругленнями, що характерно для асинхронних двигунів того ж габариту.

На рис. 6 дана структура ізоляції паза, яка для двошарової обмотки доповнена перемичкою. Деталізованими розрахунками визначено, що у разі одношарової обмотки корисна площа перерізу паза, що залишилася для розміщення провідників, $S_{sn}=274 \text{ мм}^2$, а при двошаровій обмотці вона зменшилася на 4 мм^2 або на 1,5 %.

Для наочності подальших ілюстрацій для обмотки прийнятий діаметр неізольованого ефективного провідника $d_{sc} = 3 \text{ мм}$, а ізольованого – $d_{scis} = 3,46 \text{ мм}$,

і в пазу їх кількість складає $z_{Qs} = 18$. З технологічних міркувань ефективний провідник може бути підрозділений на елементарні провідники меншого діаметру.

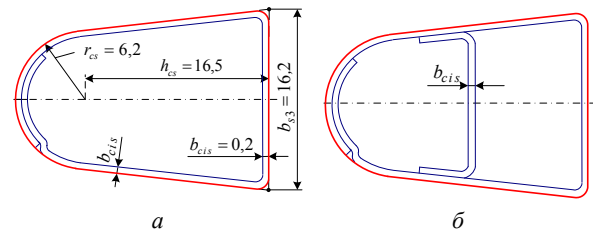


Рис. 6. Розрахункова модель паза з ізоляцією (b_{cis} – товщина ізоляції): а – при одношаровій обмотці, б – при двошаровій обмотці (розміри в мм)

Основна відмінність між заданими варіантами обмотки полягає в їх лобових частинах, і тут застосовується ретельний розрахунковий аналіз.

Конструкція лобових частин одношарової концентричної обмотки показана на рис. 7 – в подовжньому перерізі індуктора, а також на рис. 8 як вигляд торців цих частин.

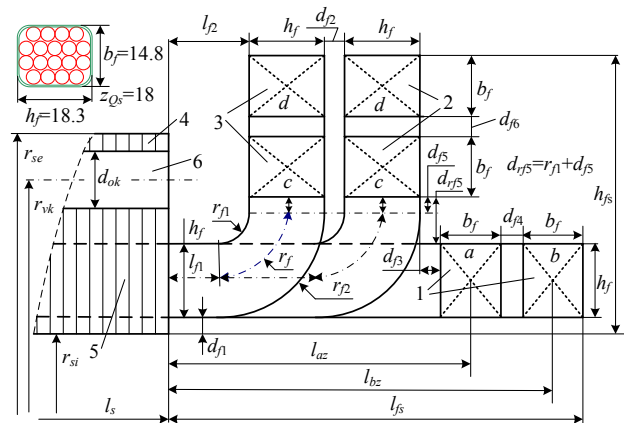


Рис. 7. Лобова частина концентричної обмотки в меридіанному перерізі: 1, 2, 3 – фазні обмотки; 4 – поверхня осердя; 5 – паз із стрижнем обмотки; 6 – аксіальний вентиляційний канал

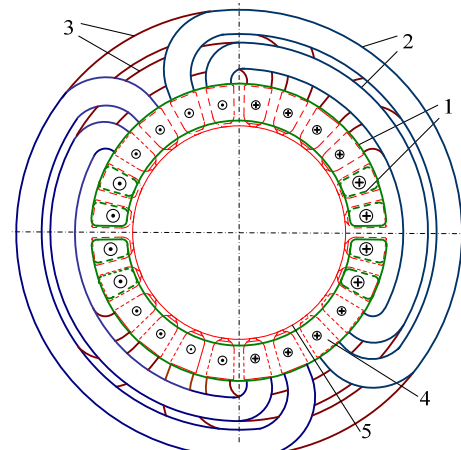


Рис. 8. Лобова частина концентричної обмотки (вигляд торця): 1, 2, 3 – фазні обмотки; 4 – паз із стрижнем обмотки; 5 – поверхня розточування осердя

Уся структура залежить від розмірів «джгута» провідників, який сформований в прямокутний переріз, і на рис. 7 вказані його розміри h_f і b_f (у мм) разом

з поверхневою ізоляцією. Рисунок показаний із збереженням пропорцій, а усі розміри на ньому позначені без надання низки значень лише для того, щоб вивити міру деталізації розрахунків.

Конструкція лобових частин двошарової петльової обмотки дана на рис. 9, де з плоскої розгортки (див. рис. 3) залишено дві секції, а також виглядом в подовжньому перерізі індуктора (праворуч). Тут один джгут містить половину кількості z_{0s} , тобто 9 провідників, і його розміри h_f і b_f разом з ізоляцією склали по 11 мм. На рис. 9, як і на рис. 7 збережені пропорції розмірів, але уся сукупність їх позначень показана для прояву міри деталізації розрахунків.

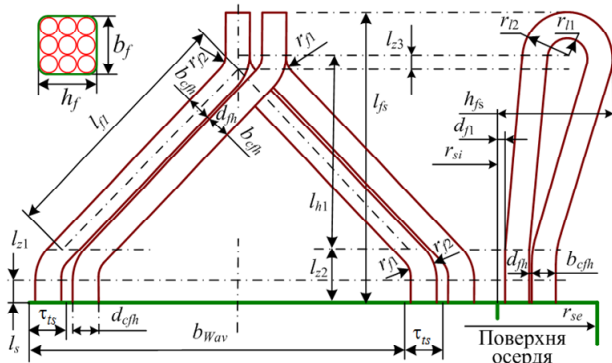


Рис. 9. Розрахункова модель лобової частини петльової двошарової обмотки з позначенням розмірів її елементів

Лобові частини обмоток розріджені, між ними передбачаються проміжки. Це необхідно в умовах підвищеної густини струму в обмотці і ускладненої системи охолодження і вентиляції в індукторі порівняно з асинхронними двигунами. Полегшення охолодження і вентиляції досягається введенням аксіальних вентиляційних каналів в осерді статора, що не практикується в асинхронних двигунах відповідних габаритів. Проте вивчення цього питання виходить за рамки цієї статті і буде розглянуто окремо.

На основі розрахункових моделей лобових частин обмоток проведені деталізовані розрахунки їх розмірів, що дозволяє провести їх порівняльний аналіз. В першу чергу, в табл. 1 надані основні геометричні параметри двох варіантів обмотки індуктора (тут і далі 1sl – одношарова концентрична діаметральна; 2sl – двошарова петльова укорочена).

Таблиця 1

Довжини елементів одно- і двошарової обмоток

| Варіант | h_{fs} | l_{fs} | l_{fnav} | l_{wav} | l_{csav} |
|---------|----------|----------|------------|-----------|------------|
| | мм | мм | мм | мм | м |
| 1sl | 70 | 103 | 460 | 1420 | 102 |
| 2sl | 58 | 145 | 379 | 1259 | 91 |

Розміри, що позначені в табл. 1: h_{fs} – найдовший відступ обмотки від розточування осердя; l_{fs} – виліт лобової частини обмотки; l_{fnav} і l_{wav} – довжини дроту лобової частини і витка усередненої котушки; l_{csav} – довжина дроту усередненої фазної обмотки.

Середня довжина витка знаходиться як сума довжин прямолінійних пазових l_s і зігнутих лобових частин l_{fnav} обмотки:

$$l_{wav} = 2(l_s + l_{fnav}). \quad (4)$$

Загальна довжина провідників фазної обмотки

$$l_{cs} = l_{wav} N_s. \quad (5)$$

За показниками h_{fs} і l_{fs} (рис. 7 і 9), що впливають на габарити індуктора, у обмоток є перевага і недолік, але за показником об'єму $h_{fs} \times l_{fs}$ двошарова обмотка програє на 17 %, хоча в загальному об'ємі індуктора це матиме значно меншу частку. Але вииграш за діаметром через h_{fs} має пріоритет порівняно з програшем за аксіальною довжиною через l_{fs} .

Структура секцій петльової обмотки (див. рис. 3) завжди симетрична. У концентричній обмотки є шість різних варіантів котушок (рис. 2), і їх несиметрія (див. рис. 7) виникає через різні довжини дроту лобових частин l_{fnav} . Але для порівняння в табл. 1 узяті довжини l_{fnav} і l_{wav} усередненої котушки. У результаті петльова обмотка має перевагу за меншою довжиною дроту l_{cs} фазної обмотки на 12 %. Окрім економії міді це сприяє зменшенню активного і реактивного опорів цієї обмотки.

Проте недоліки концентричної обмотки проявляються не лише в цьому, але і в несиметрії фазних обмоток в цілому через відмінність їх окремих котушок, що пояснюється в табл. 2. Тут позначені розраховані розміри елементів цієї обмотки: l_{fnavk} , l_{wavk} – середні довжини лобових частин і окремих котушок; l_{wavf} , l_{csf} – середні довжини витків і усього дроту фазних обмоток, причому складені позначення варіантів котушок відповідають рис. 7: 1, 2, 3 – номер фазної обмотки, a, b, c, d – варіант її котушки.

Таблиця 2

Довжини елементів концентричної обмотки

| Варіант | 1a | 1b | 2c | 2d | 3c | 3d |
|------------------|------|------|------|------|------|------|
| l_{fnavk} , мм | 324 | 402 | 429 | 635 | 382 | 589 |
| l_{wavk} , мм | 1149 | 1305 | 1357 | 1770 | 1264 | 1677 |
| l_{wavf} , мм | 1227 | | 1564 | | 1471 | |
| l_{csf} , м | 88 | | 113 | | 106 | |

Прояв несиметрії полягає у відмінності найбільшого і найменшого розмірів: l_{fnavk} на 96 %, l_{wavk} – 54 %, l_{wavf} і l_{csf} – 28 %, і причиною цього є лобові частини фазних обмоток.

Для машин малої і середньої потужності для практичних розрахунків використовують емпіричні формули, які враховують основні особливості конструктивних форм котушок [9]. Для котушки всипної концентричної обмотки статора отримані довжини обмотки: $l_{cs} = 80,3$ м; $l_{wav} = 1115$ мм; $l_{fn} = 307$ мм; $l_{fs} = 75,2$ мм. Видно, що класична методика, порівняно з розробленою методикою, дає істотно занижені параметри обмоток l_{cs} і l_{wav} – на 21 %, l_{fn} – на 33 %, l_{fs} – на 27 %. Тобто класична наближена методика не враховує особливості обмотки статора даного індуктора.

Для обмотки двошарової петльової укороченої класична методика за відповідними формулами дає довжини: $l_{fn} = 302$ мм, $l_{fs} = 97,5$ мм, $l_{wav} = 1104$ мм, $l_{cs} = 79,5$ м, що має відмінність від розробленої уточненої методики на 20,3 %, 32,8 %, 12,6 % і 12,3 % відповідно.

Опори фазної обмотки статора. Розраховані геометричні параметри обмоток дозволяють визначити їх активні опори і реактивні опори лобового розсіяння, що входять до (3). Реактивні опори розсіяння на активній довжині обмотки автоматично враховуються в ЕРС E_a , яка визначається через розрахунок магнітного поля на цій довжині.

Таблиця 4

Порівняння електричних і енергетичних параметрів індуктора при використанні різних обмоток

| Варіант | P_{els} | P_{mags} | B_{av} | J_{sc} | A_s |
|---------|-----------|------------|----------|-------------------|-------|
| | Вт | Вт | Тл | А/мм ² | А/см |
| 1sl | 3760 | 43 | 0,117 | 8,48 | 687 |
| 2sl | 4100 | 41 | 0,125 | 9,40 | 761 |

Графіки розподілу модуля магнітної індукції B в активній зоні індуктора надані на рис. 10 і 11. Вони відповідають ІНХ для симетричної системи струмів із значеннями за табл. 3 (для концентричної обмотки це умовність з усередненням фазних обмоток).

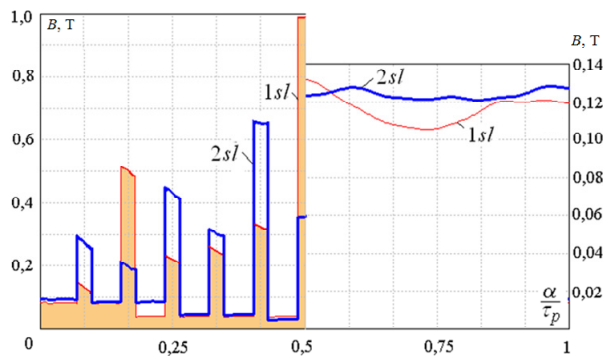


Рис. 10. Розподіл магнітної індукції по полюсній дузі (ліворуч – на середньому радіусі по висоті зубця, праворуч – на поверхні робочої камери)

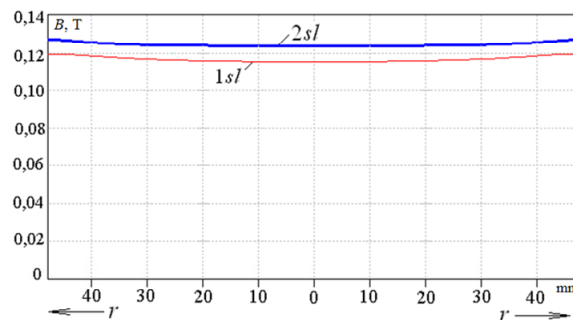


Рис. 11. Розподіл магнітної індукції по горизонтальній центральній осі в межах робочої камери

Активний електричний опір фазної обмотки, зведений до прийнятої робочої температури $T_w = 115$ °С:

$$R_s = k_r k_T Cu \frac{\rho_{Cu T_b} l_{cs}}{S_{sc}}, \quad (6)$$

де S_{cs} – переріз ефективного провідника, м²; $\rho_{T_b} = 1,75 \cdot 10^{-8}$ Ом·м – питомий опір міді обмотки при базовій температурі $T_b = 20$ °С; $k_{T_b Cu} = 1 + \alpha_T (T_w - T_b)$ – температурний коефіцієнт опору ($k_{T_b Cu} = 1,38$); $\alpha_T = 0,004$ °С⁻¹ – питомий температурний коефіцієнт опору міді; k_r – коефіцієнт збільшення опору через витіснення струму (за [9] $k_r = 1$).

Індуктивний опір лобового розсіяння фазної обмотки статора визначається за класичною методикою [9], яка є спільною для заданих типів обмотки:

$$X_v = 1,58 \cdot \frac{f_s l_s N_s^2 \lambda_{\sigma} f_h}{p q_s 10^8}, \quad (7)$$

де коефіцієнт провідності розсіяння лобових частин обмотки статора

$$\lambda_{s fh} = 0,34 \frac{q_s}{l_s} (l_{fh} - 0,64 \beta_s \tau_p); \quad (8)$$

де q_s – кількість пазів на полюс и фазу.

Порівняння опорів одношарової (1sl) і двошарової (2sl) обмоток наведено в табл. 3 (в.о. – відносні одиниці). Перевага другої з них за опорами очевидна: активний опір на 11 % менший, реактивний опір лобового розсіяння – на 18 %. При розрахунках для концентричної обмотки її параметри прийняті усередненими, відповідно усередненими є і параметри в табл. 3.

Таблиця 3

Електричні параметри обмоток

| Вариант | R_s | $\lambda_{s fh}$ | X_v | I_s | E_a | U_v | U_R |
|---------|-------|------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| | Ом | в. о. | Ом | А | В | В | В |
| 1sl | 0,349 | 1,847 | 0,473 | 59,9 | 69,4 | 28,3 | 21,6 |
| 2sl | 0,310 | 1,516 | 0,378 | 66,5 | 72,0 | 25,1 | 21,4 |

Умовний активний опір R_{mag} , що входить до (3), залежить від рівня навантаження індуктора і знаходиться в інтервалі 0,01 – 0,014 Ом.

Аналіз електромагнітних параметрів індуктора в режимі ідеального неробочого ходу. Вихідні розрахунки електромагнітних параметрів індуктора виконані в режимі ІНХ, суттю якого є відсутність в робочій камері феромагнітних елементів. Саме для такого режиму задається необхідне значення магнітної індукції B_{av} в цій камері, і він є найбільш напруженим за струмом обмотки статора, що надано в [11].

При номінальній напрузі U_{sN} діючі значення струму I_s , ЕРС E_a і падіння напруги $U_v = X_v I_s$ і $U_R = (R_s + R_{mag}) I_s$ мають значення, які показані в табл. 3. Видно значний вплив на рівновагу напруг їх падінь, які залишають для основної ЕРС близько 70 % від вхідної напруги, тоді як, приміром, а в асинхронних двигунах вона досягає більше 95 %.

Електричні та енергетичні параметри індуктора для двох варіантів обмотки в режимі ІНХ надані в табл. 4, де P_{els} , P_{mags} – потужності електричних і магнітних втрат; J_{sc} – густина струму в провіднику; A_s – лінійне струмове навантаження на розточці осердя.

Графіки свідчать, що з точки зору рівномірності розподілу магнітної індукції петльова укорочена обмотка має перевагу, до того ж дає декілька більше значення індукції в робочій камері. А нерівномірність розподілу в обох випадках викликана дискретною структурою обмотки статора.

Якщо ж розглядати окремі фазні обмотки, то в її петльовому варіанті симетрія є її суттю. А отже при концентричній обмотці через відмінності параметрів фазних обмоток (див. табл. 2) має місце значна несиметрія фазних струмів і інших електричних величин. А це веде до відомих проблем, основою аналізу яких є наступна наближена методика.

Вводиться реактивний опір пазової частини обмотки $X_a = E_a / I_s$, який склав 1,159 Ом і за суттю враховує взаєміндуктивні опори усіх фаз, оскільки фазна ЕРС E_a визначалася за магнітним полем усієї трифазної обмотки.

Відмінність параметрів трьох обмоток виникла через різні довжини їх лобових частин, наведених в табл. 5. Тому відрізняються активні R_s і реактивні X_v опори, які наведені в тій же таблиці.

Таблиця 5

Порівняння параметрів фаз індуктора для концентричної обмотки

| Фазна обмотка | l_m мм | X_v Ом | R_s Ом | Z_s Ом | I_s А |
|---------------|-------------|-------------|-------------|-------------|------------|
| 1 | 363 | 0,473 | 0,275 | 1,529 | 65,30 |
| 2 | 532 | 0,573 | 0,403 | 1,776 | 56,16 |
| 3 | 486 | 0,508 | 0,368 | 1,708 | 58,55 |
| av | 460 | 0,473 | 0,349 | 1,671 | 59,85 |

Щоб виключити «перекіс» фазних напруг, концентрична обмотка живиться за схемою «зірка» з нейтральним дротом N (рис. 2). Тоді для кожної фази обчислюються окремих повний опір

$$Z_s = \sqrt{(R_s + R_{mag})^2 + (X_a + X_v)^2} \quad (9)$$

й фазний струм $I_s = U_s/Z_s$.

Отримана несиметрична система струмів дана в табл. 5. У ній окрім параметрів пронумерованих фазних обмоток 1, 2, 3 надані також параметри усередненої обмотки av .

Набуті діючі значення фазних струмів підставлені у формули (1), і виконаний ряд розрахунків магнітного поля при зміні β від 0 до 180° з кроком 2°, що забезпечило імітацію обертання магнітного поля.

У кожній розрахунковій точці визначалися значення магнітної індукції у фіксованих точках робочої камери: 1 – в центрі; 2, 3 – у верхній і правій граничних точках.

Результати розрахунків для несиметричної концентричної обмотки надані на рис. 12 порівняно з аналогічними графіками для симетричної петльової обмотки. Графіки показують перевагу петльової обмотки, яка забезпечує практично стабільність магнітної індукції. При концентричній обмотці мають місце значні пульсації магнітної індукції, оскільки несиметрична система струмів дає еліптичне магнітне поле.

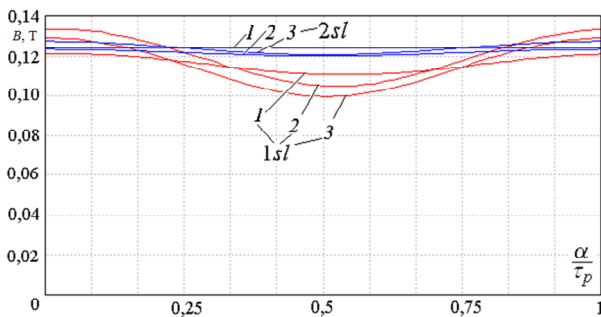


Рис. 12. Зміни магнітної індукції в нерухомих точках робочої камери при обертанні магнітного поля:
1 – у центрі; 2, 3 – на поверхні вгорі і праворуч

Висновки.

1. Розроблена методика дозволяє на основі єдиного підходу розраховувати геометричні параметри лобових частин концентричної і петльової обмоток з урахуванням їх деталізованої структури і розмірів усіх складових елементів, що дає значно точніші результати порівняно з класичними методами проектування електричних машин.

2. В умовах індуктора магнітного поля роль лобових частин обмоток виявляється значно істотною, ніж в умовах класичних машин змінного струму. Це проявляється в збільшенні в 5-6 разів відносного

вкладу в рівняння рівноваги ЕРС і напруг падінь напруги на реактивному опорі лобового розсіяння, а також і на активному опорі обмоток.

3. До важливої переваги петльової укороченої обмотки порівняно з концентричною діаметральною обмоткою можна віднести меншу довжину провідника лобової частини, що приводить до зменшення активного опору обмотки в цілому на 11 % і реактивного опору лобового розсіяння – на 18 %.

4. Петльова трифазна обмотка є симетричною, тоді як концентрична обмотка має явно виражену несиметрію через відмінності параметрів її лобових частин, що призводить до істотного погіршення електромагнітних параметрів індуктора в цілому.

5. Через особливості дискретної фазної структури концентричної діаметральної обмотки і несиметрії її фазних струмів магнітне поле в робочій камері індуктора є нестабільним і менш однорідним порівняно з петльовою укороченою обмоткою.

6. До переваг концентричної обмотки можна віднести декілька менші розміри частки індуктора в зоні її лобових частин, а також менш складну технологію виготовлення і укладання в пази осердя.

7. Подальшим розвитком досліджень має бути відпрацювання технології виготовлення петльової укороченої двошарової обмотки в умовах індуктора, виконання відповідних його експериментальних досліджень, а також покращення параметрів цієї обмотки шляхом її оптимізації.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Логвиненко Д.Д., Шеляков О.П. Интенсификация технологических процессов в аппаратах с вихревым слоем. – К.: Техника, 1976. – 144 с.
2. Belounis A., Mehasni R., Ouil M., Feliachi M., El-Hadi Latreche M. Design with optimization of a magnetic separator for turbulent flowing liquid purifying applications. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2015, vol. 51, no. 8, pp. 1-8. doi: <https://doi.org/10.1109/tmag.2015.2424401>.
3. Аппарат вихревого слоя ABC-100. Режим доступу: <https://avs.globecore.ru/products/avs-100.html> (Дата звернення: 30.09.2017).
4. Ogonowski S., Wołosiewicz-Głab M., Ogonowski Z., Foszcz D., Pawelczyk M. Comparison of wet and dry grinding in electromagnetic mill. *Minerals*, 2018, vol. 8, no. 4, p. 138. doi: <https://doi.org/10.3390/min8040138>.
5. Wołosiewicz-Glab M., Ogonowski S., Foszcz D., Gawenda T. Assessment of classification with variable air flow for inertial classifier in dry grinding circuit with electromagnetic mill using partition curves. *Physicochemical Problems of Mineral Processing*, 2018, vol. 54, no. 2, pp. 440-447. doi: <https://dx.doi.org/10.5277/ppmp1867>.
6. Calus D., Makarchuk O. Analysis of interaction of forces of working elements in electromagnetic mill. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2019, no. 12, pp. 64-69. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2019.12.12>.
7. Shvedchikova I., Melkonova I., Romanchenko J. Research of magnetic field distribution in the working area of disk separator, taking into account an influence of materials of permanent magnets. *EUREKA: Physics and Engineering*, 2020, vol. 1, pp. 87-95. doi: <https://doi.org/10.21303/2461-4262.2020.001106>.
8. Makarchuk O., Calus D., Moroz V. Mathematical model to calculate the trajectories of electromagnetic mill operating

elements. *Technical Electrodynamics*, 2021, no. 2, pp. 26-34. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.026>.

9. Копылов И.П., Клоков Б.К., Морозкин В.П., Токарев Б.Ф. *Проектирование электрических машин*. – М.: Издательство Юрайт, 2011. – 767 с. Режим доступа: https://em.fea.kpi.ua/images/doc_stud/distiplini/oapem2/kopilov_p_roektirovanie_em_2011.pdf (Дата звернення: 10.05.2021).

10. Милых В.И., Шилкова Л.В. Характеристики цилиндрического индуктора вращающегося магнитного поля технологического назначения при его питании от сети с заданным напряжением. *Электротехника і електромеханіка*, 2020, № 2, С. 43-49. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.2.02>.

11. Милых В.И., Шилкова Л.В. Токовый метод контроля концентрации ферромагнитных элементов в рабочей камере технологического индуктора магнитного поля в процессе эксплуатации. *Электротехника і електромеханіка*, 2020, № 5, С. 12-17. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.5.02>.

12. Finite Element Method Magnetics: OldVersions. FEMM 4.2 11Oct2010 Self-Installing Executable. Режим доступа: <http://www.femm.info/wiki/OldVersions> (Дата звернення: 15.05.2021).

REFERENCES

1. Logvinenko D.D., Sheljakov O.P. *Intensifikacija tehnologicheskikh processov v apparatah s vihrevym sloem* [Intensification of technological processes in apparatus with a vortex layer]. Kiev, Tehnika Publ., 1976. 144 p. (Rus).

2. Belounis A., Mehasni R., Ouil M., Feliachi M., El-Hadi Latreche M. Design with optimization of a magnetic separator for turbulent flowing liquid purifying applications. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2015, vol. 51, no. 8, pp. 1-8. doi: <https://doi.org/10.1109/tmag.2015.2424401>.

3. Company GlobeCore. *Vortex Layer Machine ABC-100*. Available at: <https://avs.globecore.ru/products/avs-100.html> (accessed 30 September 2017). (Rus).

4. Ogonowski S., Wołosiewicz-Głab M., Ogonowski Z., Foszcz D., Pawelczyk M. Comparison of wet and dry grinding in electromagnetic mill. *Minerals*, 2018, vol. 8, no. 4, p. 138. doi: <https://doi.org/10.3390/min8040138>.

5. Wołosiewicz-Głab M., Ogonowski S., Foszcz D., Gawenda T. Assessment of classification with variable air flow for inertial classifier in dry grinding circuit with electromagnetic mill using partition curves. *Physicochemical Problems of Mineral Processing*, 2018, vol. 54, no. 2, pp. 440-447. doi: <http://dx.doi.org/10.5277/ppmp1867>.

6. Calus D., Makarchuk O. Analysis of interaction of forces of working elements in electromagnetic mill. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2019, no. 12, pp. 64-69. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2019.12.12>.

7. Shvedchykova I., Melkonova I., Romanchenko J. Research of magnetic field distribution in the working area of disk separator, taking into account an influence of materials of permanent magnets. *EUREKA: Physics and Engineering*, 2020, vol. 1, pp. 87-95. doi: <https://doi.org/10.21303/2461-4262.2020.001106>.

8. Makarchuk O., Calus D., Moroz V. Mathematical model to calculate the trajectories of electromagnetic mill operating elements. *Technical Electrodynamics*, 2021, no. 2, pp. 26-34. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.026>.

9. Kopylov I.P., Klovok B.K., Morozkin V.P., Tokarev B.F. *Proektirovanie elektricheskikh mashin* [The design of electrical machines]. Moscow, Yurait Publ., 2011. 767 p. (Rus). Available at: https://em.fea.kpi.ua/images/doc_stud/distiplini/oapem2/kopilov_p_roektirovanie_em_2011.pdf (accessed 10 May 2021).

10. Milykh V.I., Shilkova L.V. Characteristics of a cylindrical inductor of a rotating magnetic field for technological purposes when it is powered from the mains at a given voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 2, pp. 13-19. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.2.02>.

11. Milykh V.I., Shilkova L.V. Control current method of the concentration of ferromagnetic elements in the working chamber

of the technological inductor of magnetic field during its operation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 5, pp. 12-17. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.5.02>.

12. Finite Element Method Magnetics: OldVersions. FEMM 4.2 11Oct2010 Self-Installing Executable. Available at: <http://www.femm.info/wiki/OldVersions> (accessed 15 May 2021).

Надійшла (Received) 15.05.2021
 Прийнята (Accepted) 20.06.2021
 Опублікована (Published) 27.08.2021

Мілых Володимир Іванович¹, д.т.н., проф.,
 Тимін Михайло Геннадійович¹, аспірант,
¹ Національний технічний університет
 «Харківський політехнічний інститут»,
 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,
 e-mail: mvikemkpi@gmail.com (Corresponding author),
 gunter_odim@ukr.net

V.I. Milykh¹, M.G. Tymin¹

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

A comparative analysis of the parameters of a rotating magnetic field inductor when using concentric and loop windings.

Introduction. Three-phase inductors of a rotating magnetic field are used in grinders, separators and stirrers for the technological processing of bulk and liquid substances. This occurs in a cylindrical working chamber under the influence of ferromagnetic elements in the form of pieces of iron wire, which move together with the field. **Problem.** By analogy with three-phase induction motors, for the stator of inductors a concentric winding is adopted, which is a diametric single-layer winding. When moving from such motors to an inductor, its operating conditions have changed due to the significantly increased non-magnetic space inside the inductor compared to the motor clearances. The difference in the frontal parts of the phase windings has become essential for the electromagnetic parameters and the structure of the magnetic field in the inductor working chamber. Therefore, a loop shortened stator winding, which is symmetrical, can be considered as an alternative to a concentric diametric winding. **Goal.** The aim of the work is to compare the dimensional and electromagnetic parameters of a rotating magnetic field inductor in two versions of its three-phase winding: concentric single-layer diametric and loop shortened two-layer. **Methodology.** Comparison of the windings is carried out through a detailed analysis of the geometrical parameters of their frontal parts, as well as through numerical-field calculations of the electromagnetic parameters of the inductor as a whole and the distribution of the magnetic field in its working chamber. **Results.** A significant difference in the geometrical parameters of the frontal parts of the two windings under inductor conditions was revealed. The loop version of the winding makes it possible to reduce the length of the winding conductor, its active resistance, as well as the reactance of its frontal dissipation. At the same time the asymmetry of the phase windings is excluded and an increase in the homogeneity of the magnetic field in the inductor working chamber is provided. **Originality.** The scientific novelty of the work lies in the development of a method of comparative analysis of the windings under the conditions of the rotating magnetic field inductor and in revealing the advantages of a loop shortened winding compared to the used concentric diametric winding. **Practical value.** The loop shortened stator winding recommended for the inductor will eliminate the asymmetry of its electromagnetic system. Thereby, the quality of its work in the technological processing of different substances is significantly increased due to ensuring the homogeneity of the magnetic field in the working chamber. At the same time, the copper conductor of the winding is still saved, and the efficiency of the inductor is also increased by reducing the power of electrical losses. References 12, tables 5, figures 12.

Key words: rotating magnetic field inductor, stator winding versions, geometrical and electromagnetic parameters.

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ТУРБОГЕНЕРАТОРОВ, КАК ТЕХНИЧЕСКАЯ БАЗА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ НЕЗАВИСИМОСТИ УКРАИНЫ

У статті проведено аналіз стану, проблем та перспектив розвитку сучасної електроенергетики. Визначено напрямки її розвитку з урахуванням вибору техніко-економічного сценарію розвитку, супутніх факторів і їх взаємного впливу. Метою роботи було визначення перспективних напрямків сталого розвитку національної електроенергетики щодо забезпечення енергетичної безпеки України, проведення порівняльного аналізу джерел електроенергії, підтвердження необхідності вдосконалення основних джерел – турбогенераторів. Визначено внутрішні та зовнішні загрози енергетичній безпеці України. Встановлено переваги і недоліки, світові тенденції подальшого використання сучасних джерел електроенергії - теплових (включаючи атомні) електростанцій і станцій від поновлюваних джерел енергії. Встановлено, що в зв'язку з активним ростом населення планети і зі збільшенням його енергетичної активності електроенергії від поновлюваних джерел енергії буде недостатньо, що найближчі 20-30 років основними джерелами електроенергії будуть атомні електростанції і це підтверджує необхідність проведення робіт по вдосконаленню турбогенераторів. Встановлені напрями вдосконалення конструкцій турбогенераторів і систем охолодження. Зазначено, що вдосконалення турбогенераторів вимагає одночасного підвищення ефективності і систем, що забезпечують їх роботу: систем постачання газом, водою і маслом, системи збудження. Показана необхідність повного впровадження автоматичного контролю стану турбогенераторів, використання прийомів сучасної технічної діагностики найбільш напружених вузлів і елементів як в режимі online, так і при проведенні планових і аварійних ремонтів. Підтвердження необхідності проведення робіт по вдосконаленню вітчизняних турбогенераторів викликано появою в загальній енергосистемі України нових типів електроенергетичних джерел, які користуються активною державною підтримкою. Відзначена перспективність використання поновлюваних джерел енергії з точки зору зниження екологічних проблем, але лише для індивідуальних споживачів. Проаналізовані переваги, недоліки і проблеми використання поновлюваних джерел енергії, які найбільш прийнятні для України. Бібл. 43, табл. 3, рис. 5.

Ключові слова: електроенергетика, енергетична незалежність, турбогенератор, енергозбереження, екологія, технічна діагностика, масогабаритні показники, підвищення потужності, поновлювані джерела енергії.

В статье проведен анализ состояния, проблем и перспектив развития современной электроэнергетики. Определены направления ее развития с учетом выбора технико-экономического сценария развития, сопутствующих факторов и их взаимного влияния. Целью работы являлось определение перспективных направлений устойчивого развития национальной электроэнергетики с целью обеспечения энергобезопасности Украины, проведение сравнительного анализа источников электроэнергии, подтверждение необходимости совершенствования основных источников – турбогенераторов. Установлены достоинства и недостатки, мировые тенденции дальнейшего использования современных источников электроэнергии – тепловых (включая атомные) электростанций и станций от возобновляемых источников энергии. Определены внутренние и внешние угрозы энергетической безопасности Украины. Установлено, что в связи с активным ростом населения планеты и с увеличением его энергетической активности электроэнергетики от возобновляемых источников энергии будет недостаточно, что ближайшие 20-30 лет основными источниками электроэнергии будут атомные электростанции и это подтверждает необходимость проведения работ по совершенствованию турбогенераторов. Установлены направления совершенствования конструкций турбогенераторов и систем охлаждения. Отмечено, что совершенствование турбогенераторов требует одновременного повышения эффективности и систем, обеспечивающих их работу: систем снабжения газом, водой и маслом, системы возбуждения. Показана необходимость полного внедрения автоматического контроля состояния турбогенераторов, использования приемов современной технической диагностики наиболее напряженных узлов и элементов как в режиме online, так и при проведении плановых и аварийных ремонтных работ. Подтверждение необходимости проведения работ по совершенствованию отечественных турбогенераторов вызвано появлением в общей энергосистеме Украины новых типов электроэнергетических источников, которые пользуются активной государственной поддержкой. Отмечена перспективность использования возобновляемых источников энергии с точки зрения снижения экологических проблем, но только для индивидуальных потребителей. Проанализированы преимущества, недостатки и проблемы использования возобновляемых источников энергии, которые наиболее приемлемы для Украины. Библ. 43, табл. 3, рис. 5.

Ключевые слова: электроэнергетика, энергетическая независимость, турбогенератор, энергосбережение, экология, техническая диагностика, массогабаритные показатели, повышение мощности, возобновляемые источники энергии

В работе используются сокращенные обозначения: ТГ – турбогенератор; АЭС – атомная электростанция; ТЭС – тепловая электростанция; ТЭЦ – теплоэлектроцентраль; ГЭС – гидроэлектростанция; ВИЭ – возобновляемые источники энергии; ВЭУ – ветроэнергетические установки; ОЭСР – Страны – члены Организации экономического сотрудничества и развития; ВТСП – высокотемпературный сверхпроводник; НТСП – низкотемпературный сверхпроводник.

Введение. В большинстве стран мира электроэнергетику рассматривают как самый важный сектор национальной экономики. Поэтому целью настоящей работы является определение перспективных направлений устойчивого развития национальной электроэнергетики с целью обеспечения энергобезопасности

Украины, проведение сравнительного анализа источников электроэнергии и подтверждение необходимости совершенствования основных источников – ТГ. При этом главный вопрос, одна из наиболее серьезных проблем для любого национального производителя – это энергосбережение [1-4]. Решение задачи энергосбережения особенно важно для Украины, где в настоящее время на производство единицы ВВП в среднем расходуется почти в 3 раза больше энергоресурсов, чем в европейских странах [1, 3, 5]. Энергосбережение входит в число важнейших факторов, способствующих повышению уровня энергетической безопасности, которое и для стран-экспортеров, и для стран-импортеров энергетических ресурсов является одним из важней-

ших элементов устойчивого экономического развития. Очевидно, что трудно решать проблему обеспечения энергетической безопасности страны, если энергоснабжение полностью или в значительной степени зависит от внешних поставщиков [3, 5]. Для Украины, как и для всех стран, основным требованием при выборе направлений развития электроэнергетики является надежное и эффективное энергообеспечение промышленности и населения с обязательным учетом требований экологической безопасности и социальной стабильности. Перспективные задачи энергетики едины для всех стран: это поиск новых источников и технологий получения электроэнергии, непрерывное увеличение объемов выработки, повышение эффективности при передаче и распределении, снижение потерь на всех указанных этапах [6-8].

При выборе направлений развития электроэнергетики необходимо учитывать весь комплекс факторов и их взаимное влияние: техническое состояние электрооборудования, национальные направления и приоритеты совместного развития экономики и промышленности; политические, экологические, демографические проблемы; технологические и ресурсные возможности не только электромашиностроительной промышленности, но и сопутствующих отраслей: турбиностроения, предприятий по созданию управляемых реакторов, добычи и переработки урана [5, 8].

В настоящее время необходимо выбрать: продолжать развитие разных направлений или развивать одно, конкретное направление; совершенствовать и развивать моно-энергетику с глобализацией в национальных масштабах или отдать приоритет развитию поли-энергетики (мини- и микро-ГЭС, солнечная и ветроэнергетика, мини-ТЭЦ и т.д.).

С конца 90-х годов XX века во всех странах особое внимание (и правительственная материальная поддержка) уделяется энергетике от ВИЭ, «зеленой энергетике» [2, 5]. Это важное направление, но оно не обеспечит возрастающие потребности населения планеты в электроэнергии, которые постоянно увеличиваются, особенно с учетом непрерывного увеличения удельного энергопотребления во всех странах мира, рис. 1, рис. 2, табл. 1 [3, 9, 10].



Рис. 1. Прогноз ежегодного роста спроса на электроэнергию (удельное энергопотребление), 2010-2040 годы

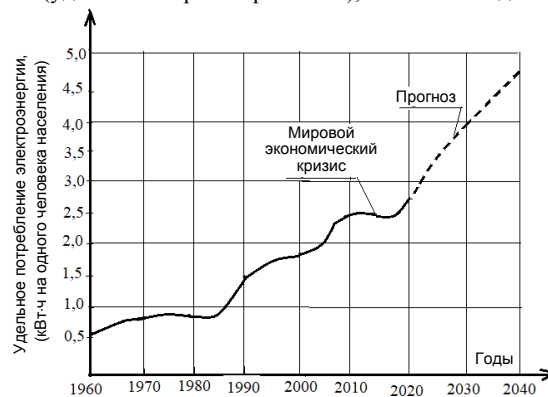


Рис. 2. Мировой рост удельного потребления электроэнергии (кВт·ч на одного человека населения)

Таблица 1

Проект существующего и перспективного роста численности населения и спроса на основные виды энергии в 2030 г.

| № | Показатель | Мировые темпы прироста населения и спроса на основные виды энергии, % к уровню 1970 г. | | |
|---|---------------------------|--|-----------|---------------------|
| | | 1970-1990 | 1990-2010 | 2010-2030 (прогноз) |
| 1 | Количество населения | +1,8 | +1,4 | +1,0 |
| 2 | ВВП | +3,5 | +3,2 | +4,0 |
| 3 | Электроэнергия | +2,6 | +3,2 | +3,9 |
| 4 | Энергия на душу населения | +0,5 | +0,5 | +0,7 |
| 5 | Энергоемкость ВВП | -0,9 | -1,4 | -2,0 |

Анализ возможных сценариев и направлений развития мировой энергетики и энергетики Украины. В выбранной модели технико-экономического развития государства возможны разные сценарии: неблагоприятный (пессимистический), благоприятный (умеренный), максимально благоприятный (оптимистичный) [8-10]. Наиболее приемлемым для Украины, учитывая существующие внутренние и внешние факторы, является, на наш взгляд, умеренный сценарий, но и его реализации требует значительных структурных реформ. В долгосрочной перспективе развитие отечественной экономики и энергетики будет определяться сочетанием трех принципов – статического, циклического и динамического [9, 11-14]. Согласно этим принципам, в Украине до 2050 г. будет преобладать инерция экономического и энергетического развития с последующим циклическим повторением на более высоком уровне, а динамический принцип заставляет ожидать в перспективе острый комплексный

кризис, который разрешится, скорее всего, полной сменой направлений развития энергетики. За последние 100 лет можно отметить три подобных кризиса: начала 1930-х, начала 1970-х и кризис конца 2010-х годов [9, 11].

Кризис начала 1930-х годов привел к ускоренной индустриализацией и резкому росту спроса на электроэнергию и на продукты переработки нефти для промышленности. Кризис начала 70-х годов был вызван переходом США и Западной Европы к модели постиндустриального развития и окончанием холодной войны. При этом активизировалось частное предпринимательство, отмечено ускорение развития атомной энергетики, возрос спрос на газ, как на основное топливо для энергетики и т.д. В ходе кризиса темпы роста мирового энергопотребления снижаются и могут даже стать отрицательными, но после кризиса всегда наблюдается устойчивый рост (рис. 3) [9].

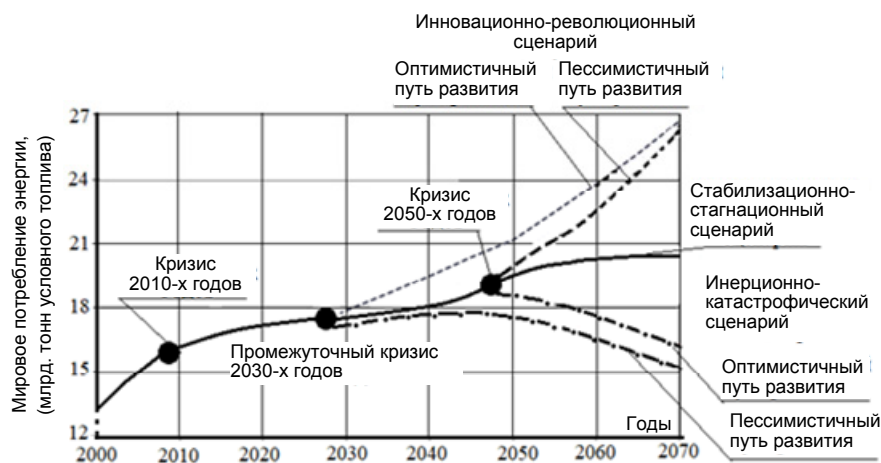


Рис. 3. Изменения в потреблении электроэнергии при различных сценариях развития электроэнергетики

Кризис конца 2010-х годов вызвал необходимость переоценки и прогнозирования новых направлений развития энергетики. Теоретической базой прогнозирования была выбрана теория циклического развития (теория «длинных волн» Н. Кондратьева), которая снижает ошибочность прогнозирования, позволяет учитывать экономические кризисы, требования энергосбережения и экологической безопасности, повышает точность определения стратегических проблем и объем достаточных инвестиций. Согласно этой теории, циклы развития экономики, промышленности и энергетики имеют продолжительность 50-55 лет и определяются [9, 11]:

- 1) случайными и временно действующими факторами (стихийные бедствия, войны, аварии);
- 2) постоянно действующими нециклическими факторами (научно-технический прогресс, демография, наличие и доступность природных ресурсов);
- 3) постоянно действующими циклическими факторами (для ТГ это электромагнитные и тепловые воздействия, вибрация, «старение»).

Анализ динамики развития энергетики, с учетом существующей цикличности, позволяет ожидать к 2040-2050 годам следующий кризис мировой экономики и энергетики, который приведет к новыми качественными, интеллектуальными, энергоинформационными уровнями в энергетике [9, 14-16].

После выхода из очередного кризиса каждому государству следует выбирать сценарии развития национальной энергетики из трех возможных вариантов:

- 1) инерционно-катастрофический;
- 2) стабилизационно-стагнационный;
- 3) инновационно-революционный.

Каждый сценарий имеет свои особенности и пути разрешения противоречий, свои масштабы спроса на энергоносители, особенности развития технологий производства первичных энергоресурсов и их потребления (см. рис. 3). Для каждого сценария характерно наличие двух этапов: первый, сохраняющий определенную инерционность предыдущего сценария, и второй, на котором инерция исчерпывается, наступает период стагнации с признаками скрытого или явного энергетического кризиса, а затем энергетика переходит в качественно новое состояние. На последнем этапе идет внедрение инноваций в науку и технику,

происходит максимальный подъем промышленности, формируются новые вопросы, которые на следующем этапе (цикле) необходимо решать и которые определят дальнейшее развитие [11, 12, 16].

Наиболее прогрессивным в вопросах развития энергетики является инновационно-революционный сценарий. Он предполагает качественные изменения современных направлений уже к 2020-2030 годам за счет совершенствования технологии получения электроэнергии, ее передачи и конечного потребления. В этом сценарии ключевыми тенденциями развития мировой энергетики будет повышение инвестиционной активности, развитие и внедрение новых технологий, увеличение доли электроэнергии в общем объеме используемой энергии, радикальное снижение потребления энергоресурсов, [4, 9, 14-16]. Инновационно-революционный сценарий предполагает формирование энергетики нового типа в развитых и в развивающихся странах; рост объема электроэнергии в общем мировом конечном энергопотреблении от 21,7 % (2010 г.) до 28,6 % (2030 г.) и до 36,8 % в 2050 г.

Можно ожидать, что к 2050 г. развивающиеся страны достигнут современного стандарта энергопотребления стран Европы и США, равного 5 МВт·час на человека в год. Количественные различия снизятся, но усилятся качественные различия, т.к. можно предположить, что после 2030 г. в развитых странах начнется формирование энергетических систем нового поколения, основанных на технологиях «умных сетей». И, несмотря на непопулярность, можно ожидать повышение роли атомной энергетики: практически вдвое – к 2030 г. и четверо – к 2050 г., т.к. только АЭС, как источники электроэнергии, смогут обеспечить ее необходимый объем, [6, 8, 10, 14, 17]. Ожидается, что развитие при этом получат: «тепловые» реакторы 3-4 поколения; реакторы на быстрых нейтронах; реакторные установки В-392, в которых используются новые решения для увеличения проектного срока службы корпуса реактора до 60 лет; «малая атомная энергетика», что несколько снизит потребление урана («урановая проблема») и проблемы хранения и переработки отработанного ядерного топлива. Можно считать, что ближайшие 20-30 лет атомная электроэнергетика – высокопроизводительная, с низким уровнем выбросов веществ, загрязняющих атмо-

сферу, и практически неограниченными запасами топлива, – будет основным источником электроэнергии [16, 18, 19].

Вместе с тем, для Украины инновационно-революционный сценарий развития энергетики, экономики и промышленности недостижим по технико-экономическим и политическим показателям. Украина по макроэкономическим показателям является одной из самых бедных европейских государств, с низкими доходами населения, что приводит к отсутствию социального и экономического фундамента устойчивого развития. По данным International Finance Corporation [12, 17], энергоемкость валового внутреннего продукта (ВВП) на 1 USD в нашей стране приблизительно в 2-3 раза выше, чем в развитых европейских государствах. Поэтому, можно утверждать, что для Украины наиболее вероятен стабильно-стагнационный сценарий развития [9, 18]. При этом, пока нет новых источников электроэнергии и устойчивых систем ее аккумулирования, следует продолжать развивать атомную энергетику и поддерживать в рабочем состоянии тепловую (ТЭС, ТЭЦ) с обязательным соответствием национальной экологической политики мировым требованиям: Киотскому протоколу (2005 г.) и Конференции по климату в Париже (Парижское соглашение, 12.12.2015 г.) [18-20].

Следует отметить, что существуют угрозы энергетической безопасности Украины, как внутренние, так и внешние. Морально и физически устаревшее электрооборудование энергетического комплекса, устаревшие технологические линии для изготовления нового оборудования, зависимость от экспорта как оборудования, так и топливных ресурсов, недостатки обслуживания, диагностики и ремонта привело к тому, что энергосистема Украины имеет одни из наибольших потерь электроэнергии в цикле «выработка – передача – распределение – потребление», ставит вопрос энергетической безопасности страны. Например, потери энергии в распределительных сетях доходят до 25 % [5, 21].

К внутренним факторам относятся:

- чрезмерная энергоемкость ВВП, которая за последние годы выросла в 1,5 раза. Расходы энергоносителей на изготовление основных видов электротехнической продукции в Украине в 3,5-9 раз выше, чем в развитых странах мира [4, 16, 22];
- износ основных фондов топливно-энергетического комплекса [16];
- недостаточный объем инвестиций в электроэнергетику, в том числе в развитие электромашиностроения и в обновление оборудования электростанций, в научные исследования, в совершенствование технологических процессов на промышленных предприятиях и в систему образования [4, 23];
- несовершенство нормативно-правового обеспечения деятельности отрасли в рыночных условиях, кризис платежей на всех уровнях [4, 13].

К внешним факторам следует отнести высокий уровень монополизации в электроэнергетическом секторе, нерегулируемые государством поставки импортных топливно-энергетических ресурсов и электрооборудования [16, 24], а также зависимость атомной энергетики, основного поставщика электроэнер-

гии в Украине, от импорта ядерного топлива и оборудования, существующие проблемы хранения отработанного ядерного топлива и ядерных отходов [8, 16, 24]. Следует отметить и более удаленные проблемы атомной энергетики: вывод из эксплуатации блоков АЭС, которые отработали срок (с учетом возможного продления этого срока), и задачи их последующего содержания. Это общая проблема, над решением которой работают во всем мире.

Можно сделать вывод, что направление развития электроэнергетики носит явно выраженный национальный характер, но очевидно, что при любом сценарии развития и любом технико-экономическом состоянии государства непрерывно должны вестись работы по совершенствованию ТГ – основных источников электроэнергии еще на очень длительное время [16]. Для электроэнергетики Украины при постройке новых блоков и модернизации работающих необходимо использовать ТГ большей единичной мощности, продолжать работы по их совершенствованию. Это обеспечит страну достаточным объемом электроэнергии, т.е. обеспечит ее энергетическую независимость, а также ТГ станут предметом экспорта во многие страны мира, что сохранит значимость украинской продукции на мировом рынке [16, 25].

Такая оценка будущего атомной электроэнергетики может вызывать вопросы и возражения на фоне всеобщего увлечения «зеленой» энергетикой. Но уже в 2018 г. МАГАТЭ пересмотрело свои прогнозы развития ядерной энергетики. МАГАТЭ прогнозирует рост производства энергии на АЭС до 2050 г.: при оптимистическом сценарии – 3969 ТВт·час в 2030 г. (11,5 % общего мирового объема производства электроэнергии) и 6028 ТВт·час в 2050 г. (11,7 %). При пессимистическом сценарии эти цифры составят 2732 ТВт·час в 2030 г. (10,3 % мирового объема генерации электроэнергии) и 2869 ТВт·час в 2050 г. (5,6 %) [8, 10, 13, 26].

Сегодня в мире насчитывается 450 действующих энергоблоков АЭС. По мнению экспертов, расширение мощностей в настоящее время, а также ближайшие и долгосрочные перспективы роста характерны, главным образом, для Азии. Из 34 строящихся реакторов 19 находятся в Азии, там же размещены 28 из введенных в последнее время в эксплуатацию 39 реакторов, которые были подключены к энергосетям [26]. Большая часть энергоблоков эксплуатируется в США (100), Франции (58), Японии (43), России (36) и в Китае (36). Общая генерирующая мощность АЭС составляет свыше 392 ГВт. С 2018 г. ввод новых мощностей составил 302 ГВт, из эксплуатации выведено 117 ГВт, в результате чистый прирост установленных мощностей АЭС равен 185 ГВт [10, 24]. По прогнозам, к 2030 г. суммарная мощность ядерных установок (при инновационно-революционном сценарии развития) возрастет на 88 % [24].

Катастрофы на Чернобыльской АЭС (1986 г.) и на АЭС «Фукусима-1» (2011 г.) привела к переосмыслению идеи о том, что атомная генерация – это безопасный способ получения электроэнергии. В результате власти Японии приняли решение вести работы по закрытию всех атомных реакторов в стране. Германия, которая до катастрофы была одним из крупнейших потребителей атомной энергии, в настоящее вре-

мя закрыла 8 из 17 реакторов. Другие европейские страны также сократили свои планы по развитию атомной энергетики. Однако, это не заставило некоторые страны отказаться от планов по строительству АЭС в дополнение к существующим ГЭС и ТЭС (на угле и газе). В ряде стран, где недостаточно углеводородных ресурсов, атомная энергетика воспринимается, как эффективный и экономичный способ получения электроэнергии. Всемирная ядерная ассоциация (World Nuclear Association, WNA) заявляет, что более 45 стран активно стремятся к развитию ядерных программ [10, 18, 24, 26].

Одним из дополнительных факторов, подтверждающих необходимость строительства новых блоков АЭС, можно считать недопустимость строительства блоков ТЭС, потому что именно выбросы ТЭС определяют основную угрозу экологии. Следует отметить, что для стран с развитой ядерной энергетикой технологии утилизации радиоактивных отходов менее затратны, чем технологии утилизации отходов ТЭС, направленные на снижение вредных выбросов до необходимых уровней [18, 27].

Получение электроэнергии от возобновляемых источников энергии (ВИЭ) можно считать перспективной альтернативой. Согласно прогнозу Мирового Энергетического Совета (World Energy Council, WEC), на долю энергии от ВИЭ к 2025 г. будет приходиться 1150-1450 млн. т. условного топлива (5,6-5,8 % общего энергопотребления) [8, 13]. При этом ожидается, что доля отдельных видов составит: биомасса – 35 %, солнечная энергия – 13 %, гидроэнергия – 16 %, ветроэнергия – 18 %, геотермальная энергия – 12 %, энергия океанов – 6 %. Планировалось, что к 2030 г. альтернативные источники могут дать до 40-50 % энергии современного уровня ее потребления, что наибольший прирост производства электроэнергии до 2040 г. определяют развивающиеся страны Азии (до 45 % от мировой выработки электроэнергии, [15]) и что к 2040 г. мировое производство электроэнергии от ВИЭ, превысит 50 %. Предполагают, что в странах Европы доля ВИЭ (с учетом гидроэнергии) достигнет 68-72 %, а только ВИЭ (без гидроэнергетики) обеспечат от 51-56 %. Т.е. Европа станет вторым регионом после Центральной и Латинской Америки, в котором до 2040 г. ожидается получение большей половины электроэнергии за счет неископаемого топлива (все виды ВИЭ, включая гидроресурсы) [12]. В то же время, согласно прогнозу, ожидается, что к 2040 г. доминирующим источником генерации в развивающихся странах Азии останется уголь; в Северной Америке, на Ближнем Востоке и в Африке – газовые ТЭС; в Южной и Центральной Америке первое место сохранится за выработкой электроэнергии на гидроэлектростанциях, и только в Европе основными могут стать ВИЭ. Поэтому утверждение, что без альтернативных атомной энергетике источников энергии у человечества нет будущего, является, на наш взгляд, слишком категоричным, но это только лишний раз подчеркивает необходимость поиска, исследования и внедрения новых источников электроэнергии, например, водородной энергетике или энергии управляемого термоядерного синтеза.

Основными недостатками ВИЭ следует считать низкую удельную плотность и непостоянство выработки электроэнергии, зависимость от погодных условий, времени года и суток, невысокий коэффициент полезного действия (за исключением гидроэлектростанций), высокая стоимость при малой единичной мощности энергоустановок. Непостоянство первичных энергоресурсов (ветер, солнце), вплоть до полного отсутствия, вызывает необходимость устанавливать и обслуживать дополнительные аккумуляторы энергии и/или резервные источники. В результате, стоимость производимой энергии оказывается высокой даже при отсутствии топливной составляющей в конечной цене электроэнергии.

Низкая удельная мощность ВИЭ требует увеличение количества энергоустановок. Например, среднегодовое значение удельной мощности солнечных батарей для самых солнечных районов земного шара (с учетом сезонных и погодных колебаний) не превышает 250 Вт/м², а на территории Украины средняя плотность солнечного излучения на поверхности земли в полдень ясного дня составляет около 120 Вт/м². В наших широтах даже в безоблачную погоду солнечные батареи редко работают на полную мощность, в среднем этот показатель составляет 50-60 % летом и 10-15 % зимой, т.е. панель мощностью 275 Вт в летний день будет генерировать около 140-145 Вт·час. В среднем в Украине солнечная панель мощностью 1 кВт в год вырабатывает 1100 кВт·час электроэнергии (рис. 4) [2, 16, 28]. Аналогично, и ветроэнергетика имеет низкую удельную мощность: средняя удельная плотность энергии потока ветра, как правило, не превышает нескольких сотен Вт/м². При скорости ветра 10 м/с удельная плотность энергии будет около 500 Вт/м².

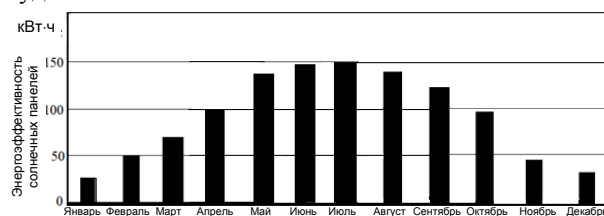


Рис. 4. Среднее выработки электроэнергии солнечными панелями в Украине на 1 кВт установленной мощности

В Украине только в некоторых регионах (4 % территории) устойчивая скорость ветра («роза ветров») составляет 4-4,5 м/с, поэтому удельная плотность энергии незначительна, до 100 Вт/м². Для сравнения, плотность энергии водного потока, имеющего скорость 1 м/с, составляет около 500 Вт/м², а плотность теплового потока, который «давит» на стенки паровых котлов ТЭС и АЭС, достигает нескольких сотен кВт/м² [16, 29, 30].

Пандемия Covid-19 (2020-2021 гг.) внесла изменения в прогнозы развития электроэнергетики, вызвала больше нарушений в энергетическом секторе, чем любое другое событие, и следует ожидать, что ее последствия будут ощущаться еще долгие годы. Пока трудно оценить, как повлияет настоящий кризис на развитие электроэнергетики: ускорит или замедлит создание безопасной и устойчивой энергетической системы. Пандемия еще не завершилась, что вносит

неопределенность в вопросы энергопотребления, и, вероятно, важные решения в области энергетической политики прогнозировать рано. Кроме того, экономический кризис вызывает значительные изменения в стратегической ориентации энергетических компаний и инвесторов, в активность потребителей энергии. В Программе «Перспективы развития мировой энергетики» [3, 12, 21], заложены два возможных сценария: оптимистичный (The Stated Policies Scenario, STEPS – сценарий перспективной политики) и пессимистичный (Delayed Recovery Scenario, DRS – сценарий отложенного восстановления). Согласно прогнозу STEPS, мировой спрос на энергию восстановится до уровня начала пандемии к началу 2023 г., но в случае затяжной пандемии ожидается еще больший спад (согласно DRS) и спрос восстановится только к 2025 г.

До эпидемии был составлен прогноз, что потребление электроэнергии за период 2019-2030 гг. вырастет на 12 %. В настоящее время прогноз прироста изменился до 9 % (STEPS) или до 4 % (DRS). И этот рост в основном будет определяться развивающимися странами (Китай, Индия). В странах с развитой экономикой спрос на электроэнергию снижается, сокращаются инвестиции в энергетику, в производство новой техники, уменьшаются объемы строительных работ [24]. Но при любых сценариях и особенностях текущего периода все исследователи прогнозируют рост энергопотребления. Поэтому можно утверждать, что ближайшие 20-30 лет, со всем пониманием проблем атомной энергетики, ежедневное, устойчивое обеспечение электроэнергией населения планеты будет обеспечиваться АЭС, т.е. ТГ, установленными на блоках [8, 13, 19, 24].

Основные направления и проблемы создания современных ТГ. В мировой практике с середины прошлого века единичная мощность ТГ возросла в 7-7,5 раз, от 200 до 1500 МВт, а если вести отсчет от 1898 г., когда фирма Charles Brown (с 1971 г. Abegg and Rauhut) выпустила первый 6-ти полюсный ТГ мощностью 100 кВА, мощность увеличилась в 15000 раз. При этом увеличивались габариты и масса ТГ, что в определенный момент создало проблему их создания и перевозки по железной дороге и определило задачу минимизации объема и веса при возрастающей мощности. До 2000 г. недостаточная мощность электрических сетей также ограничивала мощность ТГ, т.к. при аварийном отключении мощного генератора возникали проблемы с устойчивостью работы сети. В настоящее время общая мощность электрических сетей стала выше, они стали устойчивее к внезапным отключениям генерирующих единиц, и увеличение мощности ТГ стало возможным. Перспективность увеличения мощности подтверждается и международной практикой (фирмы Siemens, ABB Alstom Power, Hitachi, General Electric, Westinghouse): в Великобритании и США проектируют ТГ мощностью 2000 МВт, во Франции уже работают два ТГ мощностью 1550 МВт, «General Electric» разрабатывает два ТГ мощностью 1750 МВт для китайских АЭС. Следует подчеркнуть, что все мировые фирмы ориентируются на 4-х полюсное исполнение генераторов [16, 30-33].

Для увеличения мощности логично было бы увеличить габариты и вес машин, но, как было указано, это усложняет их изготовление и транспортировку, увеличивает стоимость. Поэтому увеличение мощности в настоящее время рассматривается без изменения габаритов. При проектировании учитываются технологические возможности смежных производств: возможности металлургических предприятий, предприятий турбиностроения, предприятий по созданию управляемых ядерных реакторов, возможность транспортировки ТГ к потребителю [34-36]. Увеличение мощности целесообразно и с точки зрения экономических показателей. Например, общая масса, стоимость и потери нескольких ТГ всегда больше массы, стоимости и потерь одной машины такой же мощности. Подсчитано, что при использовании одного ТГ вместо нескольких, мощность которых в сумме равна мощности одного ТГ, масса, стоимость и потери уменьшаются примерно в $\sqrt[4]{m}$ по сравнению с такими же показателями m ТГ меньшей мощности. На примере ТГВ-300-2 показана возможность увеличения мощности от 300 МВт до 500 МВт за счет изменения электромагнитных и геометрических параметров конструкции (в допустимых пределах) практически с сохранением габаритов [16].

На электростанциях каждой энергосистемы работает сотни ТГ, т.е. любой ТГ на блоке работает параллельно с другими генераторами энергосистемы. Для стабильности работы все они должны генерировать согласованное напряжение, иначе между машинами, работающими параллельно на одну электрическую сеть, возникнут уравнивающие токи. Для этого роторы всех генераторов должны вращаться с синхронной скоростью и в каждый момент времени занимать определенное угловое положение. В случае потери устойчивости происходит массовое отключение генераторов, энергосистема «разваливается». Именно из-за этого в 1965 г. в США произошла крупная авария [37]. 7 штатов с населением около 30 млн. человек остались без электричества, ущерб превысил 100 млн. USD. Единственная часть энергосистемы, которая не пострадала, – это район форта Эри возле Буффало (штат Онтарио), который питался от старых генераторов с частотой 25 Гц. В течение 5 мин в системе распределения электроэнергии на северо-востоке США царил хаос, так как из-за перегрузок, которые каскадом распространились по всей сети, произошло отключение ТГ системой защиты.

К сожалению, чем больше мощность ТГ, тем он менее «стабилен» при параллельной работе. Это происходит потому, что при росте единичной мощности ТГ их массу и габариты стараются не менять. В мощных ТГ роторы становятся относительно легче, менее инерционными и, следовательно, менее устойчивыми в аварийных режимах (табл. 2). С каждым новым шагом увеличения мощности ТГ проблема снижения устойчивости становится все более актуальной и требует дополнительных исследований.

На рис. 5 показана тенденция изменения относительной массы ротора (отношение массы ротора к общей массе ТГ, в %) при изменении мощности ТГ.

Данные ТГ мощностью 63-1200 МВт

| ТГ | Мощность, МВт | Вес ротора, т | Вес ТГ, т | Отношение массы ротора к общей массе ТГ, % | Изготовитель |
|------------|---------------|---------------|-----------|--|---------------------------|
| ТВФ-63-2 | 63 | 25,4 | 123,6 | 20,6 | АО «Электросила» |
| ТВФ-110-2Е | 110 | 28,9 | 151 | 19,1 | |
| ТВФ-120-2 | 120 | 30,8 | 179 | 17,2 | |
| ТВВ-200-2 | 200 | 41,8 | 265 | 15,8 | |
| ТГВ-200-2 | 200 | 48,7 | 321 | 15,2 | ГП «Завод «Электротяжмаш» |
| ТГВ-200-2М | 200 | 48,1 | 256 | 18,1 | |
| ТГВ-300-2 | 300 | 55,8 | 364 | 15,3 | |
| ТВМ-300-2 | 300 | 50,4 | 333 | 15,1 | АО «Электросила» |
| ТВВ-320-2 | 320 | 55,1 | 340 | 16,2 | |
| ТВВ-500-2 | 500 | 65 | 444 | 14,6 | |
| ТВВ-800-2 | 800 | 84,0 | 615 | 13,7 | |
| ТВВ-1000-2 | 1000 | 86,5 | 641 | 13,5 | |
| ТВВ-1200-2 | 1200 | 96 | 670 | 14,3 | |

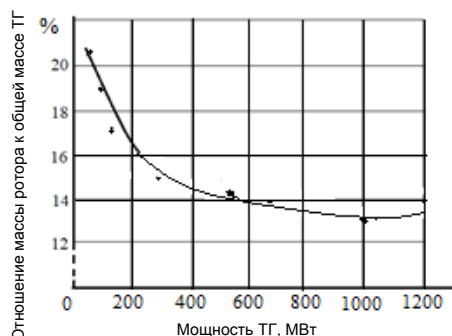


Рис. 5. Зависимость отношения массы ротора к общей массе ТГ в зависимости от мощности

Снижение устойчивости системы из-за относительного уменьшения массы роторов генераторов компенсируют за счет использования быстроредействующих тиристорных систем регулирования возбуждения и автоматических регуляторов напряжения: при меньшей массе ротора его инерция уменьшается и при переходных процессах (или при коротком замыкании) ротор ТГ начинает «качаться», т.е. снижается устойчивость его параллельной работы с электрической сетью, но система автоматического регулирования возбуждения увеличивает ток возбуждения. При этом в генераторе нарастают электромагнитные силы, которые как бы связывают его с другими ТГ, что защищает энергосистему от развала.

Для поддержания характеристик отечественных ТГ на мировом уровне, кроме указанных выше задач, нужны дополнительные исследования по обеспечению безаварийной работы ТГ в переходных режимах, связанных с «пиками» и «провалами» энергопотребления, работы в режимах потребления реактивной мощности, необходимо снижение расходов на обслуживание и ремонты, на обеспечение надежности и долговечности отдельных узлов и деталей. Повышение эффективности ТГ требует также совершенствования обеспечивающих систем (систем снабжения газом, водой и маслом), совершенствования и повышения надежности системы возбуждения, внедрения автоматических систем контроля состояния ТГ, использования приемов современной технической диагностики наиболее напряженных узлов и элементов как в оперативном режиме (online), так и при проведении плановых и аварийных ремонтов.

Современный этап характеризуется появлением новых типов ТГ, марок сталей и изоляционных мате-

риалов, разработкой новых способов продления сроков эксплуатации ТГ, установленных на блоках ТЭС и АЭС [23, 36]. Для установления предаварийного состояния ТГ, выявления дефектов, исключения длительных простоев из-за аварийных отключений необходимо внедрять комплексные системы диагностики, [25, 30]. Продолжаются работы по дальнейшему увеличению мощности в единице исполнения за счет внедрения новых электроизоляционных материалов, поковок с более высокими прочностными характеристиками, электротехнических сталей с меньшими удельными потерями, по интенсификации охлаждения обмоток и сердечников [30-32].

Также при создании современных ТГ необходимо комплексное решение научных проблем, связанных как непосредственно с ТГ, так и с системами возбуждения, регулирования, контроля и защиты [16, 31]. При разработке новых конструкций необходимо учитывать особенности работы энергосистемы и, соответственно, работы ТГ в ненормальных режимах: при «пиках» и «провалах» нагрузки, работы с условием обеспечения баланса активной и реактивной энергии в сети и т.д. Установленные на электростанциях ТГ не рассчитаны на такие условия работы: они недостаточно маневренны и ограничены в решении вопроса регулирования реактивной мощности; имеют сроки эксплуатации, превышающие сроки, установленные заводом-изготовителем. Последнее вызывает дополнительные проблемы: «старение» изоляции и износ конструкционных материалов, снижение механической надежности и целостности шихтованных сердечников статора, элементов крепления и т.д. [16, 36]. Поэтому при проектировании ТГ следует устанавливать дополнительные требования:

- обеспечение повышенной маневренности ТГ с возможностью хотя бы кратковременного потребления реактивной энергии из сети. Потребление реактивной энергии должно ограничиваться только стабильностью работы генератора в энергосистеме, а не тепловыми и механическими процессами в машине;
- обеспечение высокой управляемости, возможности регулирования частоты вращения ТГ (до кратковременных асинхронных режимов) при сохранении мощности, обеспечение их стабильной связи с сетью с целью повышения экономических и эксплуатационных показателей электростанции [27, 31];
- обеспечение возможности при проведении ремонтов и модернизации ТГ повышать их мощность в уста-

новленном габарите, совершенствовать систему охлаждения, вносить необходимые изменения в конструкцию неактивных элементов ТГ с использованием современных расчетов, технологий и новых материалов.

Современные ТГ должны:

- поддерживать постоянными технические показатели при изменении режимов работы энергосистемы, знать допустимые пределы участия ТГ в поддержании баланса активной и реактивной мощностей;
- при повышении мощности ТГ в процессе их модернизации добиваться сохранения габаритов для использования существующих фундаментов и обеспечивающих систем;
- совершенствовать систему охлаждения ТГ, вести работу по замене охлаждающих агентов, в частности, в ТГ мощностью 300 МВт и более по замене взрыво- и пожароопасного водорода на воздух [30];
- для обеспечения конкурентоспособности ТГ продолжать работы по снижению их удельной массы (кг/кВт) за счет совершенствования конструкции неактивной зоны [7, 36];
- совершенствовать программы оценки технического состояния ТГ для определения возможности продления срока их эксплуатации, установления необходимого и достаточного объема ремонтных работ;
- продолжать исследования перспективности установки на блоках ТЭС асинхронизированных ТГ параллельно с работающими синхронными ТГ для повышения надежности и устойчивости их работы и работы системы [16];
- совершенствовать систему направленной подготовки и переподготовки специалистов всех уровней (квалифицированных рабочих, инженеров), решать вопросы обеспечения экономической заинтересованности работников электростанций для удержания их в национальной электроэнергетике [23].

Следует отметить, что создание современных ТГ необходимо не только для ТЭС и АЭС. Создание новых видов ТГ необходимо и для современной ветро-

энергетики. Повышение мощности ВЭУ требует увеличения мощности генераторов. При этом увеличивается вес машины, которую необходимо устанавливать на все большей высоте. Например, башня ВЭУ с ТГ мощностью 12 МВт (Haliade X, General Electric) имеет высоту 260 м [28, 40]. Для таких установок вопрос снижения веса каждого элемента и, в первую очередь, генератора – одна из основных задач.

Использование ТГ с магнитоэлектрическим возбуждением (с возбуждением от постоянных магнитов) вместо электромагнитного возбуждения, не решает эту задачу. Перспективным решением можно считать использование генераторов с обмотками из ВТСП, что позволит снизить массу и габариты сверхпроводящих генераторов в 3-4 раза по сравнению с обычными такой же мощности. Генератор с ВТСП обмотками для ВЭУ мощностью 8 МВт будет иметь диаметр 3 м и вес 120 т, тогда как обычный («теплый») ТГ такой же мощности будет иметь диаметр 9 м и вес 450 т, т.е. вес ТГ с ВТСП обмотками будет меньше в три раза. При этом стоимость ВЭУ также уменьшится от 6,7 до 3,2 млн. USD. Согласно проведенным исследованиям, вес дополнительного криогенного оборудования при разных конструкциях ВТСП генератора составляет менее 4 % от общего веса генераторов, т.е. добавка незначительная [38, 39].

Также при использовании для ВЭУ ТГ со сверхпроводящими обмотками снизятся необходимые для их установки производственные площади, которые обычно весьма значительны. Так, для оффшорной ветроустановки SG 14-222 DD (мощность 14 МВт, рабочий диаметр 222 м, длина одной лопасти 108 м) необходима площадь $39 \cdot 10^3 \text{ м}^2$ [21, 28, 40]. (Для сравнения, площадь одного энергоблока АЭС с генератором мощностью 1000 МВт, с реактором ВВЭР-1000 составляет около $9,1 \cdot 10^3 \text{ м}^2$). Некоторые параметры ВЭУ с ТГ мощностью 10 МВт с разными типами сверхпроводящих обмоток приведены в табл. 3.

Таблица 3

Параметры ВЭУ с разными типами ТГ мощностью 10 МВт со сверхпроводящими обмотками

| Параметр | ТГ с обмотками из НТСП проводников Nb ₃ Ti (General Electric) | ТГ с обмотками из ВТСП проводников (AMSC – American Superconductor) | ТГ с обмотками из НТСП проводников (MgB ₂) (Kalsi Engineering) |
|---|--|---|--|
| Частота вращения лопастей ВЭУ, об/мин | 10 | 10 | 10 |
| Номинальное напряжение обмотки статора генератора, кВ | 3,3 | 0,69 | 4,5 |
| Номинальный ток, А | 1750 | – | 1360 |
| Рабочая температура охлаждающей среды, К | 4 | 80 | 30 |
| Масса генератора с дополнительным криогенным оборудованием, т | 143 | 150 | 52,5 |
| Наружный диаметр генератора, м | 4,0 | 4,5-5 | 5 |
| Диаметр ветротурбины, м | 160 | 190 | 150 |
| Стоимость (на 2018 г.), тыс. USD | 4963 | – | 3168,0 |

Для АЭС известны такие недостатки, как проблемы хранения и утилизации отработанного ядерного топлива. Но подобные проблемы есть и у ВИЭ – вопрос утилизации отработавших установок и их отдельных элементов. Утилизация больших ВЭУ, особенно их лопастей, – сложная задача. Лопасти конструируют так, чтобы они выдерживали экстремальные погодные условия: мороз, жару, ураганные ветры. По данным исследовательской компании Bloomberg New Energy Finance, начиная с 2022 г., только в Европе ежегодно будет необходимо утилизировать примерно 3800 лопастей ВЭУ [28, 42].

Исследователи отмечают, что демонтаж и утилизация небольших наземных ВЭУ – сложная, но в некоторой степени уже отработанная процедура, но демонтаж больших оффшорных ветрогенераторов еще только предстоит освоить. В Великобритании подсчитали расходы на демонтаж отслуживших срок оффшорных ветропарков (размещенных в море). По оптимистическому прогнозу будет необходимо затратить 1,85 млрд. USD, по пессимистическому – больше 5,2 млрд. USD.

Также можно ожидать, что появление больших площадей ветростанций может повлиять на естествен-

ное перемещение воздушных масс, будет способствовать процессу смешивания теплого и холодного воздуха. А солнечные панели снизят отражающую способность поверхности Земли. Все это приведет к изменению климата, к новым экологическим проблемам.

В Европе с 2009 г. работает проект EPR (European Pattern Recognition) под названием «PV Cycle». По этой программе с 2014 г. самостоятельная утилизация солнечных панелей стала обязательной для всех производителей (Директива ЕС 2012/19/EU об отходах электроники и электричества – Waste Electrical and Electronic Equipment, WEEE) [41, 43]. Были созданы центры сбора «солнечных» отходов. Некоторые панели считаются опасными из-за свинца или кадмия, и т.к. невозможно определить степень опасности, специалисты советуют считать опасными все солнечные панели. С 2020 г. все производители солнечных панелей, которые торгуют на рынках США, должны принимать участие в программе сбора «солнечно-энергетического» утиля (проект EPR). Поэтому главной проблемой для использования солнечных панелей является обеспечение соразмерности затрат на производство и утилизацию.

К недостаткам возобновляемой энергетики следует отнести также особенности работы генераторов от ВИЭ на общую энергетическую систему, влияние на ее устойчивость. Из-за нестабильности получения электроэнергии от ВИЭ количество электростанций разного вида с возобновляемыми источниками должно ограничиваться. Это, в частности, касается обеспечения устойчивости динамических процессов в системах энергоснабжения и, соответственно, изменений в организации диспетчерского управления. Общая энергетическая система не может использовать большие ВИЭ без увеличения количества маневренных мощностей. Значительное внедрения ВИЭ, если оно не сопровождается установкой дополнительных источников аккумулирования энергии, требует дополнительных систем регулирования мощности, чтобы сбалансировать постоянные колебания выработки и потребления энергии. Также увеличение количества электростанций от ВИЭ в энергосистеме приведет к сокращению вклада в энергообеспечение традиционных электростанций, что хорошо, но усложнит возможность регулирования частоты и напряжения в случае потери генерации или нагрузки [2, 40]. Обеспечение баланса потребления электроэнергии и поддержание частоты напряжения в сети являются основными техническими проблемами в энергосистемах со значительной мощностью установленных ВИЭ. В Украине, по расчетам Укрэнерго, максимальная установленная мощность солнечных и ветростанций, которую может принять объединенная энергетическая система без отклонений в работе, составляет 3 ГВт [2, 3, 21].

Выводы.

Для устойчивого развития электроэнергетики Украины и обеспечения ее энергетической безопасности необходимо:

1. При выборе технико-экономических решений развития электроэнергетики следует ориентироваться на стабилизационно-стагнационный сценарий с увеличением вложений на выполнение экологических программ.

2. Проводить работы по строительству новых блоков и по совершенствованию электрооборудования работающих АЭС, как основных источников электроэнергии на ближайшие 20-30 лет. При строительстве новых блоков АЭС необходимо внедрять новые типы реакторов, более совершенное оборудование, новые

технологии получения, преобразования, передачи и распределения электроэнергии.

3. Продолжать работы по совершенствованию ТГ: повышать их мощность (до 1500 МВт и более), использовать новые конструкции систем возбуждения, внедрять современные системы охлаждения и т.д. Для установленных ТГ расширять программу обслуживания и послеремонтных испытаний, проводить модернизацию с использованием современных технологий и материалов с целью продления сроков эксплуатации, использовать комплексный контроль технического состояния ТГ в режиме online.

4. Поддерживать в рабочем состоянии, проводить модернизацию электрооборудования блоков ТЭС для обеспечения устойчивого энергоснабжения потребителей до момента пуска новых блоков АЭС и создания промышленно-значимых станций от ВИЭ. Строительство новых блоков ТЭС нецелесообразно из-за значительного влияния на экологию.

5. Продолжать работы по развитию электроэнергетики от ВИЭ. Для электростанций от ВИЭ, которые работают на объединенную энергосистему, устанавливать источники маневренных мощностей, что обеспечит устойчивую работу в переходных режимах, совершенствовать систему диспетчерского управления. Необходимо продолжать работы по решению проблем экологии, которые могут возникать при использовании ВИЭ, в частности, по вопросу утилизации элементов установок, которые отработали установленный срок эксплуатации. Для энергообеспечения индивидуальных потребителей Украины целесообразно развивать солнечную и ветроэнергетику (мощностью до 100 кВт).

6. Возобновить исследования по использованию высокотемпературных сверхпроводников для создания электрооборудования (ТГ и других элементов энергосистемы) со сверхпроводящими обмотками.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Zvorykin A., Pioro I., Panchal R. Study on Current Status and Future Developments in Nuclear-Power Industry of Ukraine. *Proceedings of the 2016 24th International Conference on Nuclear Engineering. Volume 5: Student Paper Competition*. Charlotte, North Carolina, USA. June 26-30, 2016. V005T15A020. ASME. doi: <https://doi.org/10.1115/icone24-60336>.
2. *Renewables in Ukraine 2019. KPMG in Ukraine*. July 2019. 20 p. Режим доступу: <https://assets.kpmg/content/dam/kpmg/ua/pdf/2019/07/Renewables-in-Ukraine-2019.pdf> (Дата звернення: 12.03.2021).
3. Енергетична стратегія України на період до 2035 року «Безпека, енергоефективність, конкурентоспроможність». Міністерство енергетики України. Режим доступу: <http://mpe.kmu.gov.ua/minugol/control/uk/doccatalog/list?currDir=50358> (Дата звернення: 12.03.2021).
4. Лойко В.В., Лойко Д.М. Динаміка розвитку промисловості України як чинника забезпечення економічної безпеки національної економіки. *Вчені записки Університету «КРОК»*, 2019, № 4 (56), С. 176-184. doi: <https://doi.org/10.31732/2663-2209-2019-56-176-184>.
5. Енергетика України. Україна: щорічні втрати електроенергії в изношених сетях оцінюються в 20 млрд. грн, 2020. Режим доступу: <https://ukrenergy.dp.ua/2020/11/21/ukraina-ezhegodnye-poteri-elektroenergii-v-iznoshennyh-setyah-ocenivayutsya-v-20-mlrd-grn.html> (Дата звернення: 12.03.2021).
6. Lindh P.M., Petrov I., Semken R.S., Niemela M., Pyrhonen J.J., Aarniovuori L., Vaimann T., Kallaste A. Direct liquid cooling in low-power electrical machines: proof-of-concept. *IEEE*

- Transactions on Energy Conversion*, 2016, vol. 31, no. 4, pp. 1257-1266. doi: <https://doi.org/10.1109/tec.2016.2597059>.
7. Abegg K. The Growth of Turbogenerators. *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A, Mathematical and Physical Sciences*, 1973, vol. 275, no. 1248, pp. 51-67. Режим доступу: www.jstor.org/stable/74298 (Дата звернення: 12.03.2021).
8. Cho R. *Energy. The State of nuclear energy today – and what lies ahead*. Режим доступу: <https://news.columbia.edu/2020/11/23/nuclear-power-today-future/> (Дата звернення: 12.03.2021).
9. Шевченко В.В., Лутай С.Н. Роль кризисов в динамике развития мировой энергетики и теория циклического развития. *Научные труды Донецкого НТУ. Серия: «Электротехника и энергетика»*, 2013, №2 (15), С. 266-272. doi: <https://doi.org/10.5281/zenodo.2549796>.
10. IAEA. Country Nuclear Power Profiles. Ukraine, 2020. Режим доступу: <https://cnpp.iaea.org/countryprofiles/Ukraine/Ukraine.htm> (Дата звернення: 12.03.2021).
11. Marshall M. Theories of long waves: from Kondratieff to Mandel. *Long Waves of Regional Development. Critical Human Geography*, 1987. Palgrave, London. doi: https://doi.org/10.1007/978-1-349-18539-9_2.
12. U.S. Chamber of Commerce's Global Energy Institute, 2020. *International Index of Energy Security Risk. Assessing Risk in a Global Energy Market*. Режим доступу: https://www.globalenergyinstitute.org/sites/default/files/IESRI-Report_2020_4_20_20.pdf (Дата звернення: 12.03.2021).
13. World Energy Council, 2020. *World Energy Trilemma Index*. Режим доступу: <https://www.worldenergy.org/publications/entry/world-energy-trilemma-index-2020> (Дата звернення: 12.03.2021).
14. OECD, 2019. *State-Owned Enterprise Reform in the Hydrocarbons Sector in Ukraine*. OECD Publishing, 2018. Norwegian Ministry of Foreign Affairs. 67 p. Режим доступу: <http://www.oecd.org/corporate/SOE-Reform-in-the-Hydrocarbons-Sector-in-Ukraine-ENG.pdf> (Дата звернення: 12.03.2021).
15. Price L., Wang X., Yun J. The challenge of reducing energy consumption of the Top-1000 largest industrial enterprises in China. *Energy Policy*, 2010, vol. 38, no. 11, pp. 6485-6498. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enpol.2009.02.036>.
16. Шевченко В.В. Перспективы создания конкурентоспособных турбогенераторов ТЭС и АЭС. – Saarbrücken : LAP Lambert Academic Publishing, 2016. – 144 с.
17. Benkovskiy L. *Nuclear Energy System of Ukraine for near and medium term (2030-2035) and International Collaboration in developing sustainable NES of Ukraine*. National Nuclear Energy Generating Company of Ukraine «Energoatom» INPRO Dialogue Forum 11 «Roadmaps for a Transition to Globally Sustainable NES», 2015, IAEA, Vienna, Austria. Режим доступу: [https://nucleus.iaea.org/sites/INPRO/df1/Presentations/day3/session4\(benkovskiy\)fordf11last.pdf](https://nucleus.iaea.org/sites/INPRO/df1/Presentations/day3/session4(benkovskiy)fordf11last.pdf) (Дата звернення: 12.03.2021).
18. Будущее мировой электроэнергетики. Подготовка к новым возможностям и угрозам. Режим доступу: https://www2.deloitte.com/content/dam/Deloitte/ru/Documents/energy-resources/ru/The_future_of_global_power_sector_RUS.pdf (Дата звернення: 12.03.2021).
19. *Nuclear Power in Ukraine (Updated January 2021)*. Режим доступу: <https://www.world-nuclear.org/information-library/country-profiles/countries-t-z/ukraine.aspx> (Дата звернення: 12.03.2021).
20. *Paris Agreement. EU Action*. Режим доступу: https://ec.europa.eu/clima/policies/international/negotiations/paris_en (Дата звернення: 12.03.2021).
21. Zvorykin A., Pioro I., Fialko N. Electricity generation in the world and Ukraine: Current status and future developments. *Mechanics and Advanced Technologies*, 2017, no. 2 (80), pp. 5-24. doi: <https://doi.org/10.20535/2521-1943.2017.80.113757>.
22. *RG-N Series (Generators for Nuclear Power Plants)*. Режим доступу: <https://power.mhi.com/products/generators/lineup/rg-n> (Дата звернення: 12.03.2021).
23. Shevchenko V.V. The reform of the higher education of Ukraine in the conditions of the military-political crisis. *International Journal of Educational Development*, 2019, vol. 65, pp. 237-253. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijedudev.2018.08.009>.
24. *IAEA Releases New Projections for Nuclear Power Through 2050*. Vienna, Austria. Режим доступу: <https://www.iaea.org/newscenter/pressreleases/iaea-releases-new-projections-for-nuclear-power-through-2050> (Дата звернення: 12.03.2021).
25. Шевченко В.В., Масленников А.М. Структурно-логическая схема снижения массогабаритных параметров турбогенераторов. *Вісник Приазовського державного технічного університету. Серія: Технічні науки*, 2015, Вип. 30, Т. 2, С. 137-144. Режим доступу: http://journals.uran.ua/vestnikpgtu_tech/article/view/52736 (Дата звернення: 12.03.2021).
26. Атомная энергетика: 7 кандидатов в «ядерный клуб». Режим доступу: <https://www.skf.ru/press/news/item/4227408> (Дата звернення: 12.03.2021).
27. Шевченко В.В. К вопросу обеспечения конкурентоспособности отечественных турбогенераторов. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*, 2016, № 22 (98), С. 226-231. Режим доступу: <https://eltechs.op.edu.ua/index.php/journal/article/view/1398> (Дата звернення: 12.03.2021).
28. *7 Types of Renewable Energy: The Future of Energy*. Режим доступу: <https://justenergy.com/blog/7-types-renewable-energy-future-of-energy> (Дата звернення: 12.03.2021).
29. Мильх В.И., Полякова Н.В. Автоматизированные расчеты в программной среде FEMM динамики электромагнитных процессов турбогенераторов. *Електротехніка і електромеханіка*, 2015, № 6, С. 24-30. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2015.6.04>.
30. Минко А.Н., Шевченко В.В. Совершенствование теплообменных систем турбогенераторов с целью повышения их эффективности. *Проблемы региональной энергетики*, 2019, № 1 (39), С. 80-89. doi: <http://doi.org/10.5281/zenodo.2650425>.
31. Satake Y., Takahashi K., Waki T., Onoda M., Tanaka T. Development of large capacity turbine generators for thermal power plants. *Mitsubishi Heavy Industries Technical Review*, June 2015, vol. 52, no. 2, pp. 47-54. Режим доступу: https://power.mhi.com/randd/technical-review/pdf/index_14e.pdf (Дата звернення: 12.03.2021).
32. Shevchenko V.V. Influence of manufacturing quality of laminated core on a turbogenerator exploitation term. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2016, no. 4, pp. 28-33. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2016.4.04>.
33. Васильковский Ю.М., Мельник А.М. Электромагнитные виброизбуждающие силы турбогенератора в маневренных режимах работы. *Технічна електродинаміка*, 2016, № 2, С. 35-41. doi: <https://doi.org/10.15407/teched2016.02.035>.
34. Revuelta P.S., Litrán S.P., Thomas J.P. *Active power line conditioners: design, simulation and implementation for improving power quality*. Elsevier Inc., Academic Press, 2016. 436 p. doi: <https://doi.org/10.1016/C2014-0-02915-2>.
35. 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>.
36. Shevchenko V.V., Minko A.N., Strokous A.V. Analysis of electromagnetic vibration forces in the elements of the turbogenerator stator fastening to the case in non-nominal operation modes. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 5, pp. 29-33. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2018.5.05>.
37. *Northeast blackout of 1965*. Режим доступу: https://en.wikipedia.org/wiki/Northeast_blackout_of_1965 (Дата звернення: 12.03.2021).
38. Terao Y., Seta A., Ohsaki H., Oyori H., Morioka N. Lightweight design of fully superconducting motors for electrical aircraft propulsion systems. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2019, vol. 29, no. 5, pp. 1-5, art. no. 5202305. doi: <https://doi.org/10.1109/tasc.2019.2902323>.
39. Terao Y., Sekino M., Ohsaki H. Comparison of conventional and superconducting generator concepts for offshore wind turbines. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2013, vol. 23, no. 3, art. no. 5200904. doi: <https://doi.org/10.1109/TASC.2012.2237223>.

40. Shevchenko V.V., Shayda V.P., Pototsky D.V. Theoretical and practical directions for the turbogenerators creation, taking into account the electric power industry development. *Proceedings of the 9th International scientific and practical conference «Fundamental and applied research in the modern world»* (USA, Boston, April 14-16, 2021). USA, BoScience Publisher, 2021, pp. 110-118. doi: <https://doi.org/10.5281/zenodo.4818355>.

41. Chowdhury M.S., Rahman K.S., Chowdhury T., Nuthammachot N., Techato K., Akhtaruzzaman M., Tiong S.K., Sopian K., Amin N. An overview of solar photovoltaic panels' end-of-life material recycling. *Energy Strategy Reviews*, 2020, vol. 27, art. no. 100431. doi: <https://doi.org/10.1016/j.esr.2019.100431>.

42. *Energy. What materials are used to make wind turbines?* Режим доступу: https://www.usgs.gov/faqs/what-materials-are-used-make-wind-turbines?qt-news_science_products=0#qt-news_science_products (Дата звернення: 12.03.2021).

43. *Understanding your solar panel payback period*. 31 August, 2020. Режим доступу: <https://moxiesolar.com/2020/08/31/https-moxiesolar-com-blog-understanding-your-solar-panel-payback-period> (Дата звернення: 12.03.2021).

REFERENCES

1. Zvorykin A., Pioro I., Panchal R. Study on Current Status and Future Developments in Nuclear-Power Industry of Ukraine. *Proceedings of the 2016 24th International Conference on Nuclear Engineering, Volume 5: Student Paper Competition*. Charlotte, North Carolina, USA. June 26-30, 2016. V005T15A020. ASME. doi: <https://doi.org/10.1115/icon24-60336>.

2. *Renewables in Ukraine 2019. KPMG in Ukraine*. July 2019. 20 p. Available at: <https://assets.kpmg/content/dam/kpmg/ua/pdf/2019/07/Renewables-in-Ukraine-2019.pdf> (accessed 12.03.2021).

3. *Energy strategy of Ukraine for the period up to 2035 «Security, energy efficiency, competitiveness»*. Ukraine Ministry of Energy. (Ukr). Available at: <http://mpe.kmu.gov.ua/minugol/control/uk/doccatalog/list?currDir=50358> (accessed 12.03.2021).

4. Loiko V.V., Loiko D.M. Dynamics of Ukraine industry development as an integrated provision of economic security of national economy. *Scientific Notes of «KROK» University*, 2019, no. 4 (56), pp. 176-184. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.31732/2663-2209-2019-56-176-184>.

5. *Energy of Ukraine. Ukraine: annual electricity losses in worn-out networks are estimated at UAH 20 billion*. (Rus). Available at: <https://ukrenergy.dp.ua/2020/11/21/ukraina-ezhagodnye-poteri-elektroenergii-v-iznoshennyh-setyah-ocenivayutsya-v-20-mlrd-gm.html> (accessed 12.03.2021).

6. Lindh P.M., Petrov I., Semken R.S., Niemela M., Pyrhonen J.J., Aarniovuori L., Vaimann T., Kallaste A. Direct liquid cooling in low-power electrical machines: proof-of-concept. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2016, vol. 31, no. 4, pp. 1257-1266. doi: <https://doi.org/10.1109/tec.2016.2597059>.

7. Abegg K. The Growth of Turbogenerators. *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A, Mathematical and Physical Sciences*, 1973, vol. 275, no. 1248, pp. 51-67. Available at: www.jstor.org/stable/74298 (accessed 12.03.2021).

8. Cho R. *Energy. The State of nuclear energy today – and what lies ahead*. Available at: <https://news.climate.columbia.edu/2020/11/23/nuclear-power-today-future/> (accessed 12.03.2021).

9. Shevchenko V.V., Lutai S.N. The role of crises in the world energy development dynamics and the theory of cyclical development. *Scientific papers of Donetsk National Technical University. Series: Electrical and Power Engineering*, 2013, no. 2 (15), pp. 266-272. (Rus). doi: <https://doi.org/10.5281/zenodo.2549796>.

10. IAEA. Country Nuclear Power Profiles. Ukraine, 2020. Available at: <https://cnpp.iaea.org/countryprofiles/Ukraine/Ukraine.htm> (accessed 12.03.2021).

11. Marshall M. Theories of long waves: from Kondratieff to Mandel. *Long Waves of Regional Development. Critical Human Geography*, 1987. Palgrave, London. doi: https://doi.org/10.1007/978-1-349-18539-9_2.

12. U.S. Chamber of Commerce's Global Energy Institute, 2020. *International Index of Energy Security Risk. Assessing Risk in a Global Energy Market*. Available at: https://www.globalenergyinstitute.org/sites/default/files/IESRI-Report_2020_4_20_20.pdf (accessed 12.03.2021).

13. World Energy Council, 2020. *World Energy Trilemma Index*. Available at: <https://www.worldenergy.org/publications/entry/world-energy-trilemma-index-2020> (accessed 12.03.2021).

14. OECD, 2019. *State-Owned Enterprise Reform in the Hydrocarbons Sector in Ukraine*. OECD Publishing, 2018. Norwegian Ministry of Foreign Affairs. 67 p. Available at: <http://www.oecd.org/corporate/SOE-Reform-in-the-Hydrocarbons-Sector-in-Ukraine-ENG.pdf> (accessed 12.03.2021).

15. Price L., Wang X., Yun J. The challenge of reducing energy consumption of the Top-1000 largest industrial enterprises in China. *Energy Policy*, 2010, vol. 38, no. 11, pp. 6485-6498. doi: <https://doi.org/10.1016/j.enpol.2009.02.036>.

16. Shevchenko V.V. *Prospects for the creation of competitive turbogenerators for TPP and NPP*. Saarbrücken, LAP Lambert Academic Publishing, 2016. 144 p. (Rus).

17. Benkovskiy L. *Nuclear Energy System of Ukraine for near and medium term (2030-2035) and International Collaboration in developing sustainable NES of Ukraine*. National Nuclear Energy Generating Company of Ukraine «Energoatom» INPRO Dialogue Forum 11 «Roadmaps for a Transition to Globally Sustainable NES», 2015, IAEA, Vienna, Austria. Available at: [https://nucleus.iaea.org/sites/INPRO/df11/Presentations/day3/session4/\(benkovskiy\)for_df11_last.pdf](https://nucleus.iaea.org/sites/INPRO/df11/Presentations/day3/session4/(benkovskiy)for_df11_last.pdf) (accessed 12.03.2021).

18. *The future of the global electric power industry. Preparing for new opportunities and threats*. Available at: https://www2.deloitte.com/content/dam/Deloitte/ru/Documents/energy-resources/ru/The_future_of_global_power_sector_RUS.pdf (accessed 12.03.2021).

19. *Nuclear Power in Ukraine (Updated January 2021)*. Available at: <https://www.world-nuclear.org/information-library/country-profiles/countries-t-z/ukraine.aspx> (accessed 12.03.2021).

20. *Paris Agreement. EU Action*. Available at: https://ec.europa.eu/clima/policies/international/negotiations/paris_en (accessed 12.03.2021).

21. Zvorykin A., Pioro I., Fialko N. Electricity generation in the world and Ukraine: Current status and future developments. *Mechanics and Advanced Technologies*, 2017, no. 2 (80), pp. 5-24. doi: <https://doi.org/10.20535/2521-1943.2017.80.113757>.

22. *RG-N Series (Generators for Nuclear Power Plants)*. Available at: <https://power.mhi.com/products/generators/lineup/rg-n> (accessed 12.03.2021).

23. Shevchenko V.V. The reform of the higher education of Ukraine in the conditions of the military-political crisis. *International Journal of Educational Development*, 2019, vol. 65, pp. 237-253. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijedudev.2018.08.009>.

24. *IAEA Releases New Projections for Nuclear Power Through 2050*. Vienna, Austria. Available at: <https://www.iaea.org/newscenter/pressreleases/iaea-releases-new-projections-for-nuclear-power-through-2050> (accessed 12.03.2021).

25. Shevchenko V.V., Maslennikov A.M. The scheme to reduce turbo-generator mass and dimensions. *Reporter of the Priazovskiy State Technical University. Section: Technical sciences*, 2015, no. 30, vol. 2, pp. 137-144. (Rus). Available at: http://journals.uran.ua/vestnikpgtu_tech/article/view/52736 (accessed 12.03.2021).

26. *Nuclear power: 7 candidates for the «Nuclear Club»*. (Rus). Available at: <https://www.skf.ru/press/news/item/4227408> (accessed 12.03.2021).

27. Shevchenko V.V. To issue of ensuring of competitiveness of domestic turbogenerators. *Electrotechnic and Computer Systems*, 2016, no. 22 (98), pp. 226-231. (Rus). Available at: <https://eltecs.op.edu.ua/index.php/journal/article/view/1398> (accessed 12.03.2021).

28. *7 Types of Renewable Energy: The Future of Energy*. Available at: <https://justenergy.com/blog/7-types-renewable-energy-future-of-energy> (accessed 12.03.2021).

29. Milykh V.I., Polyakova N.V. Automated calculations of the dynamics of turbogenerator electromagnetic processes in software environment FEMM. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2015, no. 6, pp. 24-30. (Rus). doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2015.6.04>.
30. Minko A.N., Shevchenko V.V. Improving heat exchange systems of turbogenerators for increase of their efficiency. *Problemele Energeticii Regionale*, 2019, no. 1 (39), pp. 80-89. (Rus). doi: <http://doi.org/10.5281/zenodo.2650425>.
31. Satake Y., Takahashi K., Waki T., Onoda M., Tanaka T. Development of large capacity turbine generators for thermal power plants. *Mitsubishi Heavy Industries Technical Review*, June 2015, vol. 52, no. 2, pp. 47-54. Available at: https://power.mhi.com/randd/technical-review/pdf/index_14e.pdf (accessed 12.03.2021).
32. Shevchenko V.V. Influence of manufacturing quality of laminated core on a turbogenerator exploitation term. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2016, no. 4, pp. 28-33. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2016.4.04>.
33. Vaskovskiy Yu.M., Melnyk A.M. The electromagnetic vibration disturbing forces of turbogenerator in maneuverable operating conditions. *Technical Electrodynamics*, 2016, no. 2, pp. 35-41. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.02.035>.
34. Revuelta P.S., Litrán S.P., Thomas J.P. *Active power line conditioners: design, simulation and implementation for improving power quality*. Elsevier Inc., Academic Press, 2016. 436 p. doi: <https://doi.org/10.1016/C2014-0-02915-2>.
35. 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>.
36. Shevchenko V.V., Minko A.N., Strokous A.V. Analysis of electromagnetic vibration forces in the elements of the turbogenerator stator fastening to the case in non-nominal operation modes. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 5, pp. 29-33. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2018.5.05>.
37. *Northeast blackout of 1965*. Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/Northeast_blackout_of_1965 (accessed 12.03.2021).
38. Terao Y., Seta A., Ohsaki H., Oyori H., Morioka N. Light-weight design of fully superconducting motors for electrical aircraft propulsion systems. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2019, vol. 29, no. 5, pp. 1-5, art. no. 5202305. doi: <https://doi.org/10.1109/tasc.2019.2902323>.
39. Terao Y., Sekino M., Ohsaki H. Comparison of conventional and superconducting generator concepts for offshore wind turbines. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2013, vol. 23, no. 3, art. no. 5200904. doi: <https://doi.org/10.1109/TASC.2012.2237223>.
40. Shevchenko V.V., Shayda V.P., Pototsky D.V. Theoretical and practical directions for the turbogenerators creation, taking into account the electric power industry development. *Proceedings of the 9th International scientific and practical conference «Fundamental and applied research in the modern world»* (USA, Boston, April 14-16, 2021). USA, BoScience Publisher, 2021, pp. 110-118. doi: <https://doi.org/10.5281/zenodo.4818355>.
41. Chowdhury M.S., Rahman K.S., Chowdhury T., Nuthammachot N., Techato K., Akhtaruzzaman M., Tiong S.K., Sopian K., Amin N. An overview of solar photovoltaic panels' end-of-life material recycling. *Energy Strategy Reviews*, 2020, vol. 27, art. no. 100431. doi: <https://doi.org/10.1016/j.esr.2019.100431>.
42. *Energy. What materials are used to make wind turbines?* Available at: https://www.usgs.gov/faqs/what-materials-are-used-make-wind-turbines?qt-news_science_products=0#qt-news_science_products (accessed 12.03.2021).
43. *Understanding your solar panel payback period*. 31 August, 2020. Available at: <https://moxiesolar.com/2020/08/31/https-moxiesolar-com-blog-understanding-your-solar-panel-payback-period> (accessed 12.03.2021).

Шевченко Валентина Владимировна¹, д.т.н., доц.,
Минко Александр Николаевич², к.т.н.,
Milan Dimov³, PhD,
¹Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2,
e-mail: zurbagan8454@gmail.com (Corresponding author)
²Научно-производственная компания
с ограниченной ответственностью «Экополимер»,
61072, Харьков, ул. Тобольская, 42-а,
e-mail: alexandr.minko@i.ua
³Trakia University,
8600 Yambol, Bulgaria,
e-mail: milendimov@protonmail.ch

V.V. Shevchenko¹, A.N. Minko², M. Dimov³
¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.
²Research and Production Company with Limited Liability
«Ecopolymer»,
42-a, Tobolska Str., Kharkiv, 61072, Ukraine.
³Trakia University,
8600 Yambol, Bulgaria.

Improvement of turbogenerators as a technical basis for ensuring the energy independence of Ukraine.

The paper defines the directions of improving turbogenerators as the basis for ensuring the energy independence of Ukraine. The analysis of the state, problems and prospects for the development of modern electric power industry. **Goal of the work** is to identify promising directions for sustainable development of the national electric power industry in order to ensure energy security of Ukraine, to conduct a comparative analysis of electricity sources, to confirm the need to improve the main sources – turbogenerators. **Methodology**. During the research, an analytical analysis of the electricity sources, which are installed at power plants in Ukraine and the world, was carried out, taking into account the growth of the planet's population and its energy activity. Cyclic theory was chosen as the theoretical basis for forecasting. On the basis of this theory, global development trends, advantages and disadvantages of currently used sources of electricity - thermal (including nuclear) power plants and stations that operate from renewable energy sources - have been established. A review of literary sources on the methods of the energy sector forecasting the development, including the development of the energy sector in Ukraine, has been carried out. **Originality**. It has been established that due to the active growth of the planet's population, with the increase in its energy activity, obtaining electricity from renewable energy sources is not enough, that for the next 20-30 years nuclear power plants will be the main sources of electricity. The internal and external threats to the energy security of Ukraine, directions of development of turbogenerator construction, ways to improve turbogenerators, to increase their energy efficiency, power per unit of performance, to increase the readiness and maneuverability factors, and overload capacity have been identified. **Practical significance**. The need to continue the modernization and improvement of the turbogenerators of nuclear power plant units, as the main sources of electricity, has been proved. The directions of their improvement are established: increasing the power in the established sizes, making changes to the design of the turbogenerators inactive elements, replacing the cooling agent to keep Ukrainian turbogenerators at the world level, improving auxiliary systems, improving and increasing the reliability of the excitation system, introduction of automatic systems for monitoring the state turbogenerators. Possible limits of use, advantages, disadvantages and problems of using renewable energy sources for Ukraine have been established. References 43, tables 3, figures 5.

Key words: electric power industry, energy independence, turbogenerator, energy saving, ecology, technical diagnostics, weight and size indicators, power increase, renewable energy sources.

H. Benbouhenni, A. Driss, S. Lamdani

INDIRECT ACTIVE AND REACTIVE POWERS CONTROL OF DOUBLY FED INDUCTION GENERATOR FED BY THREE-LEVEL ADAPTIVE-NETWORK-BASED FUZZY INFERENCE SYSTEM – PULSE WIDTH MODULATION CONVERTER WITH A ROBUST METHOD BASED ON SUPER TWISTING ALGORITHMS

Aim. This paper presents the minimization of reactive and active power ripples of doubly fed induction generators using super twisting algorithms and pulse width modulation based on neuro-fuzzy algorithms. **Method.** The main role of the indirect active and reactive power control is to regulate and control the reactive and active powers of doubly fed induction generators for variable speed dual-rotor wind power systems. The indirect field-oriented control is a classical control scheme and simple structure. Pulse width modulation based on an adaptive-network-based fuzzy inference system is a new modulation technique; characterized by a simple algorithm, which gives a good harmonic distortion compared to other techniques. **Novelty.** adaptive-network-based fuzzy inference system-pulse width modulation is proposed. Proposed modulation technique construction is based on traditional pulse width modulation and adaptive-network-based fuzzy inference system to obtain a robust modulation technique and reduces the harmonic distortion of stator current. We use in our study a 1.5 MW doubly-fed induction generator integrated into a dual-rotor wind power system to reduce the torque, current, active power, and reactive power ripples. **Results.** As shown in the results figures using adaptive-network-based fuzzy inference system-pulse width modulation technique ameliorate effectiveness especially reduces the reactive power, torque, stator current, active power ripples, and minimizes harmonic distortion of current (0.08 %) compared to classical control. References 22, tables 4, figures 30.

Key words: doubly fed induction generators, pulse width modulation, neuro-fuzzy algorithms, indirect field-oriented control.

Мета У статті представлено мінімізацію пульсацій реактивної та активної потужності асинхронних генераторів подвійного живлення з використанням алгоритмів суперскрутки та широтно-імпульсної модуляції на основі нейро-нечітких алгоритмів. **Метод.** Основна роль непрямого управління активною та реактивною потужністю полягає у керуванні та регулюванні реактивної та активної потужностей асинхронних генераторів з подвійним живленням для вітроенергетичних систем з подвійним ротором змінної швидкості. Непряме керування, орієнтоване на поле, - це класична схема керування та проста структура. Широтно-імпульсна модуляція, заснована на системі нечітких висновків на основі адаптивної мережі, є новим методом модуляції; характеризується простим алгоритмом, який дає гарні гармонічні спотворення порівняно з іншими методами. **Новизна.** Пропонується адаптивна мережа на основі нечіткого висновку із широтно-імпульсною модуляцією. Запропонована побудова методу модуляції базується на традиційній широтно-імпульсній модуляції та системі нечітких висновків на основі адаптивних мереж для отримання надійного методу модуляції та зменшення гармонічних спотворень струму статора. У нашому дослідженні ми використовуємо асинхронний генератор з подвійним живленням потужністю 1,5 МВт, інтегрований у вітроенергетичну систему з подвійним ротором, щоб зменшити пульсації крутного моменту, струму, активної потужності та реактивної потужності. **Результати.** Як показано на рисунках з результатами, використання методу широтно-імпульсної модуляції на основі нечітких висновків системи адаптивних мереж покращує ефективність, особливо зменшує реактивну потужність, крутний момент, струм статора, пульсації активної потужності, та мінімізує гармонійне спотворення струму (0,08 %) порівняно з класичним керуванням. Бібл. 22, табл. 4, рис. 30.

Ключові слова: асинхронні генератори з подвійним живленням, широтно-імпульсна модуляція, нейро-нечіткі алгоритми, непряме керування, орієнтоване на поле.

Introduction. In recent years, the traditional pulse width modulation (PWM) technique has drawn much attention from industry and research groups. The main advantages of the traditional PWM technique are its ease of implementation and simple algorithm compared to space vector modulation (SVM). But, this strategy gives more harmonic distortion of voltage and electromagnetic torque ripples. To overcome the drawbacks of the traditional PWM technique, a fuzzy PWM strategy has been presented [1, 2]. In the fuzzy PWM strategy, the hysteresis comparators are replaced by the fuzzy controllers. This proposed strategy minimized the harmonic distortion of voltage compared to the classical PWM technique. In [3], the authors proposed the use of a PWM technique with a neural algorithm applied to the doubly fed induction generators (DFIG) drive, where the hysteresis comparators are replaced by neural algorithms. The simulation results show that the neural PWM technique is better than the classical PWM strategy in terms of reducing the harmonic distortion of voltage and torque ripples. In [4, 5], the fuzzy PWM strategy reduced

the harmonic distortion of voltage compared to SVM and neural SVM techniques.

Recently, the Indirect Active and Reactive Powers Control (IARPC) method has been widely used for the control of AC machines. IARPC, based on classical PI controllers, has attracted a lot of research control machines for the last two decades. The IARPC method is one of the most used control techniques for wind power. This technique is simple algorithms. This technique is similar to field-oriented control (FOC). In [6], the authors proposed the use of an IARPC method with the neural SVM technique. In [7], an IARPC command based on a two-level fuzzy SVM technique has been proposed. The simulation results show that the IARPC control with fuzzy SVM strategy is better than traditional IARPC with classical SVM strategy in terms of minimizing the torque and active power ripples. In [8], a modified IARPC control scheme was proposed based on neuro-fuzzy algorithms with SVM strategy, where PI regulators were replaced by four controllers based on neuro-fuzzy

algorithms. In [9], the IARPC control is the robust control compared to the direct active and reactive powers control (DARPC) of DFIG. IARPC control and three-level SVM techniques are combined to reduce the torque, active and reactive power ripples of the DFIG [10].

The aim of this paper is the reduces the active and reactive power ripples and improve the effectiveness of the indirect active and reactive powers control using the proposed pulse width modulation technique and super twisting algorithms (STA) for doubly fed induction generators based dual-rotor wind turbine (DRWT) system under variable speed wind and also to minimize fluctuations in current, active power, torque, and reactive power.

In this work, the IARPC with STA controllers and three-level Adaptive-Network-based Fuzzy Inference System – Pulse Width Modulation (ANFIS-PWM) technique has been considered. The original contribution of this work is the application of the STA controllers and three-level ANFIS-PWM technique in the IARPC method with a DFIG-based DRWT system. The proposed method is compared with a classical IARPC control. The simulation results validate that the STA-IARPC with ANFIS-PWM technique reduced the torque, active and reactive powers ripples of the DFIG-based DRWT systems.

Three-level ANFIS-PWM technique. The classical PWM technique goal is to control the three-level inverter. In the three-level PWM technique, six hysteresis comparators were used. The PWM technique, which is designed to control the classical three-level converter, is shown in Fig. 1. PWM techniques are widely used as front-end converters in electronic drives. The advantage of a classical three-level PWM technique is a simple modulation scheme and easy to implement compared to the SVM strategy. Its application has been in electronic drives and controls. But this technique gives more harmonic distortion of voltage and electromagnetic torque of AC machine drive.

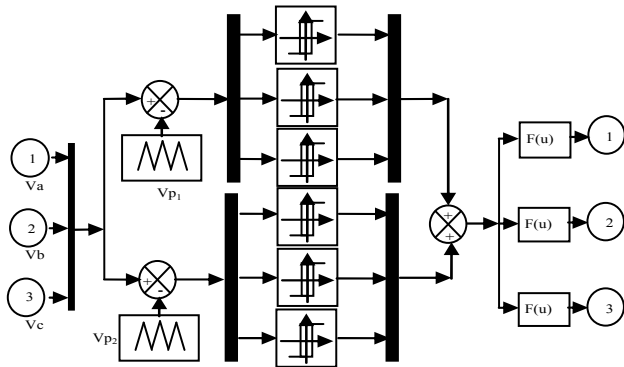


Fig. 1. The classical three-level PWM strategy

In order to improve the classical three-level PWM performances, complimentary use of the ANFIS algorithm is proposed. The principle of the three-level ANFIS-PWM technique is similar to the classical three-level PWM technique. The difference is using the ANFIS algorithm to replace the classical hysteresis comparators. Figure 2 shows the principle of the ANFIS-PWM strategy of a three-level inverter. Major advantages of proposed PWM techniques are as follows: minimized active and reactive powers ripples, a simple algorithm, and robust strategy. On the other hand, voltage space vectors generated by the

three-level inverter in the coordinate system $\alpha\beta$ are shown in Fig. 3, there are a totally of 27 vectors: 25 active vectors and three zero vectors in $\alpha\beta$ coordinate systems. In this work, the modulation method with the use of 6 controllers from the same technique has been applied.

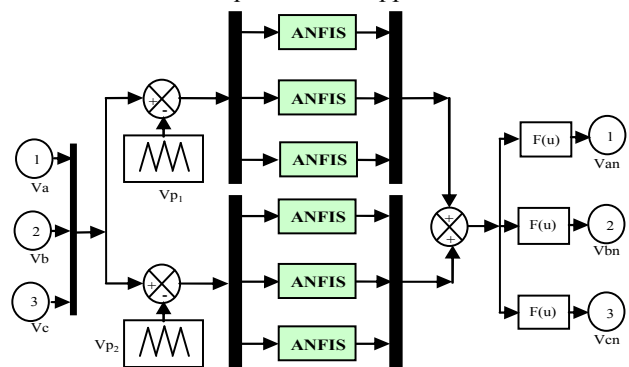


Fig. 2. The three-level ANFIS-PWM strategy

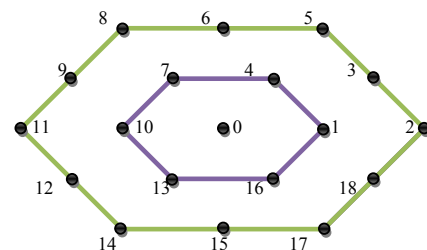


Fig. 3. Voltage space vectors generated by three-level inverter in the coordinate system $\alpha\beta$

The schematic diagram of the ANFIS regulator is given in Fig. 4. Membership functions in triangular shape are shown in Fig. 5. The rule base of the ANFIS is shown in Table 1.

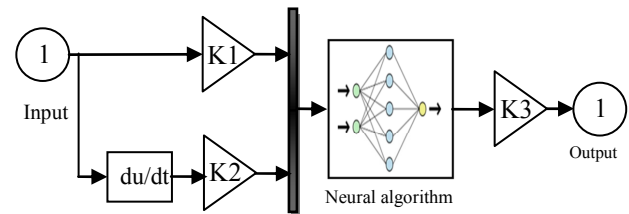


Fig. 4. Block diagram of the ANFIS algorithm

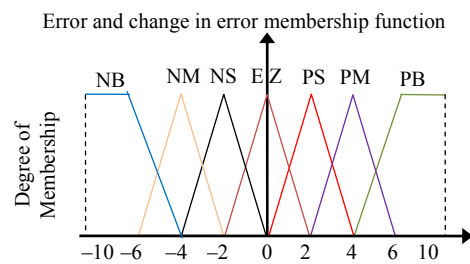


Fig. 5. Membership functions

ANFIS rules of the hysteresis comparators

| Δe | e | NB | NM | NS | EZ | PS | PM | PB |
|------------|-----|----|----|----|----|----|----|----|
| NB | | NB | NB | NB | NB | NM | NS | EZ |
| NM | | NB | NB | NB | NM | NS | EZ | PS |
| NS | | NB | NB | NM | NS | EZ | PS | PM |
| EZ | | NB | NM | NS | EZ | PS | PM | PB |
| PS | | NM | NS | EZ | PS | PM | PB | PB |
| PM | | NS | EZ | PS | PM | PB | PB | PB |
| PB | | EZ | PS | PM | PB | PB | PB | PB |

Table 1

ANFIS algorithms were originally introduced in 1993 [11], the advantage of an ANFIS algorithm is a simple method and robust. This regulator has combined the advantages of the fuzzy and neural controllers. In order to make the ANFIS algorithm, we used the conventional neural network with Conjugate Gradient with Beale-Powell Restarts algorithm. In MATLAB software, `traincgb` is the word we use to accomplish this algorithm.

The schematic diagram of the neural regulator of the ANFIS algorithm is shown in Fig. 6.

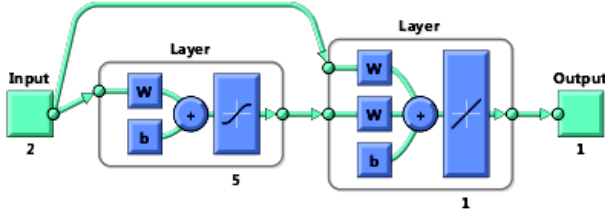


Fig. 6. Schematic diagram of the neural regulator

The neural controllers consist of an input layer, two hidden layers, and an output layer. The parameters of the neural regulator for the ANFIS algorithms are shown in Table 2.

Table 2

Parameters of the neural regulator

| Parameters | Values |
|---|---|
| Training | Conjugate Gradient with Beale-Powell Restarts (<code>traincgb</code>) |
| TrainParam.Lr | 0.05 |
| TrainParam.goal | 0 |
| Performances | Mean Squard Error (mse) |
| TrainParam.mu | 0.8 |
| Number of input layer | 1 |
| Number of neurons for input layer | 2 |
| TrainParam.epochs | 300 |
| Number of output layer | 1 |
| Number of neurons for output layer | 1 |
| TrainParam.show | 50 |
| derivative | Default (default deriv) |
| Number of hidden layer | 1 |
| Number of neurons for hidden layer | 5 |
| Coeff of acceleration of convergence (mc) | 0.8 |
| Functions of activation | Tensing, Purling, <code>traincgb</code> |

Figure 7 shows the neural network training performance of the ANFIS algorithm of the PWM technique by using the conjugate gradient with the Beale-Powell restarts algorithm.

IARPC strategy. The IARPC algorithm was originally introduced in the 1970s [12]. The IARPC strategy goal is to control the reactive and active powers of the DFIG-based DRWT systems (Fig. 8)

$$\psi_{qs} = 0, \quad \psi_{ds} = \psi_s, \quad (1)$$

$$V_{qs} = 0, \quad V_{ds} = \omega_s \psi_s. \quad (2)$$

$$\begin{cases} I_{ds} = -\frac{M}{L_s} I_{dr} + \frac{\psi_s}{L_s}; \\ I_{qs} = -\frac{M}{L_s} I_{qr}. \end{cases} \quad (3)$$

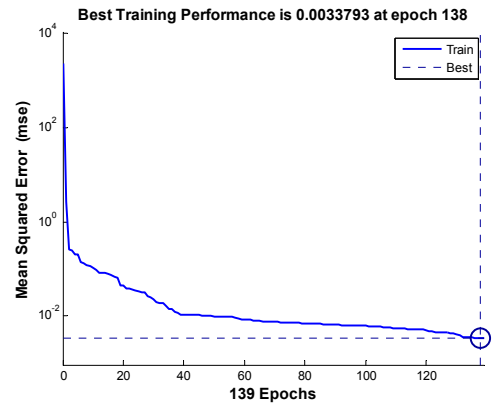


Fig. 7. Training performance

The expression of the rotor voltages are:

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} - w_r \cdot (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot I_{qr}; \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + w_r \cdot (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot I_{dr} + g \cdot \frac{M \cdot V_s}{L_s}. \end{cases} \quad (4)$$

The expression of the rotor fluxes and powers becomes:

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) I_{dr} + \frac{M \cdot V_s}{L_s \cdot w_s}; \\ \Psi_{qr} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) I_{qr}. \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} \frac{\omega_s \psi_s M}{L_s} I_{qr}; \\ Q_s = -\frac{3}{2} \left(\frac{\omega_s \psi_s M}{L_s} I_{dr} - \frac{\omega_s \psi_s^2}{L_s} \right). \end{cases} \quad (6)$$

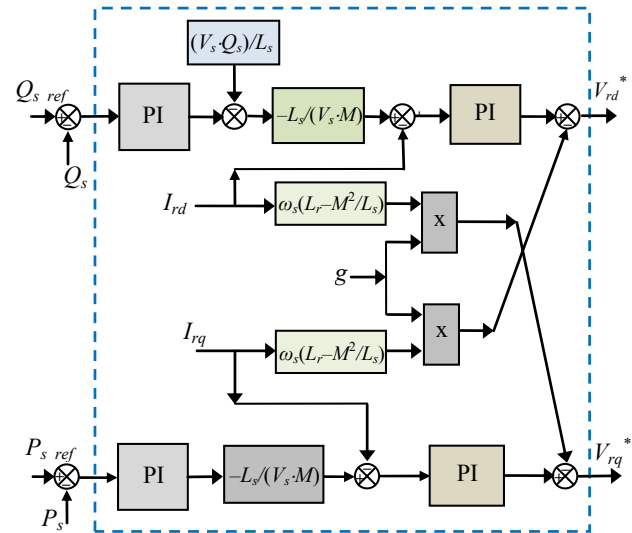


Fig. 8. Structure of the IARPC strategy

The IARPC strategy of a three-phase DFIG-based DRWT system with PWM technique is shown in Fig. 9.

STA-IARPC method with ANFIS-PWM technique. The main objective of using the STA-IARPC method is to develop a robust control of active and reactive powers of the DFIG-based DRWT system. In our

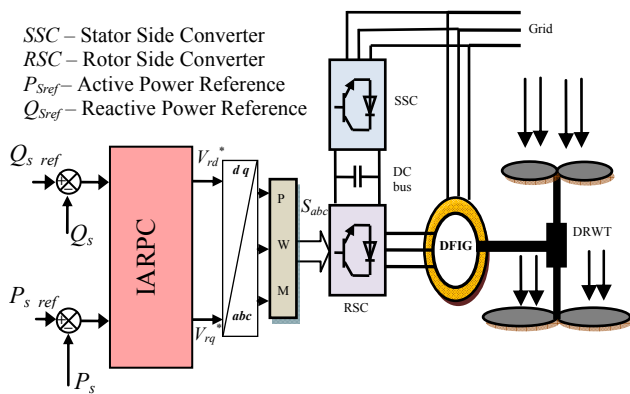


Fig. 9. IARPC strategy of the DFIG

system, the reactive and active powers are respectively controlled by V_{dr} and V_{qr} .

In the aim to design an advanced IARPC method with very small active and reactive powers undulations and without harmonic distortion of current, in our work, we suggest employing a new IARPC method based on a three-level ANFIS-PWM technique and STA algorithms for a DFIG-based DRWT system. This is for essential objects, including minimizing torque ripple and improving active and reactive power quality provided to the grid.

Since the STA algorithm generalizes the basic second-order sliding mode control design by integrating second-order derivatives of the sliding variable. This strategy is proposed by Levant in 1993 [13]. The STA algorithms have gained importance in the recent past due to their fast response and superior control characteristics. The STA algorithm maintains the advantages of the classical sliding mode control. This algorithm eliminated the phenomena of chattering compared to the classical sliding mode control strategy. In [14], the authors suggest the use of a direct torque and flux control (DTFC) with the STA algorithm employed to DFIG drive. A neural STA regulator was designed to improve the DTFC control of DFIG [15]. Fuzzy controller and STA algorithm are combined to reduce the torque ripple of DFIG controlled by DTFC control [16]. ANFIS-STA algorithm is proposed to reduce the harmonic distortion and electromagnetic torque ripple of DFIG [17]. In [18], direct field-oriented control (DFOC) was proposed based on the STA algorithm with the SVM strategy. The experimental results show that the DFOC with the STA algorithm is the robust control compared to the classical DFOC strategy. In [19], direct reactive and active power control (DRAPC) strategy based on the STA algorithm has been proposed. In [20], a modified DRAPC strategy was proposed based on the neural STA algorithm with a two-level SVM technique, where the PI regulators are replaced by the neural STA algorithms. However, active and reactive power ripples are considered the main drawback of the conventional DRAPC method. In [21], the authors proposed the use of a DRAPC with an ANFIS-STA algorithm applied to the DFIG-based wind turbine.

The output signal from the STA regulator is comparable with the control signal obtained from linear

PI regulators. The mathematical model of the STA regulator can be written as follows [22]:

$$\begin{cases} u = K_p |S|^r \operatorname{sgn}(S) + u_1; \\ \frac{du_1}{dt} = K_i \operatorname{sgn}(S). \end{cases} \quad (15)$$

where S is the switching function determined for the STA regulator; r is the exponent defined for the STA regulator; K_i and K_p are the coefficients of the integral and proportional parts of the STA regulator, respectively.

The schematic diagram of the STA regulator is presented in Fig. 10.

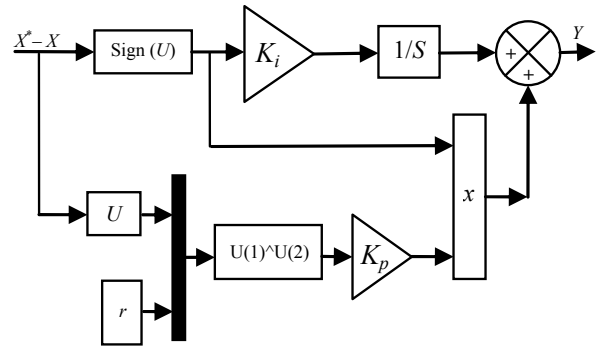


Fig. 10. Schematic diagram of the STA regulator

Compared with the traditional IARPC strategy, the STA-IVC with three-level ANFIS-PWM technique ensures diverse advantages such as the reduction of torque ripple, harmonic distortion of current/voltage, active power ripples. Furthermore, it keeps the robust control, a simple method of control with almost no changes in the basic structure of the IARPC strategy. The IARPC strategy of a three-phase DFIG-based DRWT system with the application of the classical STA regulators and ANFIS-PWM technique is shown in Fig. 11.

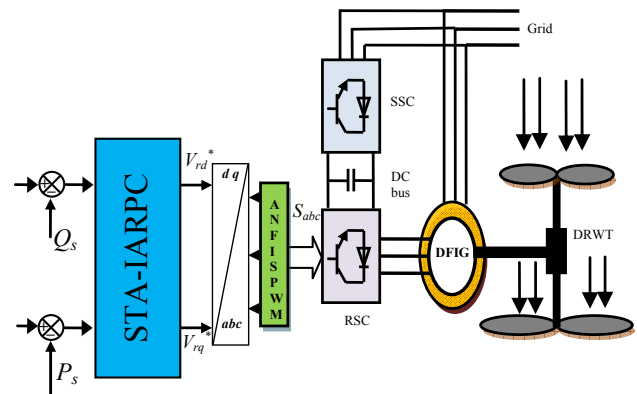


Fig. 11. IARPC strategy of the DFIG with the application of STA algorithm and ANFIS-PWM technique

In this control strategy, the reactive and active powers are controlled by the four STA regulators (Fig. 12).

Simulation results. The DFIG used in this work is a 1.5 MW, 380/690 V, 50 Hz, a machine whose nominal parameters are reported in Table 3. Both control schemes classical IARPC and proposed control are simulated and compared in terms of reference tracking, robustness against machine parameter variations, and current harmonics distortion. The simulations are lead with the MATLAB software.

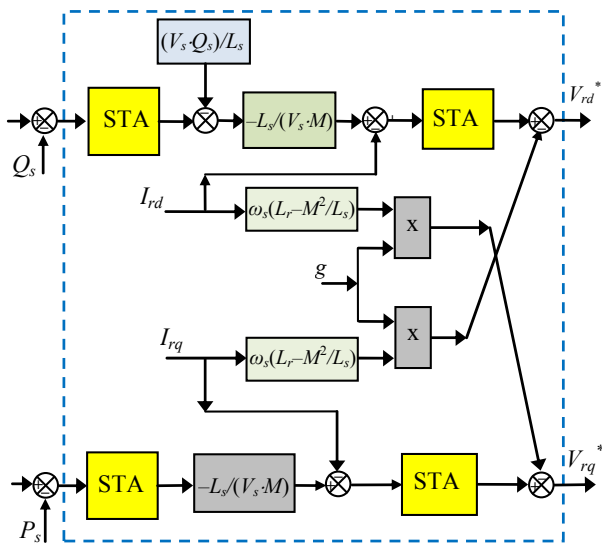


Fig. 12. Structure of the STA-IARPC strategy

Table 3
Parameters of the simulated DFIG

| | |
|-------------------------|--------|
| P_{n2} , MW | 1.5 |
| V_{n2} , V | 380 |
| p | 2 |
| R_s , Ω | 0.012 |
| R_r , Ω | 0.021 |
| L_s , H | 0.0137 |
| L_r , H | 0.0136 |
| L_m , H | 0.0135 |
| J , kg·m ² | 1000 |
| f_{rs} , Nm·s/rad | 0.0024 |
| f_s , Hz | 50 |

First test. The objective of this test is to study the behavior of both IARPC strategies while the DFIG's speed is considered maintained at its nominal value. Figures 15-18 show the obtained simulation results. The simulation waveforms of the reference and measured active power of the DFIG are shown in Fig. 15. To compare the performance of the proposed control with the performance of the classical IARPC command with the traditional PWM technique. At the load condition, the reactive power becomes identified as the load active power. On the other hand, these waveforms demonstrate that the analyzed STA algorithm allows obtaining control signal with the waveforms similar to the output signals from linear PI regulators. It can be seen that the active power is controlled properly at the given reference value.

The trajectory of the estimated of reactive power for the proposed control schemes is shown in Fig. 16. It can be stated that the reactive power is controlled properly at the nominal value.

The simulation waveform of all electromagnetic torque of the DFIG for the considered control system is shown in Fig. 17. The amplitude of the electromagnetic torque depend on the value of the load active power.

The simulation waveform of all stator phase currents of DFIG for the considered control system is shown in Fig. 18. The amplitude of the stator currents depends on the state of the drive system and the value of the load active and reactive powers. On the other hand, Fig. 13, 14 show the harmonic spectrum of the stator current of the

DFIG-based DRWT system for the classical IARPC and proposed control strategy. It can be observed that the THD value is minimized for a proposed control (0.08 %) when compared to classical IARPC with a three-level PWM strategy (0.47 %).

The response time of the torque, reactive and active powers for both methods are shown in Table 4. It can be stated that the proposed control minimized more the response time of the electromagnetic torque, reactive and active powers compared to classical IARPC with a three-level PWM strategy.

Table 4

| | Response time | | |
|------------------|---------------|---------|----------------|
| | Active power | Torque | Reactive power |
| IARPC-PWM | 0.135 s | 0.135 s | 0.122 s |
| Proposed control | 3 ms | 3 ms | 3.7 ms |

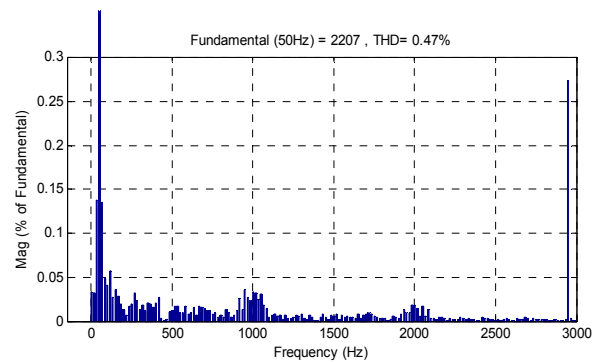


Fig. 13. THD of the IARPC control

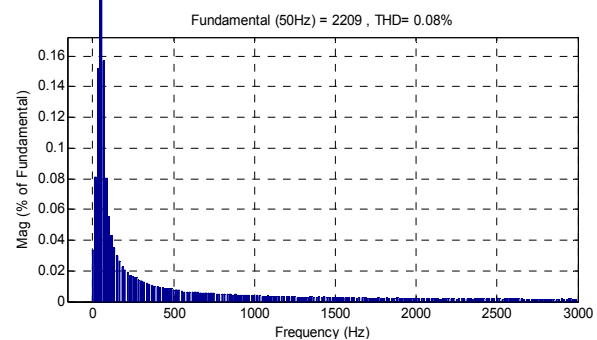


Fig. 14. THD of the STA-IARPC-ANFIS-PWM method

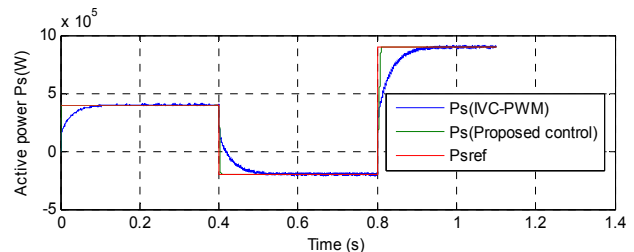


Fig. 15. Stator active power P_s

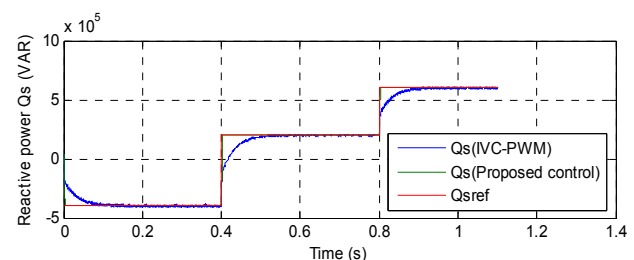


Fig. 16. Stator reactive power Q_s

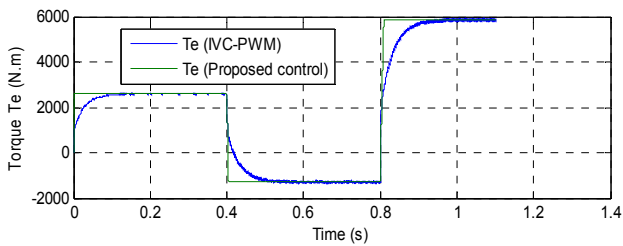


Fig. 17. Torque T_e

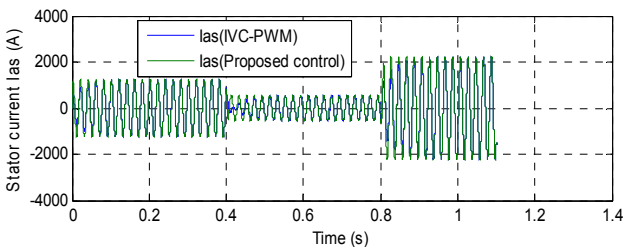


Fig. 18. Stator current I_{as}

The zoom of the active power, reactive power, torque, and stator current of the DFIG-based DRWT system is shown in Fig. 19-22, respectively. As can be seen, the proposed control minimized the ripples in torque, current, active and reactive powers compared to the classical IARPC control.

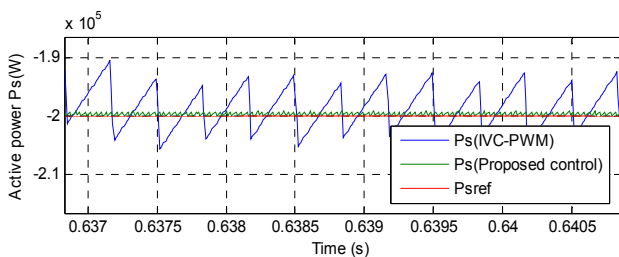


Fig. 19. Zoom in the active power P_s

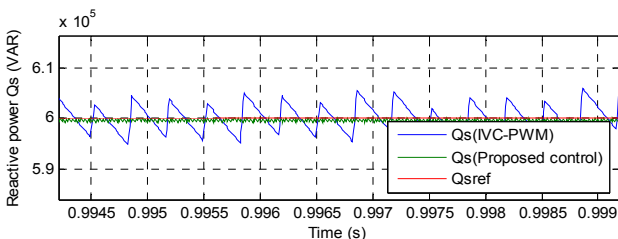


Fig. 20. Zoom in the reactive power Q_s

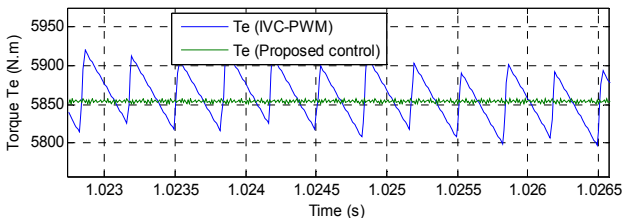


Fig. 21. Zoom in the torque T_e

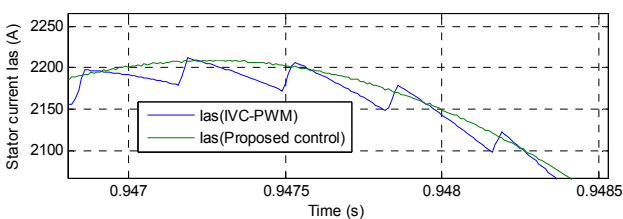


Fig. 22. Zoom in the current I_{as}

Second test. For analyzing the robustness of the used proposed strategy, the DFIG parameters have been intentionally changed such as the values of the stator and the rotor resistances R_s and R_r are doubled and the values of inductances L_s , L_r and M are divided by 2. The DFIG is running at its nominal speed. Simulation results are presented in Fig. 23-27. As shown by these Figures, we notice that parameter variations of the DFIG increase slightly the time-response of the proposed strategy. On the other, hand these results show these variations present a clear effect on the torque, reactive power, stator current, and active power curves and that the effect appears more important for the classical IARPC than that with the designed strategy (Fig. 28-30). According to the simulation results in Fig. 23, 24, the THD value of the output stator current is about 2.06 % and 0.11 % for classical IARPC and proposed strategy, respectively. Thus it can be concluded that the proposed strategy is more robust than the classical IARPC control.

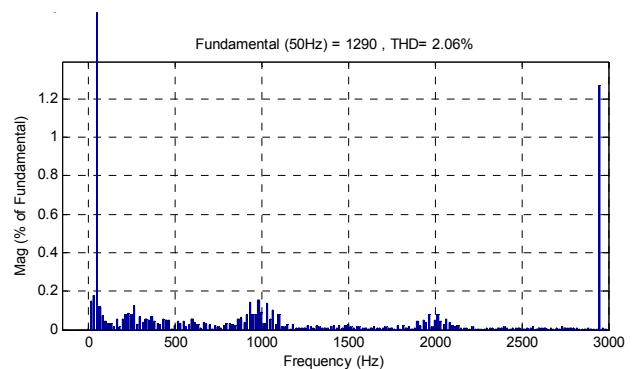


Fig. 23. THD of the IARPC control

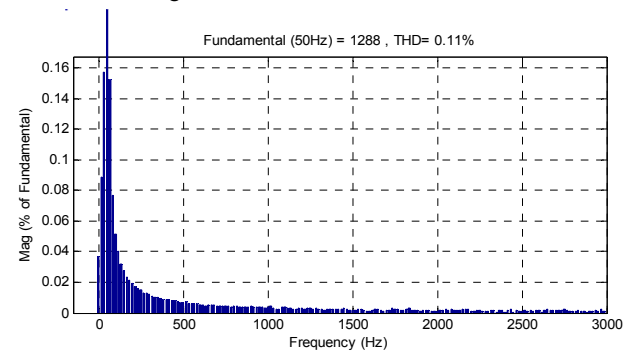


Fig. 24. THD of the STA-IARPC-ANFIS-PWM control

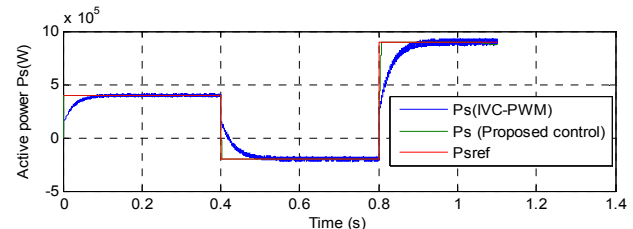


Fig. 25. Active power P_s

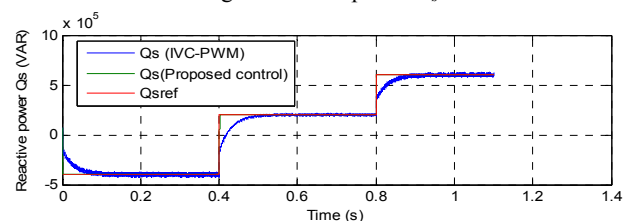


Fig. 26. Reactive power Q_s

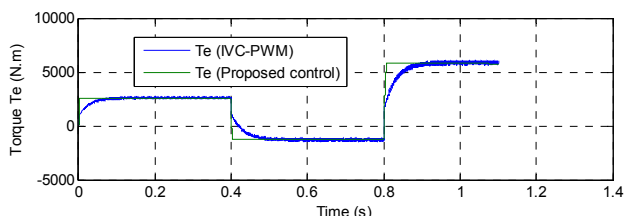


Fig. 27. Torque T_e

The zoom of the active power, reactive power, and torque of the DFIG-based DRWT system is shown in Fig. 28-30, respectively. As can be seen, the designed strategy minimized the ripples in torque, active and reactive powers compared to the traditional IARPC strategy.

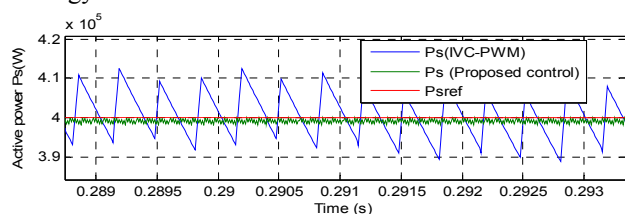


Fig. 28. Zoom in the active power

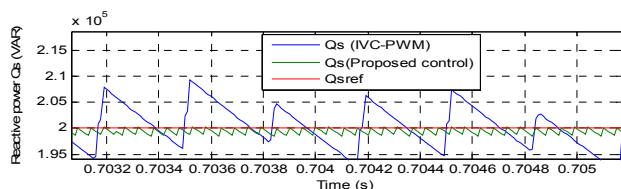


Fig. 29. Zoom in the reactive power Q_s

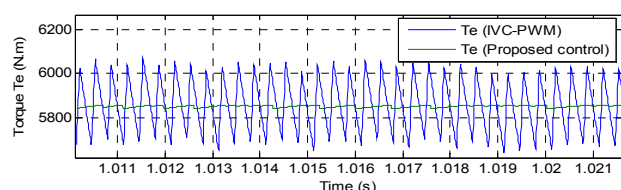


Fig. 30. Zoom in the torque T_e

Conclusion.

In this work, the super-twisting sliding mode called super twisting algorithms (STA) is developed and applied to three-phase doubly fed induction generators (DFIG) based dual-rotor wind turbine (DRWT) systems using three-level adaptive-network-based fuzzy inference system – pulse width modulation (ANFIS-PWM) techniques. The performance of the super twisting algorithms-the indirect active and reactive powers control (STA-IARPC) control with three-level ANFIS-PWM techniques is evaluated and compared with traditional IARPC and the regular STA-IARPC methods in the context of power control of the DFIG for linear loads. Simulation results show that the STA-IARPC with three-level ANFIS-PWM technique reduced the active and reactive powers ripples compared to the traditional IARPC strategy. Moreover, the STA-IARPC strategy with three-level ANFIS-PWM techniques has faster dynamic responses compared to the traditional IARPC strategy. Also, STA-IARPC with three-level ANFIS-PWM technique reduced the harmonic distortion of stator current compared to the classical IARPC strategy. Detailed simulation results using MATLAB software are presented. Basing on all these results it can be concluded

that robust strategy as the STA-IARPC strategy with three-level ANFIS-PWM technique can be a very attractive solution for devices using DFIG such as DRWT systems.

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

REFERENCES

1. Benbouhenni H. FPWM technique based converter for IM drives. *Acta Electrotechnica et Informatica*, 2019, vol. 19, no. 1, pp. 32-41. doi: <https://doi.org/10.15546/aei-2019-0005>.
2. Benbouhenni H., Boudjema Z., Belaidi A. DFIG-based WT system using FPWM inverter. *International Journal of Smart Grid*, 2018, vol. 2, no. 3, pp. 142-154. Available at: <https://www.ijsmartgrid.org/index.php/ijsmartgridnew/article/view/16> (accessed 14 March 2021).
3. Benbouhenni H. Sliding mode with neural network regulator for DFIG using two-level NPWM strategy. *Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering*, 2019, vol. 15, no. 3, pp. 411-419. doi: <http://dx.doi.org/10.22068/IJEEE.15.3.411>.
4. Benbouhenni H. A comparison study between fuzzy PWM and SVM inverter in NSMC control of stator active and reactive power control of a DFIG based wind turbine systems. *International Journal of Applied Power Engineering*, 2019, vol. 8, no. 1, pp. 78-92. doi: <https://doi.org/10.11591/ijape.v8.i1.pp78-92>.
5. Benbouhenni H. Comparison study between FPWM and NSVM inverter in neuro-sliding mode control of reactive and active power control of a DFIG-based wind energy. *Majlesi Journal of Energy Management*, 2017, vol. 6, no. 4, pp. 15-23. Available at: <http://journals.iaumajlesi.ac.ir/em/index/index.php/em/article/view/338> (accessed 14 March 2021).
6. Benbouhenni H., Boudjema Z., Belaidi A. A comparative study between four-level NSVM and three-level NSVM technique for a DFIG-based WECSs controlled by indirect vector control. *Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering*, 2018, vol. 11, no. 2, pp. 13-19. doi: <https://doi.org/10.2478/cjece-2018-0012>.
7. Benbouhenni H., Boudjema Z., Belaidi A. Indirect vector control of a DFIG supplied by a two-level FSVM inverter for wind turbine system. *Majlesi Journal of Electrical Engineering*, 2019, vol. 13, no. 1, pp. 45-54. Available at: <http://mjee.iaumajlesi.ac.ir/index/index.php/ee/article/view/2693> (accessed 14 March 2021).
8. Amrane F., Chaiba A. A novel direct power control for grid-connected doubly fed induction generator based on hybrid artificial intelligent control with space vector modulation. *Revue Roumaine des sciences techniques. Série Électrotechnique et Énergétique*, 2016, vol. 61, no. 3, pp. 263-268. Available at: <http://revue.elth.pub.ro/index.php?action=details&id=597> (accessed 12 May 2020).
9. Benbouhenni H. Comparative study between different vector control methods applied to DFIG wind turbines. *Majlesi Journal of Mechatronic Systems*, 2018, vol. 6, no. 4, pp. 15-23. Available at: <http://journals.iaumajlesi.ac.ir/ms/index/index.php/ms/article/view/382> (accessed 14 March 2021).
10. Benbouhenni H., Boudjema Z., Belaidi A. Using three-level Fuzzy space vector modulation method to improve indirect vector control strategy of a DFIG based wind energy conversion systems. *International Journal of Smart Grid*, 2018, vol. 2, no. 3, pp. 155-171. Available at: <https://www.ijsmartgrid.org/index.php/ijsmartgridnew/article/view/15> (accessed 14 March 2021).
11. Jang J.-S.R. ANFIS: adaptive-network-based fuzzy inference system. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 1993, vol. 23, no. 3, pp. 665-685. doi: <https://doi.org/10.1109/21.256541>.
12. Benbouhenni H. Intelligence indirect vector control of a DFIG based wind turbines. *Majlesi Journal of Electrical*

- Engineering*, 2019, vol. 13, no. 3, pp. 27-35. Available at: <http://mjee.iaumajlesi.ac.ir/index/index.php/ee/article/view/2972> (accessed 14 March 2021).
13. Levant A. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International Journal of Control*, 1993, vol. 58, no. 6, pp. 1247-1263. <https://doi.org/10.1080/00207179308923053>.
14. Boudjema Z., Taleb R., Djerriri Y., Yahdou A. A novel direct torque control using second order continuous sliding mode of a doubly fed induction generator for a wind energy conversion system. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 2017, vol. 25, no.2, pp. 965-975. doi: <https://doi.org/10.3906/elk-1510-89>.
15. Benbouhenni H. Rotor flux and torque ripples minimization for direct torque control of DFIG by NSTSM algorithm. *Majlesi Journal of Energy Management*, 2018, vol. 7, no. 3, pp. 1-9. Available at: <http://journals.iaumajlesi.ac.ir/em/index/index.php/em/article/view/369> (accessed 12 May 2020).
16. Benbouhenni H. Stator current and rotor flux ripples reduction of DTC DFIG drive using FSTSMC algorithm. *International Journal of Smart Grid*, 2019, vol. 3, no. 4, pp. 226-234. Available at: <https://www.ijsmartgrid.org/index.php/ijsmartgridnew/article/view/82> (accessed 14 March 2021).
17. Benbouhenni H. Utilization of an ANFIS-STSM algorithm to minimize total harmonic distortion. *International Journal of Smart Grid*, 2020, vol. 4, no. 2, pp. 56-67. Available at: <https://www.ijsmartgrid.org/index.php/ijsmartgridnew/article/view/98> (accessed 14 March 2021).
18. Listwan J. Application of super-twisting sliding mode controllers in direct field-oriented control system of six-phase induction motor: experimental studies. *Power Electronics and Drives*, 2018, vol. 3, no. 1, pp. 23-34. doi: <https://doi.org/10.2478/pead-2018-0013>.
19. Bouyekni A., Taleb R., Boudjema Z., Kahal H. A second-order continuous sliding mode based on DFIG for wind-turbine-driven DFIG. *Elektrotehniški vestnik*, 2018, vol. 85, no. 1-2, pp. 29-36. <https://ev.fe.uni-lj.si/1-2-2018/Bouyekni.pdf>.
20. Benbouhenni H., Boudjema Z., Belaidi A. Direct power control with NSTSM algorithm for DFIG using SVPWM technique. *Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering*, 2021, vol. 17, no. 1, pp. 1-11. doi: <http://dx.doi.org/10.22068/IJEEE.17.1.1518>.
21. Benbouhenni H., Boudjema Z., Belaidi A. DPC based on ANFIS super-twisting sliding mode algorithm of a doubly-fed induction generator for wind energy system. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, 2020, vol. 53, no. 1, pp. 69-80. doi: <https://doi.org/10.18280/jesa.530109>.
22. Tayebi-Haghighi S., Piltan F., Kim J.-M. Robust Composite High-Order Super-Twisting Sliding Mode Control of Robot Manipulators. *Robotics*, 2018, vol. 7, no. 1, p. 13. <https://doi.org/10.3390/robotics7010013>.

Received 22.04.2021
Accepted 31.05.2021
Published 27.08.2021

Habib Benbouhenni¹, Doctor of Electrical Engineering,
Ahmed Driss², Doctor of Electrical Engineering,
Soufiane Lemdan³, Doctor of Electrical Engineering,
¹ Department of Electrical & Electronics Engineering,
Nisantasi University, Istanbul, Turkey,
e-mail: habib.benbouhenni@nisantasi.edu.tr (Corresponding author)
² Department of Electrical Engineering,
Ecole National Polytechnique School of Oran Maurice Audin,
LAAS Research Laboratory,
Oran, Algeria,
ENP-MA, Oran, Algeria,
e-mail: drisahmed82@yahoo.com
³ Department of Electrical Engineering,
University of Science and Technology of Oran-Mohamed-Boudiaf, Oran, Algeria,
e-mail: lamdaniso@yahoo.fr

Ю.О. Денисов, О.І. Денисов, О.О. Бурсала

СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО РЕГУЛЯТОРА ГОЛОВНОГО КОНТУРУ ТРИКОНТУРНОЇ СИСТЕМИ ЛІНІЙНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ РОБОЧОГО ОРГАНУ МЕХАНІЗМУ БОРТОВОЇ АВІАЦІЙНОЇ ТЕХНІКИ

В триконтурній системі лінійного електроприводу, робочий орган якого реалізує поступальне переміщення при виконанні команди бортового комп'ютера літального апарату, врахований вплив пульсації широтно-імпульсного перетворювача постійної напруги на процес позиціонування. З умови кінцевої тривалості процесу позиціонування синтезовано цифровий регулятор головного контуру системи і запропонована його реалізація у вигляді рекурсивного цифрового фільтру. Бібл. 12, рис. 4.

Ключові слова: лінійний електропривод, дискретна передавальна функція, широтно-імпульсна модуляція, помилка позиціонування, оптимальний регулятор.

В трехконтурной системе линейного электропривода, рабочий орган которого реализует поступательное перемещение при выполнении команды бортового компьютера летательного аппарата, учтено влияние пульсаций широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения на процесс позиционирования. Из условия конечной длительности процесса позиционирования синтезирован цифровой регулятор главного контура системы и предложена его реализация в виде рекурсивного цифрового фильтра. Библ. 12, рис. 4.

Ключевые слова: линейный электропривод, дискретная передаточная функция, широтно-импульсная модуляция, ошибка позиционирования, оптимальный регулятор.

Вступ. Постановка проблеми в загальному вигляді. В контексті проблеми створення електричного літака [1] існує важливе науково-практичне завдання – заміна на його борту гідравлічних та пневматичних приводів, що управляють лінійним переміщенням робочих органів відповідних механізмів, їх електричними аналогами на основі лінійних або шагових двигунів. Основна вимога до них - забезпечити точне позиціонування після завершення поступального руху без коливання зусилля.

На характеристики точності лінійного електроприводу впливають зміни навантаження і дискретність управління, яка спричиняє пульсації напруги живлення електродвигуна.

На етапі проектування точних систем позиціонування існує проблема врахування впливу цих факторів на динамічні характеристики: швидкодію, перерегулювання, стійкість, з подальшою їх оптимізацією.

Аналіз основних досліджень і публікацій та постановка проблеми. В роботі [2] розкрито загальні принципи побудови систем автоматизованого електроприводу на основі звичайних і лінійних електродвигунів постійного струму. Високі вимоги до характеристик точності лінійних електроприводів для авіаційної, космічної техніки, точних технологічних процесів, через наявність в їх складі силового перетворювача з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) вихідної напруги, ускладнюють процедуру аналізу і синтезу їх динамічних характеристик із заданою якістю.

Тому в відомих роботах, присвячених розробці систем для зазначених областей, основна увага приділяється їх практичному конструюванню на основі аналізу режимів роботи механічних вузлів [3], програмуванню керуючих контролерів на основі нечіткої логіки [4-6] з використанням експериментальних даних. Так, програмування навчального контролера для системи позиціонування подачі верстата з числовим управлінням виконано на основі експериментальних амплітудно-частотних характеристик [7]. Для дослідження процесів в лінійних електроприводах з

різними типами навантаження широко використовуються електронне моделювання [8-10].

Можна відзначити, що методи теоретичного аналізу і синтезу систем з глибокою ШІМ до теперішнього часу не отримали свого подальшого розвитку. Вони засновані на обліку лише постійної складової, або ж врахуванню дискретності регулювання «в малому», коли системи з ШІМ еквівалентні системам з амплітудною імпульсною модуляцією.

Ці методи не дозволяють врахувати вплив пульсацій напруги живлення лінійного двигуна, які є наслідком глибокої ШІМ, при синтезі динамічних характеристик системи позиціонування з заданою якістю. Очевидна наявність проблеми, яка потребує свого рішення.

Мета роботи полягає в синтезі цифрового регулятора головного контуру лінійного електроприводу робочого органу механізму бортової авіаційної техніки, який забезпечує перехідний процес кінцевої тривалості з урахуванням впливу пульсацій перетворювача з ШІМ, що дозволяє підвищити точність позиціонування.

Викладення основного матеріалу. Схема, яка приведена на рис. 1, складається з трьох контурів: струму, швидкості, положення.

Контур струму включає в себе регулятор струму, ланку формування струму і ланку некомпенсованої сталої часу, яка визначається сталими часу фільтрів для згладжування пульсацій струму. Їх передавальні функції, відповідно:

$$K_{CC}(p) = K_{CS} \frac{1 + p \cdot T_E}{p \cdot T_C};$$

$$K_{FC}(p) = \frac{1}{R_y (1 + p \cdot T_E)};$$

$$K_{CT}(p) = \frac{1}{1 + p \cdot \sigma},$$

де K_{CS} – коефіцієнт передачі пропорційної складової; T_C – стала інтегрування контуру струму; T_E – електрична стала якоря двигуна; R_y – активний опір якоря; σ – некомпенсована стала.

Джерелом пульсацій струму є широтно-імпульсний перетворювач (ШП), який живиться від бортової мережі літального апарату. На рис. 1 ШП представлено сукупністю імпульсного елемента (ІЕ) з коефіцієнтом підсилення K_{IE} , який дорівнює одиниці, та формуючого елемента (ФЕ), СК – система керування з коефіцієнтом підсилення $K_{СК}$. Врахувати вплив пульсацій на якість перехідного процесу системи позиціонування у загальному вигляді можна з використанням передавальної функції ШП, який є ланкою контуру струму.

В [11] за результатом аналізу спектру напруги на виході ШП в базисі ортогональних дискретних функцій Уолша отримано модуляційні характеристики, які відображають залежності амплітуд спектральних складових від шпаруватості регулювання.

Передавальну функцію ШП знайдено у вигляді вектора. Його розмірність визначається кількістю врахованих функцій Уолша, яка залежить від частоти зрізу системи і похибки апроксимації.

Компонента i -го вектора передавальної функції ланки з ШП (формуючого елемента):

$$K_{pws}^i(q) = mK_i^{Wal} \frac{\exp\left(-\frac{i}{m}q\right) - \exp\left(-\frac{i+1}{m}\right)}{q}, \quad (1)$$

де m – кількість апроксимуючих функцій; $K_i^{Wal} = 1$, якщо модулюється імпульс одиничної амплітуди прямокутної форми; $q = p \cdot T$, де T – період комутації ШП; $i = 0, 1, 2, \dots, m-1$ – номер компоненти вектора передавальної функції з діапазоном зміни шпаруватості $i/m \leq \gamma \leq i+1/m$.

За результатами статистичної лінеаризації модуляційних характеристик на основі поліномів Ерміта

в [11] отримано передавальну функцію ланки з ШП для $0 \leq \gamma \leq 1$, яка з урахуванням чотирьох функцій Уолша має наступний вигляд:

$$K_{pws}(q) = \frac{K_{1C} - K_{kC} \sum_{k=2}^5 e^{-0,25q(k-1)}}{q}, \quad (2)$$

де $K_{1C} = 1,086$; $K_{2C} = 0,114$; $K_{3C} = 0,280$; $K_{4C} = 0,246$; $K_{5C} = 0,446$ – коефіцієнти статистичної лінеаризації, які відповідають ШП імпульсу прямокутної форми одиничної амплітуди на одиничному періоді.

З (2) видно, що внаслідок статистичної лінеаризації чотирьох модуляційних характеристик, ШП «у великому» замінюється еквівалентною амплітудно-імпульсною модуляцією чотириступінчастого імпульсу. Амплітуди ступенів визначаються відповідними коефіцієнтами статистичної лінеаризації.

Контур швидкості містить ланку формування проти-е.р.с. з передавальною функцією

$$K_{FE}(p) = \frac{R}{p \cdot T_M},$$

де T_M – електромеханічна стала; і також ланку формування швидкості з коефіцієнтом передачі $1/K_E$, де K_E – коефіцієнт проти-е.р.с. якоря двигуна.

До контурів системи включені давачі: K_{SC} – струму, K_{SS} – швидкості, K_{SP} – положення, а також пропорційний регулятор контуру швидкості з коефіцієнтом підсилення K_S . Регулятори контурів струму та швидкості налаштовані на модульний оптимум.

Структура і параметри цифрового регулятора головного контуру (положення) у подальшому отримані в результаті його оптимізації за критерієм швидкодії з урахуванням пульсацій ШП.

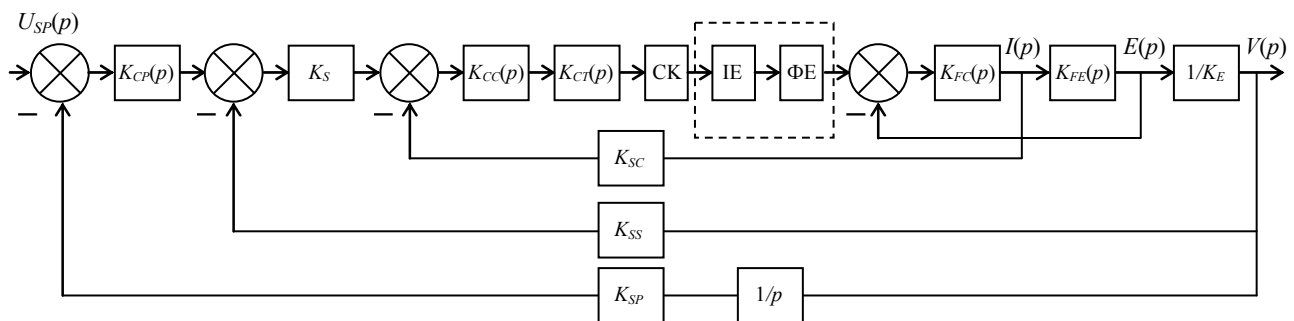


Рис. 1. Структурна схема

Дискретні передавальні функції контурів системи позиціонування. Перетворимо структурну схему (рис. 1) в схему (рис. 2), в якій зворотний зв'язок

по проти-е.р.с. двигуна не врахований, оскільки $T_M \gg T_C$ [11].

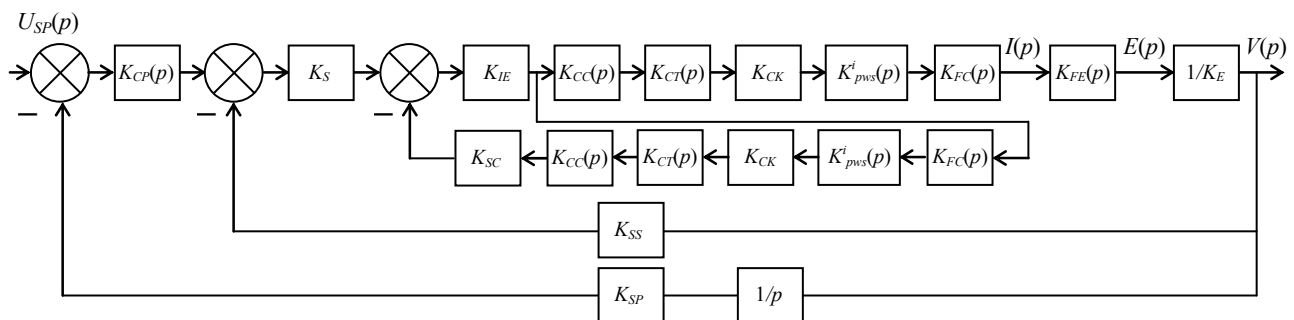


Рис. 2. Перетворена схема

а) Контур струму. Прийемо припущення про те, що діапазон зміни шпаруватості регулювання при врахуванні чотирьох функцій Уолша ($m = 4$) знаходиться в зоні $i = 0$, тобто $0 \leq \gamma \leq 0,25$. Тоді, з урахуванням (1), передавальна функція кола зворотного зв'язку контуру струму є модифіковане z-перетворення:

$$W_{fb}^*(z, \varepsilon) = Z_M \left\{ K_{sc} K_{cs} K_{CK} \frac{1 + pT_E}{pT_C} \times \frac{4(1 - e^{-0,25pT})}{p(1 + p\sigma)} \frac{1}{R_y(1 + pT_E)} \right\}.$$

В результаті модифікованого z-перетворення з заміною $p = q/T$, отримаємо:

$$W_{fb}^*(z, \varepsilon) = K_{fb} \frac{F_{1c}^*(z, \varepsilon)}{(z-1)(z-e^{-\beta})}, \quad (3)$$

для діапазону $0 \leq \varepsilon \leq 0,25$, де $K_{fb} = \frac{4K_{sc}K_{CK}T^2K_{cs}}{R_yT_C\sigma}$,

$$F_{1c}^*(z, \varepsilon) = A_1[\varepsilon(z-1) + 0,25](z-e^{-\beta}) + (z-1)[A_2(z-e^{-\beta}) + A_3e^{-\beta\varepsilon}(z-e^{-0,75\beta})],$$

$$A_1 = \frac{1}{\beta}, \quad A_2 = -\frac{1}{\beta^2}, \quad A_3 = \frac{1}{\beta^2}, \quad \beta = \frac{T}{\sigma}.$$

Для діапазону $0,25 \leq \varepsilon \leq 1$

$$W_{fb}^*(z, \varepsilon) = K_{fb} \frac{F_{2c}^*(z, \varepsilon)}{(z-1)(z-e^{-\beta})}, \quad (4)$$

де $F_{2c}^*(z, \varepsilon) = z[0,25A_1(z-e^{-\beta}) + A_3e^{-\beta\varepsilon}(z-e^{-0,25\beta})(z-1)]$.

Ліве значення (4) дорівнює правому значенню передавальної функції (3), тобто:

$$W_{fb}^*(z, -0) = z^{-1} \lim_{\varepsilon \rightarrow 1} W_{fb}^*(z, \varepsilon) = W_{fb}^*(z, 0) = K_{fb} \frac{0,25A_1(z-e^{-\beta}) + A_3e^{-\beta}(1-e^{-0,25\beta})(z-1)}{(z-1)(z-e^{-\beta})}. \quad (5)$$

Це свідчить про те, що в момент квантування передавальна функція не містить стрибків.

Передавальна функція замкненого контуру струму для схеми (рис. 2)

$$W_{fbc}^*(z, 0) = \frac{1}{1 + W_{fb}^*(z, 0)},$$

З урахуванням (5) маємо:

$$W_{fbc}^*(z, 0) = \frac{(z-1)(z-e^{-\beta})}{(z-1)(z-e^{-\beta}) + K_{fb}[0,25A_1(z-e^{-\beta}) + A_3e^{-\beta}(1-e^{-0,25\beta})(z-1)]}. \quad (6)$$

б) Контур швидкості. Передавальну функцію частини розімненого контуру швидкості, який одержано в результаті перетворення схеми (рис. 1), в схему (рис. 2), отримуємо в процесі наступного модифікованого z-перетворення:

$$W_{cs}^*(z, \varepsilon) = Z_M \left\{ K_{cs} \frac{1 + pT_E}{pT_C} \cdot \frac{K_{CK}}{1 + p\sigma} \times \frac{4(1 - e^{-0,25pT})}{pK_E R_y(1 + pT_E)} \frac{R_y}{pT_M} \right\}.$$

Зробимо заміну $p = q/T$ і отримаємо:

$$W_{cs}^*(z, \varepsilon) = Z_M \left\{ K_{0s} \left(\frac{B_3}{q^3} + \frac{B_2}{q^2} + \frac{B_1}{q} + \frac{B_0}{q + \beta} \right) \times (1 - e^{-0,25q}) \right\},$$

де $K_{0s} = \frac{4K_{cs}K_{CK}T^3}{T_C K_E T_M \sigma}$, $B_1 = \frac{1}{\beta^3}$, $B_2 = -\frac{1}{\beta^2}$, $B_3 = \frac{1}{\beta}$, $B_0 = -\frac{1}{\beta^3}$.

В результаті модифікованого z-перетворення для інтервалу $0 \leq \varepsilon \leq 0,25$ маємо:

$$W_{cs1}^*(z, \varepsilon) = K_{0s} \frac{F_{ps1}^*(z, \varepsilon)}{2(z-1)^2(z-e^{-\beta})}, \quad (7)$$

а для інтервалу $0,25 \leq \varepsilon \leq 1$ маємо:

$$W_{cs2}^*(z, \varepsilon) = K_{0s} \frac{F_{ps2}^*(z, \varepsilon)}{2(z-1)^2(z-e^{-\beta})}, \quad (8)$$

де

$$F_{ps1}^*(z, \varepsilon) = B_3[z^2\varepsilon^2 + z(0,44 + 0,5\varepsilon - 2\varepsilon^2) - 0,94] \times (z-e^{-\beta}) + 2B_2[z\varepsilon - \varepsilon - 0,75](z-1)(z-e^{-\beta}) + 2B_0e^{-\beta\varepsilon}(z-e^{-0,75\beta})(z-1)^2 + 2B_1(z-1)^2(z-e^{-\beta});$$

$$F_{ps2}^*(z, \varepsilon) = B_3[0,5z + z(z-1)(0,5\varepsilon - 0,0625)] \times (z-e^{-0,25\beta}) + B_2(z-1)(z-e^{-\beta})z \cdot 0,5 + 2B_0ze^{-\beta\varepsilon}(1-e^{-0,25\beta})(z-1)^2.$$

З передавальної функції (8) маємо її ліве значення:

$$W_{sc2}^*(z, -0) = z^{-1} \lim_{\varepsilon \rightarrow 1} W_{sc2}^*(z, \varepsilon) = K_{0s} \left[\frac{B_3(0,44z + 0,22)(z-e^{-\beta})}{2(z-1)^2(z-e^{-\beta})} + \frac{B_2(z-1)(z-e^{-\beta}) + 2B_0e^{-\beta}(1-e^{-0,25\beta})(z-1)^2}{2(z-1)^2(z-e^{-\beta})} \right]. \quad (9)$$

Передавальна функція розімненого контуру швидкості для $0 \leq \varepsilon \leq 0,25$:

$$W_{ss1}^*(z, \varepsilon) = W_{fbc}^*(z, 0) \cdot W_{cs1}^*(z, \varepsilon),$$

а для $0,25 \leq \varepsilon \leq 1$:

$$W_{ss2}^*(z, \varepsilon) = W_{fbc}^*(z, 0) \cdot W_{cs2}^*(z, \varepsilon).$$

Передавальна функція замкненого контуру швидкості для $0 \leq \varepsilon \leq 0,25$:

$$W_{fbs1}^*(z, \varepsilon) = \frac{W_{ss1}^*(z, \varepsilon)}{1 + W_{fbc}^*(z, 0) \cdot W_{cs2}^*(z, -0)},$$

а для $0,25 \leq \varepsilon \leq 1$:

$$W^*_{fbs2}(z, \varepsilon) = \frac{W^*_{ss2}(z, \varepsilon)}{1 + W^*_{fbc}(z, 0) \cdot W^*_{cs2}(z, -0)}$$

в) Контур положення. Передавальна функція розімкненого контуру положення:

$$W^*_{fbp1}(z, \varepsilon) = W^*_{fbs1}(z, \varepsilon) \cdot \frac{K_{sp}z}{z-1}, \quad 0 \leq \varepsilon \leq 0,25;$$

$$W^*_{fbp2}(z, \varepsilon) = W^*_{fbs2}(z, \varepsilon) \cdot \frac{K_{sp}z}{z-1}, \quad 0,25 \leq \varepsilon \leq 1.$$

З урахуванням (6) – (9) після відповідних перетворень маємо передавальні функції контуру положення в розімкненому стані:

$$W^*_{fbp1}(z, \varepsilon) = K_0 \times \frac{z^4 a_{13}(\varepsilon) + z^3 a_{12}(\varepsilon) + z^2 a_{11}(\varepsilon) + z a_{10}(\varepsilon)}{(z-1) [z^3 b_3(1) + z^2 b_2(1) + z b_1(1) + b_0(1)]}, \quad (10)$$

для $0 \leq \varepsilon \leq 0,25$;

$$W^*_{fbp2}(z, \varepsilon) = K_0 \times \frac{z^4 a_{23}(\varepsilon) + z^3 a_{22}(\varepsilon) + z^2 a_{21}(\varepsilon) + z a_{20}(\varepsilon)}{(z-1) [z^3 b_3(1) + z^2 b_2(1) + z b_1(1) + b_0(1)]}, \quad (11)$$

де $0,25 \leq \varepsilon \leq 1$,

$$K_0 = K_{0i} K_{sp};$$

$$a_{13}(\varepsilon) = B_3 \varepsilon^2 + 2B_2 \varepsilon + 2B_1 + 2B_0 e^{-\beta \varepsilon};$$

$$a_{12}(\varepsilon) = B_3 (0,44 + 0,5\varepsilon - 2\varepsilon^2 - \varepsilon^2 \cdot e^{-\beta}) + 2B_2 [0,25 - \varepsilon - \varepsilon(1 + e^{-\beta})] - 2B_1 (2 + e^{-\beta}) - 2B_0 (2 + e^{-0,75\beta}) e^{-\beta \varepsilon};$$

$$a_{11}(\varepsilon) = B_3 [0,06 + \varepsilon^2 - 0,5\varepsilon - e^{-\beta} (0,44 + 0,5\varepsilon - 2\varepsilon^2)] + 2B_2 [\varepsilon(1 + e^{-\beta}) - 0,25(1 + e^{-\beta}) + \varepsilon \cdot e^{-\beta}] + 2B_1 (1 + 2e^{-\beta}) + 2B_0 (1 + 2e^{-0,75\beta}) e^{-\beta \varepsilon};$$

$$a_{10}(\varepsilon) = B_3 [-e^{-\beta} (0,06 + \varepsilon^2 - 0,5\varepsilon)] + 2B_2 (-\varepsilon e^{-\beta} + 0,25 e^{-\beta}) - 2B_1 e^{-\beta} - 2B_0 e^{-\beta(\varepsilon+0,75)};$$

$$b_3(1) = 2(1 + K_{0c} A_3 e^{-\beta});$$

$$b_2(1) = K_{0c} (0,5A_1 - 6A_3 e^{-\beta}) + K_{0s} (0,45B_3 + B_2) - 2e^{-\beta};$$

$$b_1(1) = 2(1 + 2e^{-\beta}) +$$

$$+ K_{0s} [B_3 (0,05 - 0,45e^{-\beta}) - B_2 (1 + e^{-\beta})] +$$

$$+ K_{0c} [6A_3 e^{-\beta} - 0,5A_1 (1 + e^{-\beta})];$$

$$b_0(1) = K_{0c} (0,5A_1 e^{-\beta} - 2A_3 e^{-\beta}) -$$

$$- K_{0s} (0,05B_3 e^{-\beta} - B_2 e^{-\beta}) - 2e^{-\beta};$$

$$a_{23}(\varepsilon) = B_3 (0,5\varepsilon - 0,22) + 2B_0 e^{-\beta \varepsilon} (1 - e^{-0,25\beta}) + B_2 \cdot 0,5;$$

$$a_{22}(\varepsilon) = B_3 [0,0625 - 0,5(1 + e^{-\beta})\varepsilon + 0,0625e^{-\beta}] - B_2 (1 + e^{-\beta}) - 4B_0 e^{-\beta \varepsilon} (1 - e^{-0,25\beta});$$

$$a_{21}(\varepsilon) = 2B_0 e^{-\beta \varepsilon} (1 - e^{-0,25\beta}) +$$

$$+ 0,5B_2 e^{-\beta} - B_3 (0,5625 - 0,5\varepsilon);$$

$$a_{20}(\varepsilon) = 0.$$

Синтез цифрового регулятора контуру положення. Метою синтезу є забезпечення кінцевої тривалості перехідного процесу в контурі позиціонування при мінімальному перерегулюванні. Для цього скористаємося найбільш загальним, другим поліноміальним рівнянням синтезу [11]. Представимо передавальні функції розімкненого контуру положення в наступному вигляді:

$$W^*_{fbp1}(z, \varepsilon) = \frac{P^*_1(z, \varepsilon)}{(z-1)Q^*_1(z)} \quad \text{для } 0 \leq \varepsilon \leq 0,25;$$

$$W^*_{fbp2}(z, \varepsilon) = \frac{P^*_2(z, \varepsilon)}{(z-1)Q^*_1(z)} \quad \text{для } 0,25 \leq \varepsilon \leq 1,$$

де

$$P^*_1(z, \varepsilon) = K_0 [a_{13}(\varepsilon)z^4 + a_{12}(\varepsilon)z^3 + a_{11}(\varepsilon)z^2 + a_{10}(\varepsilon)z], \quad (12)$$

$$P^*_2(z, \varepsilon) = K_0 [a_{23}(\varepsilon)z^4 + a_{22}(\varepsilon)z^3 + a_{21}(\varepsilon)z^2], \quad (13)$$

$$Q^*_1(z) = z^3 b_3(1) + z^2 b_2(1) + z b_1(1) + b_0(1). \quad (14)$$

Мінімальна тривалість перехідного процесу:

$$S_{\min} = l_Q + r - r_0,$$

де l_Q - ступені знаменників (10), (11), $r_0 = 1$ - власний астатизм контуру положення, $r = 1$ - його астатизм за результатами процедури синтезу. Тому $S_{\min} = 4$.

Для стійкої неперервної частини контуру позиціонування на інтервалах $0 \leq \varepsilon \leq 0,25$ і $0,25 \leq \varepsilon \leq 1$ справедливе співвідношення:

$$P^*(z, 0) \cdot M^*(z, 0) + (z-1)^r N^*(z, 0) = z^4, \quad (15)$$

де $M^*(z, 0) = C_0$ - поліном ступеню $l_M = r - 1 = 0$,

$$N^*(z, 0) = d_4 z^4 + d_3 z^3 + d_2 z^2 + d_1 z + d_0 \quad (16)$$

- поліном ступеню $l_N \geq l_P$, де $l_P = 4$ ступень $P^*_1(z, \varepsilon)$.

В результаті (15) приймає вигляд:

$$C_0 K_0 [a_{13}(0)z^4 + a_{12}(0)z^3 + a_{11}(0)z^2 + a_{10}(0)z] + (z-1)(d_4 z^4 + d_3 z^3 + d_2 z^2 + d_1 z + d_0) = z^4. \quad (17)$$

Порівнюємо коефіцієнти однакових ступенів z , та з (17) отримуємо:

$$C_0 = \frac{1}{K_0 A_n(0)},$$

де

$$A_n(0) = \sum_0^3 a_{1n}(0), \quad d_0 = 0, \quad d_1 = \frac{a_{10}(0)}{A_n(0)},$$

$$d_2 = \frac{a_{10}(0) + a_{11}(0)}{A_n(0)}, \quad d_3 = \frac{\sum_0^2 a_{1n}(0)}{A_n(0)}, \quad d_4 = 0.$$

В результаті маємо:

$$N^*(z, 0) = z^3 \frac{\sum_0^2 a_{1n}(0)}{A_n(0)} + z^2 \frac{\sum_0^1 a_{1n}(0)}{A_n(0)} + z \frac{a_{10}(0)}{A_n(0)}. \quad (18)$$

Передавальна функція послідовно увімкненого оптимального регулятора:

$$K_{ocp}^*(z, 0) = \frac{Q_1^*(z) \cdot M^*(z, 0)}{(z-1)^{r-r_0} \cdot N^*(z, 0)}.$$

З урахуванням (14), (16), (18) отримуємо:

$$K_{ocp}^*(z, 0) = \frac{z^3 b_3(1) + z^2 b_2(1) + z b_1(1) + b_0(1)}{K_0 \left[z^3 \sum_0^2 a_{1n}(0) + z^2 \sum_0^1 a_{1n}(0) + z a_{10}(0) \right]}. \quad (19)$$

Розділимо чисельник і знаменник (19) на $K_0 \sum_0^2 a_{1n}(0)$ і отримаємо:

$$K_{ocp}^*(z, 0) = \frac{z^{-1} \mu_0 + \mu_1 z^{-2} + \mu_2 z^{-3} + \mu_3 z^{-4}}{1 + \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2}} = \frac{\Delta U_{OUT}^*[z, 0]}{\Delta U_{IN}^*[z, 0]}, \quad (20)$$

де

$$\mu_0 = \frac{b_3(1)}{K_0 \sum_0^2 a_{1n}(0)}, \quad \mu_1 = \frac{b_2(1)}{K_0 \sum_0^1 a_{1n}(0)}, \quad \mu_2 = \frac{b_1(1)}{K_0 \sum_0^0 a_{1n}(0)},$$

$$\mu_3 = \frac{b_0(1)}{K_0 \sum_0^0 a_{1n}(0)}, \quad \alpha_1 = \frac{\sum_0^1 a_{1n}(0)}{\sum_0^2 a_{1n}(0)}, \quad \alpha_2 = \frac{a_{10}(0)}{\sum_0^2 a_{1n}(0)}.$$

З (20) знаходимо, що:

$$\Delta U_{OUT}^*[z, 0] = \Delta U_{IN}^*[z, 0] \sum_1^3 \mu_k z^{-k} - \Delta U_{OUT}^*[z, 0] \sum_1^2 \alpha_k z^{-k}.$$

Отриманому z -зображенню $\Delta U_{OUT}^*[z, 0]$ відповідає оригінал різнищевого рівняння:

$$\Delta U_{OUT}^*[nT] = \sum_1^3 \mu_k \Delta U_{IN}^*[(n-k)T] - \sum_1^2 \alpha_k \Delta U_{OUT}^*[(n-k)T]. \quad (21)$$

Різницеве рівняння (21) розв'язує цифровий рекурсивний фільтр (рис. 3), який містить чотири ланки затримки на один період комутації ШПП і підсилювачі у колах прямої і зворотної передач з коефіцієнтами підсилення μ_k, α_k . Реалізація цифрового фільтра можлива на основі мікроконтролера, що програмується.

Аналіз перехідного процесу в оптимізованій системі позиціонування. При включенні оптимального регулятора, що синтезовано, до контуру положення, оптимальні передавальні функції замкненої системи позиціонування для на інтервалах поточних значень параметру ε :

$$W_{1,2fbp}^*(z, \varepsilon) = P_{1,2}^*(z, \varepsilon) \frac{M^*(z, 0)}{z^4}.$$

З урахуванням (12), для $0 \leq \varepsilon \leq 0,25$ маємо:

$$W_{1fbp}^* = \frac{a_{13}(\varepsilon)z^4 + a_{12}(\varepsilon)z^3 + a_{11}(\varepsilon)z^2 + a_{10}(\varepsilon)z}{A_n(0) \cdot z^4}. \quad (22)$$

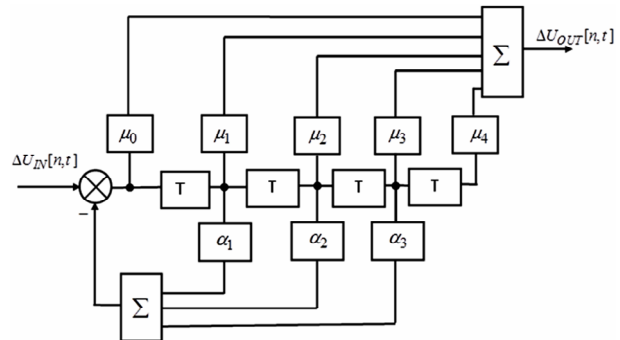


Рис. 3. Структурна схема регулятора положення

Аналогічно, з урахуванням (13), можна отримати оптимальну передавальну функцію замкненої системи позиціонування для $0,25 \leq \varepsilon \leq 1$.

Зображення перехідної характеристики системи позиціонування:

$$H_{1,2}^*[z, \varepsilon] = \frac{z}{z-1} W_{fbp}^*(z, \varepsilon).$$

З урахуванням (22) маємо:

$$H_1^*(z, \varepsilon) = \frac{1}{A_n(0)} \left[a_{13}(\varepsilon) \frac{z}{z-1} + a_{12}(\varepsilon) \frac{1}{z-1} + a_{11}(\varepsilon) \frac{1}{z(z-1)} + a_{10}(\varepsilon) \frac{1}{z^2(z-1)} \right].$$

Зображенню перехідної характеристики для значень $0 \leq \varepsilon \leq 0,25$ відповідає оригінал:

$$H_1^*(n, \varepsilon) = \frac{1}{A_n(0)} [a_{13}(\varepsilon) + a_{12}(\varepsilon)[n-1] + a_{11}(\varepsilon)[n-2] + a_{10}(\varepsilon)[n-3]]. \quad (23)$$

Аналогічно можна отримати перехідну характеристику $H_2^*(n, \varepsilon)$ для значень $0,25 \leq \varepsilon \leq 1$.

Із виразу (23) видно, що в оптимізованій за критерієм швидкодії системі перехідний процес позиціонування завершується за чотири періоди комутації ШПП. Процес оптимізації починається з затримкою на нульовий період, на якому система розімкнена внаслідок того, що сигнал зворотного зв'язку з'являється з затримкою на один період.

Для системи позиціонування, що виконана на основі лінійного двигуна ЛЕД АТ605ТУ, розраховані перехідні характеристики для різних значень $\beta = T/\sigma$. Параметри лінійного двигуна: $T_E = 5 \cdot 10^{-3}$ с, $T_M = 0,1$ с, $R_y = 3$ Ом, $K_E = 10,38$ В/с/м. Коефіцієнти передач датчиків контурів системи позиціонування: $K_{SC} = 15$ В/А, $K_{SS} = 20$ В/с/м, $K_{SP} = 200$ В/м.

Параметри регуляторів струму і швидкості отримані з умови налаштування цих контурів на модульний оптимум: $K_{CS} = \frac{T_C R_y}{2 K_{SC} \sigma}$, $K_S = \frac{K_E T_M}{4 R_y K_{SS} \sigma}$.

Для мінімізації пульсацій струму, в [12], показано $T_C \geq 2 \sigma$. У подальших розрахунках $\sigma = 10^{-4}$ с, що

визначило наступні коефіцієнти підсилення: $K_{CC} = 0,2$; $K_{CS} = 43$; $K_{OC} = 2$; $K_{OS} = 0,17 \cdot 10^{-2}$; $K_O = 0,34$.

Згідно (23) для різних значень β розраховані перехідні характеристики системи позиціонування. Результати представлені на рис. 4.

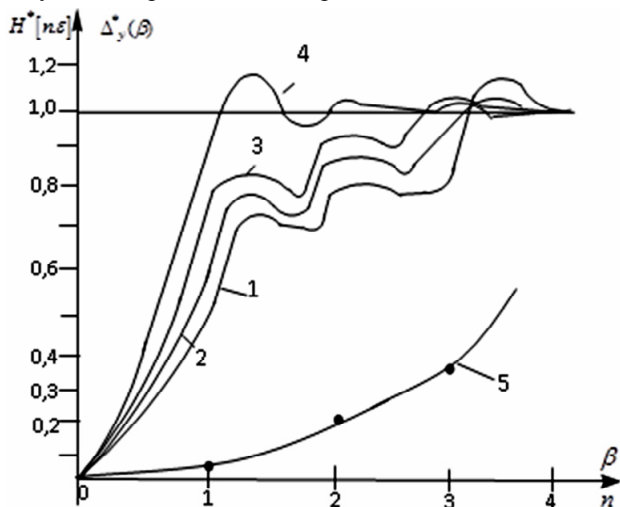


Рис. 4. Перехідні характеристики системи позиціонування: криві 1-4 – для $\beta = 0,5$; 1; 2; 4, крива 5 – залежність максимальних пульсацій від β в сталому режимі – $\Delta_{\max}^*(\beta)$

Для $\varepsilon = 0,25$ розраховані усталені значення відхилення перехідної характеристики на періоді комутації - $H_c^*[0,25]$. Їх різниця з усталеними значеннями перехідної характеристики в момент спрацьовування імпульсного елемента визначає максимальні відносні значення пульсацій параметру, що стабілізується, тобто $\Delta_c^* = H_c^*[0,25] - 1$.

Результати розрахунку $\Delta_c^*(\beta)$ представлені на рис. 4 кривою 5. Вочевидь, що зниження β призводить до зниження пульсацій, проте при цьому зменшується швидкість перехідного процесу і зростає перерегулювання; крива 1 на рис. 4.

Надмірне збільшення β призводить до зростання пульсацій, що негативно впливає і на характері перехідного процесу. Із кривих, які представлені на рис. 4, видно, що компроміс між якістю перехідного процесу і величиною пульсацій відповідає $\beta = 1 \div 2$.

Для одного з таких компромісних значень, $\beta = 1$, розраховані параметри ланок оптимального регулятора контуру положення: $\mu_0 = 32,3$; $\mu_1 = -37,9$; $\mu_2 = 72,6$; $\mu_3 = -17$; $\alpha_1 = 0,5$; $\alpha_2 = 0,1$.

Отримані значення параметрів оптимального за швидкодією цифрового регулятора положення дозволяють реалізувати перехідну характеристику 2 (рис. 4), за чотири інтервали комутації ШПД при відносних значеннях пульсацій на рівні 0,04.

З кривих 2 і 3 на рис. 4 видно, що перехідні процеси, які відповідають рекомендованим значенням $\beta = 1 \div 2$, супроводжуються незначним перерегулюванням, якого можна позбутися, якщо збільшити їх тривалість, що можливо при збільшенні ступеню многочлену (16).

Висновки та перспективи розвитку.

1. Запропоновані передавальні функції ШПД, які дозволяють оцінити пульсації параметру що стабілізується при глибокому регулюванні в перехідних і сталих режимах.

2. Для кінцевого діапазону зміни шпаруватості в процесі ШІМ синтезований регулятор контуру положення і запропонована його реалізація у вигляді цифрового рекурсивного фільтру, який дозволяє завершити перехідний процес за чотири періоди комутації ШПД при мінімальному перерегулюванні.

3. Встановлено, що компроміс між показниками якості перехідного процесу і мінімумом пульсацій параметру, що стабілізується, (положення) відповідає значенням $\beta = 1 \div 2$.

Отримані результати оцінки впливу β на характер перехідного процесу і величину пульсацій системи позиціонування відповідають передавальній функції (1), яка справедлива для обмеженого діапазону регулювання. Передавальна функція (2) відображає еквівалент між глибиною ШІМ і АІМ багатоступінчастого імпульсу. На її основі можна встановити закономірність зміни пульсацій в усьому діапазоні ШІМ і з урахуванням цього налаштувати регулятор контуру позиціонування на кінцеву тривалість процесу, що потребує окремого розгляду.

Можливе отримання передавальної функції ланки з ШІМ «у великому» з урахуванням нелінійностей модуляційних характеристик моделі. Для цього необхідно використовувати багатовимірне z -перетворення і ряди Вольтерра для виокремлення лінійної та нелінійної складових реакції ланки на збурення.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Левин А.В., Алексеев И.И., Харитонов С.А., Ковалев Л.К. Электрический самолет: от идеи до реализации: монография. – М: Машиностроение, 2010. – 288 с.
2. Белов М.П., Новиков В.А., Рассудов Л.Н. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов. 3-е изд, испр. – М: Издательский центр Академия, 2007. – 576 с.
3. Sun G., Wu L., Kuang Z., Ma Z., Liu J. Practical tracking control of linear motor via fractional-order sliding mode. *Automatica*, 2018, vol. 94, pp. 221-235. doi: <https://doi.org/10.1016/j.automatica.2018.02.011>.
4. Bani Melhem M.K., Simic M., Lai C.Y., Feng Y., Ding S. Fuzzy control of the dual-stage feeding system consisting of a piezoelectric actuator and a linear motor for electrical discharge machining. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part B: Journal of Engineering Manufacture*, 2019, vol. 234, no. 5, pp. 945-955. doi: <https://doi.org/10.1177/0954405419889201>.
5. Nagaraju N., Venkatesu S., Ujjwala N.G. Optimization of Process Parameters of EDM Process Using Fuzzy Logic and Taguchi Methods for Improving Material Removal Rate and Surface Finish. *Materials Today: Proceedings*, 2018, vol. 5, no. 2, pp. 7420-7428. doi: <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2017.11.413>.
6. Hendrawan Y.M., Farrage A., Uchiyama N. Iterative NC program modification and energy saving for a CNC machine tool feed drive system with linear motors. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 2019, vol. 102, no. 9-12, pp. 3543-3562. doi: <https://doi.org/10.1007/s00170-019-03390-1>.
7. Mo J.-S., Qiu Z.-C., Wei J.-Y., Zhang X.-M. Adaptive positioning control of an ultrasonic linear motor system. *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, 2017, vol. 44, pp. 156-173. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rcim.2016.08.011>.
8. Бондар П.П., Подольцев О.Д. Режимы работы линейного магнитоэлектричного двигателя как элемента виброударной

системи. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*, 2019, № 54, С. 52-62. doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.54.052>.

9. Подольцев О.Д., Бондар Р.П. Моделирование пов'язаних електромеханічних та теплових процесів в лінійному магнітоелектричному двигуні на основі теорії мультифізичних кіл. *Технічна електродинаміка*, 2020, № 2, С. 50-55. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.02.050>.

10. Бондар Р.П. Дослідження характеристик магнітоелектричного лінійного вібраційного двигуна при роботі на пружно-в'язке навантаження. *Електротехніка і електромеханіка*, 2019, № 1, С. 9-16. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2019.1.02>.

11. Денисов А.И., Зволинский В.М., Руденко Ю.В. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации: монография. – Киев: Наук. думка, 1997. – 249 с.

12. Башинский В.Г., Шаповалов О.Л., Денисов А.И., Бурсала Е.А., Бурсала А.Л. Влияние пульсаций бесколлекторного двигателя постоянного тока на процесс управления запуском газотурбинного двигателя вертолета. *Технічна електродинаміка*, 2020, № 2, С. 56-66. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.02.056>.

REFERENCES

1. Levyn A.V., Alekseev I.I., Kharytonov S.A., Kovalev L.K. *Elektricheskii samolet: ot idei do realizatsii* [Electric aircraft: from idea to implementation]. Moscow, Mashynostroenye Publ., 2010. 288 p. (Rus).

2. Belov M.P., Novikov V.A., Rassudov L.N. *Avtomatizirovannyi elektroprivod tipovykh proizvodstvennykh mekhanizmov i tekhnologicheskikh kompleksov* [Automated electric drive of standard production mechanisms and technological complexes]. Moscow, Academy Publ. Center, 2007. 576 p. (Rus).

3. Sun G., Wu L., Kuang Z., Ma Z., Liu J. Practical tracking control of linear motor via fractional-order sliding mode. *Automatica*, 2018, vol. 94, pp. 221-235. doi: <https://doi.org/10.1016/j.automatica.2018.02.011>.

4. Bani Melhem M.K., Simic M., Lai C.Y., Feng Y., Ding S. Fuzzy control of the dual-stage feeding system consisting of a piezoelectric actuator and a linear motor for electrical discharge machining. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part B: Journal of Engineering Manufacture*, 2019, vol. 234, no. 5, pp. 945-955. doi: <https://doi.org/10.1177/0954405419889201>.

5. Nagaraju N., Venkatesu S., Ujwala N.G. Optimization of Process Parameters of EDM Process Using Fuzzy Logic and Taguchi Methods for Improving Material Removal Rate and Surface Finish. *Materials Today: Proceedings*, 2018, vol. 5, no. 2, pp. 7420-7428. doi: <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2017.11.413>.

6. Hendrawan Y.M., Farrage A., Uchiyama N. Iterative NC program modification and energy saving for a CNC machine tool feed drive system with linear motors. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 2019, vol. 102, no. 9-12, pp. 3543-3562. doi: <https://doi.org/10.1007/s00170-019-03390-1>.

7. Mo J.-S., Qiu Z.-C., Wei J.-Y., Zhang X.-M. Adaptive positioning control of an ultrasonic linear motor system. *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, 2017, vol. 44, pp. 156-173. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rcim.2016.08.011>.

8. Bondar R.P., Podoltsev A.D. Operating modes of a linear permanent magnet motor as an element of vibration system. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky NAN Ukrainy*, 2019, no. 54, pp. 52-62. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.54.052>.

9. Podoltsev A.D., Bondar R.P. Modeling of coupled electro-mechanical and thermal processes in a linear permanent magnet motor based on the multiphysics circuit theory. *Technical Electrodynamics*, 2020, no. 2, pp. 50-55. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.02.050>.

10. Bondar R.P. Research of the magnetoelectric linear oscillatory motor characteristics during operation on elastoviscous loading. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no. 1, pp. 9-16. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2019.1.02>.

11. Denysov A.I., Zvolinskiy V.M., Rudenko Yu.V. *Ventil'nye preobrazovateli v sistemakh tochnoi stabilizatsii* [Valve converters in precision stabilization systems]. Kyiv, Naukova Dumka Publ., 1997. 249 p. (Rus).

12. Bashinskiy V., Shapovalov O., Denisov A., Bursala O., Bursala A. Influence of pulsations of the flexible dc motor on the management process of starting the gas turbine motor helicopter. *Technical Electrodynamics*, 2020, no. 2, pp. 56-66. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2020.02.056>.

Надійшла (Received) 06.05.2021

Прийнята (Accepted) 22.06.2021

Опублікована (Published) 27.08.2021

Денисов Юрій Олександрович¹, д.т.н., проф.,

Денисов Олександр Іванович², д.т.н., проф.,

Бурсала Олена Олександрівна², магістр,

¹ Національний університет «Чернігівська політехніка»,

14035, Чернігів, вул. Шевченка, 95,

e-mail: den711td@gmail.com (Corresponding author)

² Державний науково-дослідний інститут випробувань і

сертифікації озброєння та військової техніки,

14033, Чернігів, вул. Стрілецька, 1,

e-mail: den391td@gmail.com,

elena.burs1964@gmail.com

Y.O. Denisov¹, O.I. Denisov², O.O. Bursala²

¹ Chernihiv Polytechnic National University,

95, Shevchenko Str., Chernihiv, 14035, Ukraine.

² State Scientific Research Institute of Armament and Military

Equipment Testing and Certification,

1, Striletska Str., Chernigiv, 14033, Ukraine.

Synthesis of the digital regulator of the main contour of the three-circuit system of the linear electric drive of the working body of the mechanism of onboard aviation equipment.

Goal The purpose of the article is to further develop analytical methods for calculating and synthesizing power electronics systems with deep pulse width modulation (PWM). A three-circuit linear electric drive system for positioning the working body of the mechanism of onboard aircraft equipment, in which the linear electric motor is controlled from a pulse width converter (PWC), is considered. The power converter is included in the current loop. It has a noticeable effect on the level of current ripple, travel speed and positioning accuracy of the operating mechanism of a linear electric drive. **Methodology.** To analyze the processes in the current loop, a discrete transfer function of a pulse-width converter for PWM in the final zone and «in the large» is obtained on the basis of the statistical linearization of the modulation characteristics of the multi-loop PWM model. The modulation characteristic of each circuit of the model is obtained as a result of the Fourier series expansion in Walsh functions of the output voltage of the PWM during the PWM process. Statistical linearization of modulation characteristics is performed based on Hermite polynomials. **Results.** During the analysis, discrete transfer functions of closed current loops, velocity and open loop position were obtained, for which a digital controller was synthesized in the form of a recursive filter. **Originality.** The parameters of the regulator links are found, which make it possible to complete the transient process in four PWC switching periods with an overshoot of no more than 6%. The analysis of the speed-optimized positioning process of a linear electric drive based on the LED AT 605TU motor is carried out. **Practical significance.** The purpose of the analysis was to establish the relationship between the switching period of the PWM and the value of the uncompensated constant, at which the pulsations of the positioning process are minimal while ensuring the minimum overshoot and maximum speed. It was found that the specified requirements are satisfied by the ratio between the switching period, PWC and uncompensated constant in the range of one or two. References 12, figures 4.

Key words: linear electric drive, discrete transfer function, pulse width modulation, positioning error, optimal regulator.

В.О. Бржезицький, Я.О. Гаран, А.О. Держук, О.Р. Проценко, Є.О. Троценко, М.М. Dixit

ГРАНИЧНИЙ ВПЛИВ НЕІДЕНТИЧНОСТІ ЄМНІСНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ВИСОКОВОЛЬТНОГО ПЛЕЧА НА ЧАСТОТНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОДІЛЬНИКА НАПРУГИ (АНАЛІТИЧНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ)

На основі раніше розвинутої теорії ширококутових подільників напруги з паралельно-послідовним з'єднанням R-, C-елементів вперше одержані аналітичні вирази для амплітудно-частотної та фазо-частотної характеристик подільника напруги з урахуванням граничного випадку неідентичності ємнісних елементів високовольтного плеча. Визначений загальний характер залежностей частотних характеристик від значення допуску ємнісних елементів, коефіцієнта ділення подільника напруги в широкому діапазоні зміни частоти. Запропоновані спрощені апроксимуючі вирази для максимальних значень частотних характеристик та визначена їх похибка. Рекомендовано уведення в нормативну документацію ширококутових подільників напруги відкоригованого значення коефіцієнта ділення. Бібл. 13, табл. 2, рис. 3.

Ключові слова: подільник напруги, частотні характеристики, аналітичні вирази, допуск ємнісних елементів, коригування параметрів.

На основе ранее развитой теории широкополосных делителей напряжения с параллельно-последовательным соединением R-, C-элементов впервые получены аналитические выражения для амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик делителя напряжения с учетом предельного случая неидентичности ёмкостных элементов высоковольтного плеча. Определён общий характер зависимостей частотных характеристик от значения допуска ёмкостных элементов, коэффициента деления делителя напряжения в широком диапазоне изменения частоты. Предложены упрощённые аппроксимирующие выражения для максимальных значений частотных характеристик и определены их погрешности. Рекомендуются введение в нормативную документацию широкополосных делителей напряжения откорректированного значения коэффициента деления. Библ. 13, табл. 2, рис. 3.

Ключевые слова: делитель напряжения, частотные характеристики, аналитические выражения, допуск ёмкостных элементов, корректировка параметров.

Вступ. Миттєві значення напруги високовольтних електроенергетичних систем та їх зміни у часі є одним із найважливіших масивів інформації стану та характеристик таких систем (слід зазначити, що такий масив є постійно змінюваним). Десятки і більше років тому для одержання інформації про значення високої напруги використовувались (і використовуються дотепер) електромагнітні трансформатори напруги (існують навіть «трансформатори напруги» постійного струму). Це пов'язано з тим, що в якості елементів керування таких систем використовувались релейні пристрої, підключені до вихідних кіл трансформаторів напруги. Робота таких релейних пристроїв орієнтована на відслідковування усталених (або наближених до них) режимів енергосистем. Потреби сучасного етапу розвитку електроенергетики вимагають переходу до використання замість трансформаторів напруги подільників напруги різноманітних типів, при цьому додатковою перевагою подільників напруги є можливість одержання інформації не тільки для усталених, але й для миттєвих значень напруги перехідних режимів (що є важливим для удосконалення систем керування). Разом з тим, перехід до широкого використання подільників напруги потребує проведення додаткових досліджень, зокрема і тих, що пропонуються в даній статті.

В Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» системні дослідження високовольтних подільників напруги проводяться з 1985 р. Суть цих досліджень полягає в тому, що як для систем змінного струму, так і для нових систем постійного струму, необхідно реєструвати миттєві значення напруги, оскільки, наприклад, для систем змінного струму

важливими є також перехідні режими автоматичного повторного вмикання, комутаційних і грозових перенапруг тощо. Для систем постійного струму внаслідок неідеальності випрямлячів та інверторів, а також фільтрів, буде характерною наявність пульсацій високої напруги (не кажучи вже також про важливість реєстрації перехідних процесів та перенапруг). Тому, як для систем змінної, так і для систем постійної напруги, важливим є створення ширококутових високовольтних подільників напруги. І в цьому сенсі високовольтні подільники напруги можуть бути уніфіковані як для систем змінної, так і для систем постійної напруги, що забезпечить суттєве зменшення їх вартості та підвищить їх доступність.

У більшості випадків високовольтне плече ширококутових подільників напруги складається з великої кількості паралельно-послідовних з'єднань R-, C- елементів, які, загалом, не є однаковими (ідентичними). Врахування неідентичності R-, C- елементів високовольтного плеча є характерною ознакою вищезазначених досліджень.

В даній статті показана важливість врахування можливої неідентичності ємнісних елементів високовольтного плеча ширококутових подільників напруги, продемонстровано її розрахункове визначення, та наведені рекомендації щодо суттєвого зменшення її негативного впливу, що є актуальною проблемою.

Огляд публікацій. В сучасній концепції «цифрова підстанція» відпадає необхідність використання традиційних релейних елементів систем керування, оскільки обробка сигналів каналів напруги та струму буде відбуватись за схемою «аналоговий датчик величини → аналого-цифровий перетворювач → система обробки цифрової інформації». При цьому існуючі

трансформатори напруги з високовартісними витратами ізоляційних та магнітних матеріалів можуть бути замінені високовольтними широкосмуговими подільниками напруги [1]. В зв'язку з цим, в останніх публікаціях по високовольтним подільникам напруги приділяється значна увага підвищенню точності математичних моделей, стабільності їх параметрів, врахуванню різноманітних факторів, особливостям метрологічного калібрування і нормуванню характеристик подільників напруги. Так, в [2] повідомляється про підтвердження зміни коефіцієнта ділення еталонного подільника напруги постійного струму в діапазоні 100-1000 кВ в розмірі $2,5 \cdot 10^{-6}$ (2,5 ppm). В [3] стверджується про зміну до 158,4 ppm коефіцієнта ділення подільника напруги «500 кВ/2 мА» постійного струму в оточуючому середовищі з температурою 35 °С в залежності від терміну роботи подільника в діапазоні 30-200 хвилин. В [4] показується, що подільник напруги постійного струму до 1000 кВ повинен мати смугу пропускання щонайменше 10 кГц. Публікації [5, 6] присвячені створенню реальних конструкцій широкосмугових подільників напруги, при цьому в [5] розраховується частотний «відгук» подільника за схемою заміщення, а в [6] він встановлюється експериментально з використанням індуктивного подільника напруги. В [7] показано, що ємнісний «комерційний» подільник напруги 22 кВ суттєво змінює свої характеристики після 18 годин безперервної роботи. В [8] розроблений метод калібрування промислового подільника напруги змінного струму на рівні 400 кВ, при цьому складові невизначеності метода мають значення: по коефіцієнту ділення $\pm 0,26$ %; по фазовому куту $\pm 3,6 \cdot 10^{-3}$ рад. В [9] розраховуються характеристики вимірювальної системи імпульсного подільника напруги з паралельно-послідовним з'єднанням R-, C- елементів високовольтного плеча, призначеної для вимірювання аперіодичного комутаційного імпульсу до 400 кВ. Розглянуті схеми заміщення різних типів високовольтних подільників напруги мають екрановані паралельно-послідовні з'єднання R-, C- елементів високовольтного плеча, «набрані», як правило, з однаковими значеннями елементів.

Додатковою перевагою високовольтних подільників напруги є можливість досягнення унікальної властивості забезпечення сталої величини їх амплітудно-частотної характеристики в діапазоні від нуля до частот мегагерцового діапазону, що дозволяє рівноцінно реєструвати сигнали напруги від постійного струму до сплесків короткочасних імпульсів [10]. Разом з тим, ця властивість подільників напруги може бути суттєво знецінена впливом неідентичності реальних значень R_{RV} , C_{RV} - елементів [10] їх високовольтного плеча (відхиленням R_{RV} , C_{RV} від номінальних значень R_N , C_N).

Оскільки створення високовольтних подільників напруги потребує значної кількості R-, C- елементів високовольтного плеча (від десятків до тисяч), виникає необхідність використання їх менш коштовних серій, які звичайно характеризуються значним допуском (нормованим відхиленням R_{RV} , C_{RV} від R_N , C_N). При цьому значення допуску для резисторів $\Delta_R = (R_{RV} - R_N) / R_N$ та конденсаторів $\Delta_C = (C_{RV} - C_N) / C_N$

суттєво відрізняються: для резисторів Δ_R має значення порядку $\pm 0,01$ (± 1 %), а для конденсаторів Δ_C досягає $\pm 0,2$ (± 20 %).

Має значення, як розподіляються R_{RV} , C_{RV} всередині допуску:

$$R_N(1 - \Delta_R) \dots R_N(1 + \Delta_R); C_N(1 - \Delta_C) \dots C_N(1 + \Delta_C).$$

Закон розподілення R_{RV} , C_{RV} всередині допуску може бути: трикутним [11], прямокутним, та іншим (параболічним тощо). Вплив неідентичності елементів високовольтного плеча на характеристики подільника напруги залежить як від граничних значень Δ_R , Δ_C для елементів високовольтного плеча, так і від закону розподілення R_{RV} , C_{RV} всередині відповідних інтервалів.

Отже, метою статті є визначення в аналітичному виді максимального граничного впливу неідентичності ємнісних елементів високовольтного плеча на амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) та фазо-частотну характеристику (ФЧХ) подільника напруги з паралельно-послідовним з'єднанням R-, C- елементів.

З розгляду теорії широкосмугових подільників напруги [1] витікає, що цьому випадку відповідає граничне дискретне розподілення елементів високовольтного плеча, коли половина його ємнісних елементів має значення: $C' = C_N(1 - \Delta_C)$, а інша його половина: $C'' = C_N(1 + \Delta_C)$.

В такій постановці розрахунок частотних характеристик високовольтного широкосмугового подільника напруги проводився в [12] за допомогою використання окремих прикладів АЧХ та ФЧХ при різних значеннях Δ_C , але при цьому не були розкриті загальні особливості частотних характеристик широкосмугових подільників напруги.

Методика проведення дослідження. Схема заміщення високовольтного подільника напруги для випадку, що розглядається за [10], представлена на рис. 1.

Впливом неідентичності R-елементів високовольтного плеча нехтуємо, оскільки зазвичай $\Delta_R \ll \Delta_C$. В подальшому індекс «C» в позначенні Δ_C опускається, отже $\Delta_C \equiv \Delta$, та $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$.

Згідно загальної теорії широкосмугових подільників напруги [1] вирази A для АЧХ та φ для ФЧХ подільника напруги за рис. 1 можуть бути представлені у виді:

$$A = \frac{|U_{out}|}{|U_{in}|} = \frac{1}{K} A^*,$$

$$A^* = \sqrt{\frac{1 + \gamma^2}{\left(1 + \frac{K-1}{K} f\right)^2 + \gamma^2 \left(1 + \frac{K-1}{K} \delta\right)^2}}, \quad (1)$$

$$\varphi = \arctg \left[\frac{(\delta - f)\gamma}{f + \frac{K}{K-1} + \gamma^2 \left(\delta + \frac{K}{K-1}\right)} \right], \quad (2)$$

де K – номінальне значення коефіцієнта ділення подільника напруги (у загальному випадку $K > 1$); A^* – нормоване значення АЧХ; $\gamma = \omega R C_0$ – безрозмірний параметр кутової частоти ω ; $C_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n C_i$ – середній параметр кутової частоти ω ; $C_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n C_i$ – середній параметр кутової частоти ω .

дне значення C -елементів високовольтного плеча, яке для випадку, що розглядається, відповідає $C_0 \equiv C_N$; f, δ – функції неідентичності елементів; $\alpha = \alpha' = -\Delta$, та $\alpha = \alpha'' = \Delta$, які визначаються нижче:

$$f = \frac{1}{2}D(\alpha') + \frac{1}{2}D(\alpha''), \quad \delta = \frac{1}{2}G(\alpha') + \frac{1}{2}G(\alpha''), \quad (3)$$

де

$$D(\alpha) = \frac{\gamma^2 \alpha^2 (-1 + \gamma^2 (3 + 2\alpha))}{(1 + \gamma^2)[1 + \gamma^2 (1 + \alpha)^2]}, \quad (4)$$

$$G(\alpha) = \frac{\gamma^2 \alpha^2 (-3 - \alpha + \gamma^2 (1 + \alpha))}{(1 + \gamma^2)[1 + \gamma^2 (1 + \alpha)^2]}. \quad (5)$$

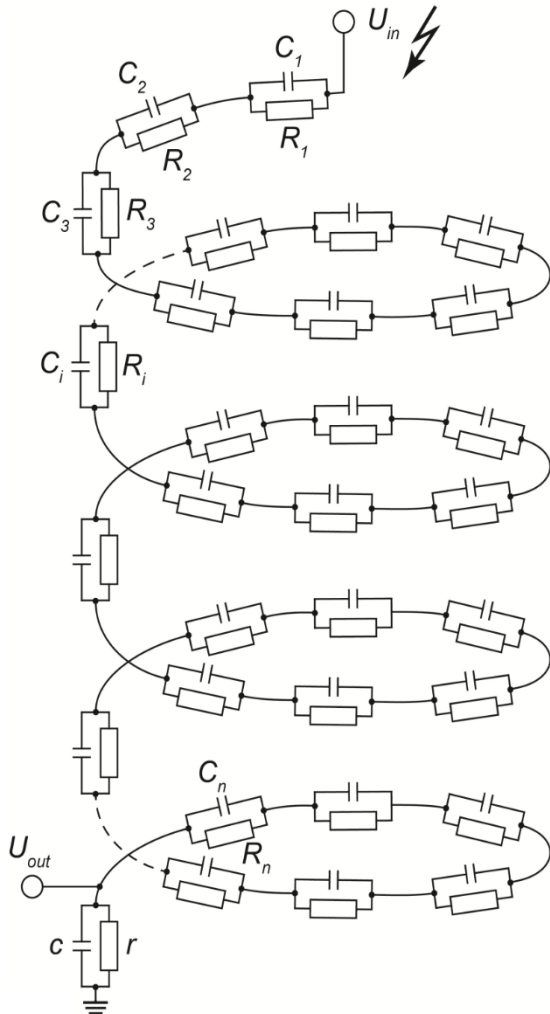


Рис. 1. Схема заміщення високовольтного подільника напруги з паралельно-последовним з'єднанням R -, C -елементів високовольтного плеча

Підставляючи в (3) – (5) значення $\alpha' = -\Delta$, $\alpha'' = \Delta$ одержимо:

$$2f = \frac{\gamma^2 \Delta^2 (-1 + \gamma^2 (3 - 2\Delta))}{(1 + \gamma^2)[1 + \gamma^2 (1 - \Delta)^2]} + \frac{\gamma^2 \Delta^2 (-1 + \gamma^2 (3 + 2\Delta))}{(1 + \gamma^2)[1 + \gamma^2 (1 + \Delta)^2]}, \quad (6)$$

$$2\delta = \frac{\gamma^2 \Delta^2 (-3 + \Delta + \gamma^2 (1 - \Delta))}{(1 + \gamma^2)[1 + \gamma^2 (1 - \Delta)^2]} + \frac{\gamma^2 \Delta^2 (-3 - \Delta + \gamma^2 (1 + \Delta))}{(1 + \gamma^2)[1 + \gamma^2 (1 + \Delta)^2]}. \quad (7)$$

В [1] при виведенні (1), (2) приймалися загальновідомі співвідношення для параметрів низьковольтного плеча

$$r = \frac{nR}{K-1}, \quad c = \frac{C_0}{n}(K-1).$$

Навіть із прийнятими спрощеннями (6), (7) аналітичне дослідження залежностей A^* , φ від γ , Δ , K в загальному випадку є неможливим. Тому будемо використовувати підхід граничних значень [13], а також поняття неперервності функцій $A^*(\gamma, \Delta, K)$, $\varphi(\gamma, \Delta, K)$, що витікає з їх фізичного змісту.

Граничні значення функції $A^*(\gamma, \Delta, K)$.

1.1. Якщо $\Delta=0$, то $A^* \equiv 1$ для будь-яких значень γ, K , оскільки вирази f, δ (6), (7) в цьому випадку дорівнюють нулю.

1.2. Якщо $\gamma=0$, то також $A^* \equiv 1$ для будь-яких значень Δ, K , що фізично відповідає загальноприйнятій практиці калібрування широкосмугових подільників напруги на високій напрузі постійного струму.

1.3. Аналізуючи (1), (6), (7) приходимо до висновку, що можна одержати граничний вираз для A^* в наближенні $\gamma^2 \rightarrow 0$. Дійсно, утримуючи в (1), (6), (7) члени порядку одиниці, а також члени порядку $\gamma^2 \ll 1$, знайдемо

$$A^*_{\gamma \rightarrow 0}(\gamma^2) = 1 + \frac{K-1}{K} \Delta^2 \gamma^2. \quad (8)$$

Аналізуючи (8) приходимо до висновку, що A^* за значень $\gamma \ll 1$ завжди зростає в області $A^* > 1$ за параболічною залежністю від γ , причому пропорційно квадрату допуску Δ^2 та відношенню $(K-1)/K$, тобто, найбільш сильно ця залежність проявляється для високовольтних подільників напруги, для яких $K \gg 1$.

1.4. За іншого граничного значення $\gamma \rightarrow \infty$ маємо:

$$f = \frac{\Delta^2 (3 - \Delta^2)}{(1 - \Delta^2)^2}; \quad \delta = \frac{\Delta^2}{1 - \Delta^2}, \quad (9)$$

і, відповідно:

$$A^*_{\gamma \rightarrow \infty} = \frac{1}{1 + \frac{K-1}{K} \frac{\Delta^2}{1 - \Delta^2}}. \quad (10)$$

З (10) витікає, що в цьому випадку завжди $A^* < 1$, причому відхилення A^* від одиниці збільшується зі зростанням K та значення допуску Δ (в основному, пропорційно Δ^2 , оскільки для реальної області допуску $0 < \Delta < 0,2$ внесок знаменника $1 - \Delta^2$ складає $1 - 1,0417$).

1.5. Має принципове значення, як A^* наближається до свого граничного виразу (10): «зверху» або «знизу» за умови $\gamma \rightarrow \infty$. Для цього, судячи з (1), достатньо визначити поведінку δ в області $\gamma \rightarrow \infty$. Було проведено перетворення виразу (7) шляхом ділення чисельників та знаменників його складових на γ^4 , при цьому були одержані члени порядку одиниці, $1/\gamma^2$ та $1/\gamma^4$. Далі, удержуючи члени порядку одиниці та $1/\gamma^2$, був отриманий вираз

$$\delta_{\gamma \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{\gamma^2} \right) = \frac{\Delta^2}{1 - \Delta^2} - \frac{\Delta^2}{2\gamma^2} \times \left[\frac{3 - \Delta}{(1 - \Delta)^2} + \frac{1 + (1 - \Delta)^2}{(1 - \Delta)^3} + \frac{3 + \Delta}{(1 + \Delta)^2} + \frac{1 + (1 + \Delta)^2}{(1 + \Delta)^3} \right]. \quad (11)$$

Вираз у квадратних дужках за $0 < \Delta < 0,2$ завжди більше нуля. Отже, δ за умови $\gamma \rightarrow \infty$ наближається до

свого граничного значення $\Delta^2/(1-\Delta^2)$ знизу. Відповідно, функція $A^*(\gamma)$ наближається до свого граничного значення (10) завжди зверху.

1.6. З огляду на те, що в залежності від γ відбувається перехід від значень $A^* > 1$ до значень $A^* < 1$, корисним буде з'ясування значення A^* за $\gamma=1$. Для цього випадку підстановка $\gamma=1$ в (1), (6), (7) після виконання скорочень дає:

$$A^*(1) = \sqrt{\frac{1}{1 - 2 \frac{\Delta^4}{4 + \Delta^4} \frac{K-1}{K} \left(1 - \frac{K-1}{2K}\right)}}. \quad (12)$$

Аналіз (12), як і (8) – (11), за умови $\Delta=0$ підтверджує значення $A^* \equiv 1$. Оскільки в області практичного інтересу має місце $0 < \Delta < 0,2$ і тоді $\Delta^4/(4+\Delta^4) \ll 1$, вираз (12) може бути представлений у вигляді

$$A^*(1) \approx 1 + \frac{\Delta^4}{4 + \Delta^4} \frac{K-1}{K} \left(1 - \frac{K-1}{2K}\right). \quad (13)$$

Для значень $K \gg 1$ та $\Delta=0,2$ доданок до одиниці в (13) складає 0,0002. Тобто, всі залежності $A^*(\gamma)$ для $0 < \Delta < 0,2$ будуть практично проходити через точку $A^*(1)=1$.

1.7. Дослідження A^* в діапазоні $0 < \gamma < 1$. З усіх попередніх ознак в цьому діапазоні повинен знаходитись максимум функції A_{\max}^* . Для його знаходження необхідно прирівняти нулю похідну $dA^*/d\gamma = 0$, та з

цієї умови визначити значення γ_{\max} , підстановка якого в (1), (6), (7) дозволить одержати шукану величину A_{\max}^* . В зв'язку зі складною залежністю A^* від вхідних величин, що, практично, унеможливує проведення цих операцій в аналітичному виді, для знаходження $A_{\max}^*(\gamma_{\max})$ використовувались програмні засоби.

В програмному пакеті SMATH Studio було виведено функціональну залежність A^* від γ , після чого, за допомогою математичних модулів даного програмного пакету було знайдено значення γ_{\max} для точки екстремуму і значення екстремуму A_{\max}^* даної функції для різних Δ та K (шляхом ітераційного обчислення в програмному циклі).

В табл. 1 наведені одержані результати розрахунків A_{\max}^* , γ_{\max} для значень $\Delta=0,01; 0,02; \dots 0,19; 0,20$ та значень $K=10; 100; 1000; 10000$. Обробка даних з табл. 1 дозволяє запропонувати спрощений вираз для A_{\max}^* у вигляді:

$$A_{\max}^* = 1 + 0,1255 \frac{K-1}{K} \Delta^2. \quad (14)$$

При цьому похибка тільки доданка правої частини (14) по відношенню до відповідних даних табл. 1 не перевищує $\pm 0,4\%$ за абсолютною величиною, що можна вважати цілком прийнятним.

Таблиця 1

Результати розрахунків значень A_{\max}^* (відн. од.), γ_{\max} (відн. од.)

| Величина | K = 10 | | K = 100 | | K = 1000 | | K = 10000 | |
|----------|-----------------|--------------|-----------------|--------------|-----------------|--------------|-----------------|--------------|
| | γ_{\max} | A_{\max}^* | γ_{\max} | A_{\max}^* | γ_{\max} | A_{\max}^* | γ_{\max} | A_{\max}^* |
| 0,01 | 0,577361 | 1,0000112502 | 0,577360 | 1,0000123752 | 0,577360 | 1,0000124877 | 0,577360 | 1,0000124990 |
| 0,02 | 0,577393 | 1,0000450035 | 0,577389 | 1,0000495037 | 0,577389 | 1,0000499537 | 0,577389 | 1,0000499988 |
| 0,03 | 0,577446 | 1,0001012677 | 0,577438 | 1,0001113939 | 0,577437 | 1,000112406 | 0,577437 | 1,0001125077 |
| 0,04 | 0,577520 | 1,0001800558 | 0,577506 | 1,0001980596 | 0,577504 | 1,0001998600 | 0,577504 | 1,0002000400 |
| 0,05 | 0,577615 | 1,0002813863 | 0,577593 | 1,0003095206 | 0,577591 | 1,0003123340 | 0,577591 | 1,0003126153 |
| 0,06 | 0,577732 | 1,0004052827 | 0,577700 | 1,0004458019 | 0,577697 | 1,0004498538 | 0,577697 | 1,0004502590 |
| 0,07 | 0,577870 | 1,0005517740 | 0,577827 | 1,0006069345 | 0,577823 | 1,0006124504 | 0,577822 | 1,0006130020 |
| 0,08 | 0,578029 | 1,0007208942 | 0,577973 | 1,0007929549 | 0,577968 | 1,0008001606 | 0,577967 | 1,0008008812 |
| 0,09 | 0,578210 | 1,0009126829 | 0,578139 | 1,0010039051 | 0,578132 | 1,0010130268 | 0,578131 | 1,0010139390 |
| 0,1 | 0,578412 | 1,0011271850 | 0,578325 | 1,001239833 | 0,578316 | 1,0012510971 | 0,578315 | 1,0012522235 |
| 0,11 | 0,578636 | 1,0013644507 | 0,578530 | 1,0015007923 | 0,578519 | 1,0015144254 | 0,578518 | 1,0015157887 |
| 0,12 | 0,578881 | 1,0016245356 | 0,578755 | 1,0017868422 | 0,578742 | 1,0018030714 | 0,578741 | 1,0018046943 |
| 0,13 | 0,579148 | 1,0019075010 | 0,579000 | 1,0020980480 | 0,578985 | 1,0021171007 | 0,578984 | 1,0021190059 |
| 0,14 | 0,579437 | 1,0022134135 | 0,579265 | 1,0024344807 | 0,579247 | 1,002456585 | 0,579246 | 1,0024587951 |
| 0,15 | 0,579748 | 1,0025423452 | 0,579550 | 1,0027962172 | 0,579530 | 1,0028216008 | 0,579528 | 1,0028241391 |
| 0,16 | 0,580081 | 1,0028943741 | 0,579855 | 1,00318334 | 0,579832 | 1,0032122322 | 0,579830 | 1,0032151214 |
| 0,17 | 0,580436 | 1,0032695835 | 0,580180 | 1,0035959389 | 0,580154 | 1,0036285684 | 0,580152 | 1,0036318313 |
| 0,18 | 0,580813 | 1,0036680628 | 0,580525 | 1,0040341078 | 0,580497 | 1,0040707048 | 0,580494 | 1,0040743644 |
| 0,19 | 0,581213 | 1,0040899069 | 0,580891 | 1,0044979482 | 0,580859 | 1,0045387429 | 0,580856 | 1,0045428223 |
| 0,2 | 0,581635 | 1,0045352169 | 0,581278 | 1,0049875672 | 0,581242 | 1,0050327906 | 0,581239 | 1,0050373128 |

На рис. 2 наведені графіки залежностей $A^*(\gamma)$ розраховані за формулами (1), (6), (7) для значень параметрів: $\Delta=0,05; 0,2; K=10; 10^4$, які пояснюють одержані результати. Для відслідковування повної

зміни кривих $A^*(\gamma)$ діапазон зміни γ (по вісі абсцис) представлений у логарифмічному масштабі (від $\gamma = 0,001$ до $\gamma = 1000$).

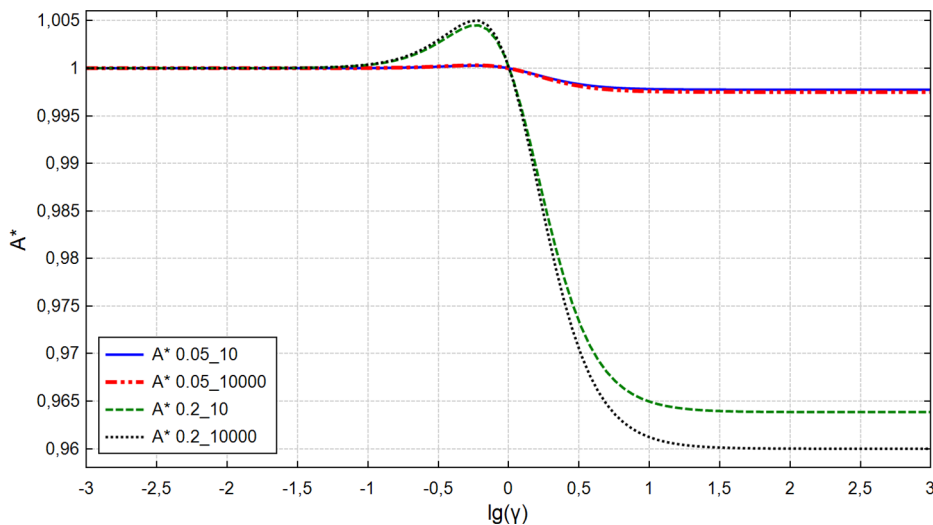


Рис. 2. Розрахункові залежності $A^*(\gamma)$ за формулами (1), (6), (7) для значень параметрів: $\Delta = 0,05; \Delta = 0,2; K = 10; K = 10^4$

Граничні значення функції $\varphi(\gamma, \Delta, K)$. Як при значенні $\gamma \rightarrow 0$, так і за $\gamma \rightarrow \infty$ функція φ має граничне значення $\varphi \rightarrow 0$, що фізично відповідає ідеалізованому омичному (в першому випадку) та ідеалізованому ємнісному (в другому випадку) подільнику напруги.

Розкладання функції φ (2) за степенями малого параметра γ за умови $\gamma \rightarrow 0$ визначає вираз

$$\varphi(\gamma) \underset{\gamma \rightarrow 0}{=} -2 \frac{K-1}{K} \Delta^2 \gamma^3, \quad (15)$$

при цьому значення φ у (15) одержується в радіанах.

При іншому граничному значенні $\gamma \rightarrow \infty$ розкладання φ (2) за степенями малого параметра $1/\gamma$ надає вираз

$$\varphi(\gamma) \underset{\gamma \rightarrow \infty}{=} -2 \frac{K-1}{K} \frac{\Delta^2}{\gamma} \Psi(\Delta, K), \quad (16)$$

де поправкова функція порядку одиниці

$$\Psi = \left(1 - 2 \frac{\Delta^2}{K} - \frac{K-2}{K} \Delta^4 \right)^{-1}.$$

Максимальне значення Ψ за $\Delta=0,2; K=10$ складає 1,009367, отже для умов розгляду $1 < \Psi < 1,009367$.

Аналогічно п. 1.7 за допомогою програмного пакету SMATH Studio були віднайдені значення φ'_{\min} (2), в кутових хвилинах, та відповідні їм значення γ' (у відносних одиницях) для параметрів $\Delta=0,01; 0,02; \dots 0,19; 0,2$ та значень $K=10; 100; 1000; 10000$, які наведені у табл. 2.

Таблиця 2

Результати розрахунків значень φ'_{\min} (кут. хв.), γ' (відн. од.)

| Величина | $K = 10$ | | $K = 100$ | | $K = 1000$ | | $K = 10000$ | |
|----------|-----------|-------------------|-----------|-------------------|------------|-------------------|-------------|-------------------|
| | γ' | φ'_{\min} | γ' | φ'_{\min} | γ' | φ'_{\min} | γ' | φ'_{\min} |
| 0,01 | 1,73214 | -0,200968 | 1,73213 | -0,221064 | 1,73213 | -0,223073 | 1,73213 | -0,223274 |
| 0,02 | 1,73243 | -0,80397 | 1,7324 | -0,884355 | 1,73239 | -0,892394 | 1,73239 | -0,893197 |
| 0,03 | 1,7329 | -1,80931 | 1,73283 | -1,99018 | 1,73283 | -2,00826 | 1,73283 | -2,01007 |
| 0,04 | 1,73357 | -3,21747 | 1,73345 | -3,53903 | 1,73343 | -3,57118 | 1,73343 | -3,5744 |
| 0,05 | 1,73443 | -5,02917 | 1,73424 | -5,53162 | 1,73422 | -5,58186 | 1,73422 | -5,58689 |
| 0,06 | 1,73549 | -7,2453 | 1,7352 | -7,96886 | 1,73518 | -8,04121 | 1,73517 | -8,04844 |
| 0,07 | 1,73673 | -9,86697 | 1,73635 | -10,8519 | 1,73631 | -10,9503 | 1,73631 | -10,9602 |
| 0,08 | 1,73817 | -12,8955 | 1,73767 | -14,1819 | 1,73762 | -14,3106 | 1,73762 | -14,3234 |
| 0,09 | 1,73981 | -16,3323 | 1,73918 | -17,9606 | 1,73911 | -18,1234 | 1,73911 | -18,1397 |
| 0,1 | 1,74165 | -20,1793 | 1,74086 | -22,1897 | 1,74078 | -22,3906 | 1,74077 | -22,4107 |
| 0,11 | 1,74368 | -24,4383 | 1,74273 | -26,871 | 1,74263 | -27,1142 | 1,74262 | -27,1385 |
| 0,12 | 1,74592 | -29,1114 | 1,74478 | -32,0069 | 1,74467 | -32,2962 | 1,74466 | -32,3252 |
| 0,13 | 1,74836 | -34,2011 | 1,74702 | -37,5995 | 1,74689 | -37,9392 | 1,74687 | -37,9731 |
| 0,14 | 1,751 | -39,71 | 1,74945 | -43,6517 | 1,74929 | -44,0456 | 1,74928 | -44,085 |

| Величина | K = 10 | | K = 100 | | K = 1000 | | K = 10000 | |
|----------|-----------|-------------------|-----------|-------------------|-----------|-------------------|-----------|-------------------|
| | γ' | φ'_{\min} | γ' | φ'_{\min} | γ' | φ'_{\min} | γ' | φ'_{\min} |
| 0,15 | 1,75386 | -45,6408 | 1,75207 | -50,1662 | 1,75189 | -50,6183 | 1,75187 | -50,6636 |
| 0,16 | 1,75692 | -51,9966 | 1,75488 | -57,1461 | 1,75468 | -57,6605 | 1,75466 | -57,712 |
| 0,17 | 1,7602 | -58,7808 | 1,75789 | -64,5947 | 1,75766 | -65,1754 | 1,75764 | -65,2335 |
| 0,18 | 1,76369 | -65,9969 | 1,7611 | -72,5155 | 1,76084 | -73,1666 | 1,76081 | -73,2317 |
| 0,19 | 1,76741 | -73,6486 | 1,76451 | -80,9124 | 1,76422 | -81,6378 | 1,76419 | -81,7103 |
| 0,2 | 1,77135 | -81,74 | 1,76812 | -89,7895 | 1,7678 | -90,5932 | 1,76777 | -90,6735 |

Обробка даних з табл. 2 дозволяє запропонувати спрощений вираз для φ'_{\min} у вигляді:

$$\varphi'_{\min} = -2252 \frac{K-1}{K} \Delta^2. \quad (17)$$

При цьому похибка (17) по відношенню до відповідних даних з табл. 2 не перевищує $\pm 0,85\%$ за абсолютною величиною, що можна вважати прийнятним.

На рис. 3 наведені графіки залежностей $\varphi'(\gamma)$, розраховані за формулами (2), (6), (7) для значень параметрів: $\Delta=0,05; 0,20; K=10; 10^4$, що пояснюють одержані результати. Для відслідковування повної зміни кривих $\varphi'(\gamma)$ діапазон зміни γ (по вісі абсцис) представлений у логарифмічному масштабі (від $\gamma=0,001$ до $\gamma=1000$).

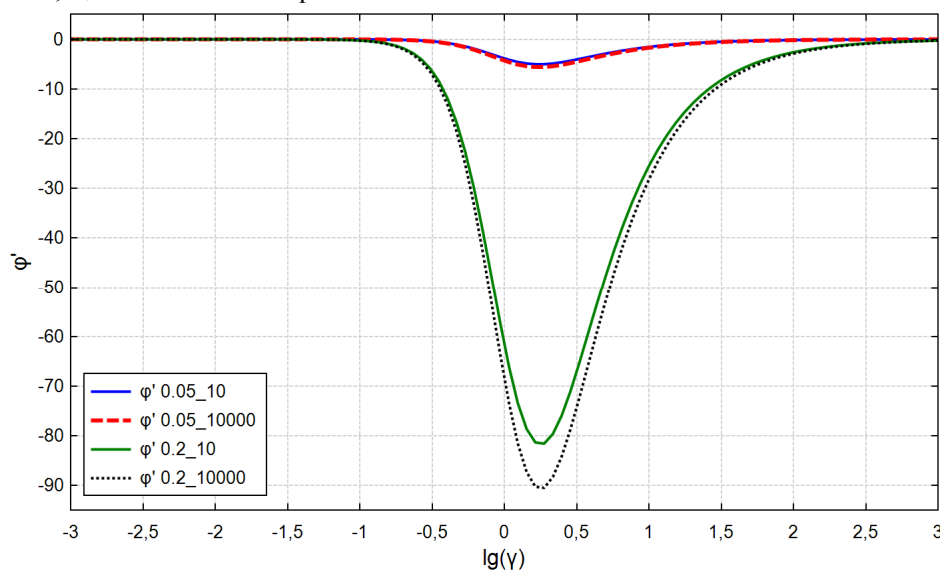


Рис. 3. Розрахункові залежності φ' (кут. хв.) від γ (відн. од.) за формулами (2), (6), (7) для значень параметрів: $\Delta = 0,05; \Delta = 0,2; K = 10; K = 10^4$

Обговорення одержаних результатів. Вперше в загальному виді розкриті загальні особливості частотних характеристик високовольтних широкосмугових подільників напруги з паралельно-последовним з'єднанням R-, C-елементів високовольтного плеча з урахуванням неідентичності його ємнісних складових.

Вперше кількісно визначений граничний вплив неідентичності ємнісних елементів високовольтного плеча на АЧХ та ФЧХ подільника напруги та показано його суттєве значення.

Вперше для діапазону коефіцієнтів ділення широкосмугових подільників напруги $K \geq 10$ запропоновані спрощені та, водночас, достатньо точні вирази для граничних значень їхніх частотних характеристик. Для діапазону коефіцієнтів ділення подільників напруги $1 < K < 10$ необхідно проведення додаткових досліджень.

Для зменшення відхилень АЧХ (від нормованого значення) широкосмугового подільника напруги в залежності від частоти можна рекомендувати використовувати її відкориговане значення

$$A_{cor}^* = \frac{1}{2} \left(A_{\max}^* + A_{\gamma \rightarrow \infty}^* \right)$$

значення коефіцієнта ділення подільника напруги $K_{cor} = K / A_{cor}^*$, які можна заносити в його паспорт.

Для зменшення відхилень ФЧХ (від нормованого значення) подільника напруги в залежності від частоти можна рекомендувати використовувати її відкориговане значення $\varphi'_{cor} = 0,5 \cdot \varphi'_{\min}$, яке можна заносити в паспорт подільника напруги для діапазону $\gamma > 0$.

Порівняння одержаних результатів з даними публікацій [2-9] показує, що вплив неідентичності ємнісних елементів високовольтного плеча подільників напруги на їхні характеристики є суттєвим поряд з іншими впливаючими факторами і, отже, повинен враховуватись в теорії та практиці подільників напруги.

Висновки.

Вперше в аналітичному виді проведено дослідження частотних характеристик широкосмугового подільника напруги з урахуванням граничного впливу неідентичності ємнісних елементів його високовольтного плеча, що дозволяє доступно прогнозувати границі зміни амплітудно-частотної та фазо-частотної характеристик подільника напруги в залежності від допуску його складових елементів.

Для зменшення відхилень від нормованих значень амплітудно-частотної та фазо-частотної характеристик широкопasmового подільника напруги в залежності від частоти рекомендовано використовувати їхні відкориговані значення, які можна записувати в паспорт та нормативну документацію подільника напруги.

Одержані результати дозволяють прогнозовано орієнтуватись у значенні допуску ємнісних елементів високовольтного плеча при виборі широкопasmових високовольтних подільників напруги, а також при їх розробці та виготовленні.

Перспективи подальшого розвитку в розглянутому напрямі пов'язані з використанням різних законів розподілення реальних величин R_{RV} , C_{RV} в межах їх допусків, в тому числі, з несиметричними видами розподілень.

Конфлікт інтересів. Автори статті заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

1. Anokhin Y.L., Brzhezitskyi V.O., Haran Ya.O., Masliuchenko I.M., Protsenko O.P., Trotsenko Ye.O. Application of high voltage dividers for power quality indices measurement. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2017, no. 6, pp. 53-59. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2017.6.08>.
2. Li D., Liu K., Lei M., Zhou F., Yue C., Yu J. Study on the ratio change measurement of 1000 kV HVDC divider based on improved DC voltage summation method. *High Voltage*, 2020, vol. 5, no. 2, pp. 202-208. doi: <https://doi.org/10.1049/hve.2019.0127>.
3. Fang Z., Luo Y., Zhai S., Qian B., Liao Y., Lan L., Wang D. Temperature rise characteristics and error analysis of a DC voltage divider. *Energies*, 2021, vol. 14, no. 7, p. 1914. doi: <https://doi.org/10.3390/en14071914>.
4. Alf-Peter E., Hällström J., Bergman A. Optimization of the design of a wideband 1000 kV resistive reference divider. *XVII International Symposium on High Voltage Engineering*, Hannover, Germany, August 22-26, 2011. Available at: http://vlabs.iitkgp.ac.in/vhvlab/html/pages/CD/topics_a-h/H-013-ELG-F.pdf (accessed 22 June 2020).
5. Khamlichi A., Rovira J. The Design and characterization of a prototype wideband voltage sensor based on a resistive divider. *Sensors*, 2017, vol. 17, no. 11, p. 2657. doi: <https://doi.org/10.3390/s17112657>.
6. Slomovitz D., Trigo L., Faverio C., Kyriazis G.A. Advance in the development of wideband resistive voltage dividers. *Journal of Physics: Conference Series*, 2021, vol. 1826, no. 1, p. 012083. doi: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1826/1/012083>.
7. Hrbac R., Kolar V., Bartłomiejczyk M., Mlcek T., Orsag P., Vanc J. A development of a capacitive voltage divider for high voltage measurement as part of a combined current and voltage sensor. *Elektronika ir Elektrotechnika*, 2020, vol. 26, no. 4, pp. 25-31. doi: <https://doi.org/10.5755/j01.eie.26.4.25888>.
8. Xu D., Zhang W., Wang N., Wang G., Xu G. The power frequency voltage divider calibration device and its uncertainty. *Energy Reports*, 2020, vol. 6, pp. 380-384. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egy.2019.11.091>.
9. Havunen J., Hällström J. Reference switching impulse voltage measuring system based on correcting the voltage divider response with software. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2021, vol. 70, pp. 1-8. art. no. 1006008. doi: <https://doi.org/10.1109/tim.2021.3063753>.
10. Brzhezitsky V., Trotsenko Y., Haran Y. Optimization of amplitude-frequency characteristic of broadband voltage divider intended for measurement of power quality parameters. *Technology audit and production reserves*, 2020, vol. 3, no. 1 (53), pp. 35-39. doi: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2020.205132>.
11. Brzhezitsky V., Haran Y., Derzhuk A., Trotsenko Y., Protsenko O. Amplitude-frequency characteristic of broadband voltage divider with ultimate adjustment of its low-voltage arm. *2020 IEEE 7th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, 2020, pp. 111-115, doi: <https://doi.org/10.1109/ess50319.2020.9160094>.

12. Brzhezitskyi V.O., Masliuchenko I.M., Laposha M.Y. Maximum influence of nonidentical R- and C-elements of a high-voltage divider on its frequency characteristics. *Power Engineering: economics, technique, ecology*, 2017, no. 1, pp. 70-76. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.1.2017.102824>.

13. Korn G.A., Korn T.M. *Mathematical handbook for Scientists and engineers*. Dover Publications, 2000. 1151 p.

Надійшла (Received) 28.05.2021

Прийнята (Accepted) 30.06.2021

Опублікована (Published) 27.08.2021

Бржезицький Володимир Олександрович¹, д.т.н., проф.,
Гаран Ярослав Олександрович¹, к.т.н.,
Держук Андрій Олександрович¹, аспірант,
Проценко Олександр Ростиславович¹, к.т.н., доц.,
Троценко Євгеній Олександрович¹, к.т.н., доц.,
Dixit Mandar Madhukar²,

¹ Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», 03056, Київ, пр. Перемоги, 37, e-mail: v.brzhezitskiy@ukr.net (Corresponding author)

² Vishwaniketan Institute of Management Entrepreneurship and Engineering Technology, Survey No. 52, Kumbhivali, Tal, Khalapur, Maharashtra, 410202, India, e-mail: mandardixit78@gmail.com

V.O. Brzhezitsky¹, Y.O. Haran¹, A.O. Derzhuk¹,
O.R. Protsenko¹, Y.O. Trotsenko¹, M.M. Dixit²

¹ National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», 37, Prospect Peremohy, Kyiv-56, 03056, Ukraine.

² Vishwaniketan Institute of Management Entrepreneurship and Engineering Technology, Survey No. 52, Kumbhivali, Tal, Khalapur, Maharashtra, 410202, India.

Ultimate effect of non-identity of capacitive elements of high-voltage arm on frequency characteristics of voltage divider (analytical research).

Purpose. Determination in the analytical form of the maximum limiting influence of the non-identity of the capacitive elements of the high-voltage arm on the amplitude-frequency characteristic and phase-frequency characteristic of the voltage divider with parallel-series connection of R-, C-elements of the high-voltage arm. **Methodology.** Based on the previously developed theory of broadband voltage dividers with parallel-series connection of R-, C-elements, analytical expressions for amplitude-frequency and phase-frequency characteristics of the voltage divider are obtained and investigated taking into account the limit case of non-identical capacitive elements of high-voltage arm. **Results.** The nature of the dependencies of the frequency characteristics of the broadband voltage divider on the value of the tolerance of the capacitive elements of the high-voltage arm, the division factor of the voltage divider in a wide range of frequency changes is determined. Simplified approximating expressions for the maximum values of frequency characteristics of the voltage divider are proposed and their error is determined. **Originality.** For the first time in the analytical form the limiting influence of non-identity of capacitive elements of a high-voltage arm of a voltage divider on its frequency characteristics is considered. A mathematical model of this influence is constructed and the limit values of frequency characteristics of the voltage divider are determined. **Practical value.** It is recommended to introduce into the normative documentation of broadband voltage dividers the corrected value of the division factor, which allows to significantly reduce the deviation of the actual value of the division factor of the voltage divider from the normalized value in a wide range of frequency changes. References 13, tables 2, figures 3. **Key words:** voltage divider, frequency characteristics, analytical expressions, tolerance of capacitive elements, parameters adjustment.

A. Boussaid, S.E.I. Chelli, A.L. Nemmour, A. Khezzer

AN EFFECTIVE CONTROL ALGORITHM FOR DYNAMIC VOLTAGE RESTORER UNDER SYMMETRICAL AND ASYMMETRICAL GRID VOLTAGE CONDITIONS

Introduction. Voltage sag, which is associated to a transitory drop in the root mean square voltage characterizing an electrical source network. During these perturbations, the corresponding electronic customers and devices will suffer from serious operating troubles causing dangerous damages. **Purpose.** In order to attenuate this disturbance effects, the Controlled Dynamic Voltage Restorer constitutes a very interesting solution among many others that have been proposed. **The novelty** of the proposed work consists in presenting an enhanced algorithm to control efficiently the dynamic voltage restorer when voltage sag is suddenly occurred. **Methods.** The proposed algorithm is based on an instantaneous phase locked loop using a multi variable filter to synthesize unitary signals involved in compensation voltages computation relative to the sag apparition. **Practical value.** A detailed study concerning typical voltage sag, which is consolidated by simulation and experimental results, is conducted to show the used algorithm's effectiveness to cancel the corresponding voltage sag. References 44, table 1, figures 16.

Key words: dynamic voltage restorer, power quality, voltage sag, phase locked loop, synchronous reference frame.

Вступ. Провал напруги, який пов'язаний із тимчасовим падінням середньоквадратичної напруги, характеризує мережу джерел електричної енергії. Під час цих збурень відповідні споживачі (електронні прилади та інші пристрої) будуть страждати від серйозних проблем у їхній експлуатації, що спричиняють небезпечні пошкодження. **Призначення.** Для того, щоб послабити вплив цих збурень, контрольований динамічний відновник напруги видається дуже цікавим рішенням серед багатьох інших, які були запропоновані. **Новизна** запропонованої роботи полягає у представленні вдосконаленого алгоритму ефективного управління динамічним відновником напруги, коли раптово відбувається провал напруги. **Методи.** Запропонований алгоритм базується на миттєвому фазовому замкненому контурі з використанням багатоваріантного фільтра для синтезу унітарних сигналів, що беруть участь у обчисленні напруги компенсації стосовно прояву провалу. **Практичне значення.** Детальне дослідження стосовно типового провалу напруги, яке узгальнено за допомогою моделювання та експериментальних результатів, проведено, щоб показати ефективність використовуваного алгоритму для ліквідації відповідного провалу напруги. Бібл. 44, табл. 1, рис. 16.

Ключові слова: динамічний відновник напруги, якість електроенергії, провал напруги, фазовий замкнений контур, синхронна система відліку.

1. Introduction. Power distribution system is an irreplaceable thing. Indeed, it should provide energy for costumers in an ideal sinusoidal form. For that, the number of connected equipments to the power network still increasing but that fact imposes critical problems to the network [1–3]. Poor power quality outcomes in financial losses which has a major harmful impact on the economical industry sector.

The voltage quality issues is more important in comparison to sensitive loads which requires to be supplied cautiously, regarding to the previous mentioned problem, it consist mainly in voltage sags and swells, voltage harmonics, current harmonics, fluctuations (flickers), frequency variation and unbalance [4–7].

Voltage sag has been widely studied in a considerable research papers, which is defined as temporary decrease in the root mean square voltage between 10 to 90 % of nominal voltage, for a duration interval of 0.5 cycles to one minute as it's presented in IEEE 1346, IEEE 1159 and IEC 61000-2-1 standers [8, 9]. By way of explanation it is characterized by a sudden reduction of nominal voltage from 0.1 to 0.9 per unit followed after a short period of time by a voltage recovery. According to the mentioned standards, normal voltage sag takes from 10 ms to 1 minute.

Voltage sags caused mainly by large induction motors starting or by different faults related to power system. Consequentially, sensitive loads and a significant number of electronic devices could be malfunctioned or completely deteriorated as a result for voltage sag occurrence. Hence, huge losses at costumer loads are take place.

Voltage swell is defined in the previous mentioned IEEE standard as an increase in the root mean square (RMS) supply voltage from 1.1 to 1.8 per unit for duration from 0.5 cycles to 1 min. Voltage swell are mainly due to large capacitors switching or connecting / disconnecting of heavy loads. Voltage swells are less widespread in distribution network, for that reason, they are not as important as voltage sags [10–14].

The above mentioned issues related to power quality has opened up a discussion on possible solutions to overcome these problems. Researchers have proposed a large number of custom power devices (CPDs). The most effective one is to use compensators based on power electronic devices.

These compensators could be in series, shunt or hybrid form. Literature is rich by numerous classifications of CPD [15], Based upon its structure, various custom power devices are usually classified into three categories: unified power quality conditioners (UPQC), distribution static compensator (D-STATCOM) and dynamic voltage restorer (DVR).

Using series or shunt power filters in separate may not be the wanted preferred solution. For this reason, the device named UPQC [16, 17] performing both functionalities of series and shunt active filter is introduced and its concept is developed [18, 19].

The D-STATCOM is another choice for solving voltage unbalance, and power quality enhancement. It maintains the voltage sag at the desired reference by supplying or receiving the reactive power in the distribution

network. This compensator has been deployed in a three-phase four-wire distribution system [20].

Another alternative based on series custom power compensation could ensure a high quality voltage purpose [12, 13]. DVR is composed of a dc-energy storage system, a voltage source converter, an output filter and a coupling transformer.

The performance of the abovementioned CPDs is related mainly to the control algorithm of each device. Indeed, researchers pay a great attention to the algorithm strategies. Instantaneous Symmetrical Components Theory (ISCT) generates reference waveforms to balance a given load [21, 22]. Instantaneous Power Theory is introduced to compensate voltage faults in a dynamic way in the time domain based on PQR transformation [23]. Adaline (Adaptive linear element) control strategy is an Artificial Neural Network (ANN) that is used to control a capacitor supported DVR for power quality enhancement [24]. Space Vector PWM Strategy is presented in [25] to control a modified DVR composed of a conventional three phase voltage source inverter and an emitter follower. Synchronous Reference Frame Theory [26] is one of the most used algorithms to generate reference signals; its operating principle is based mainly on converting the load voltages to the rotating reference frame using the Park's transformation with unit vectors derived by a phase locked loop (PLL).

Detecting the grid phase angle and frequency in a fast and accurate way is the key of a good synchronization process. Several synchronization methods have been proposed in literature; the method based on detecting the zero crossing point of the grid voltages is characterized by a large synchronization time. In addition, it fails in detecting that point in case of grid frequency variation and unbalanced voltages.

The algorithm based on $\alpha\beta$ stationary reference frame conversion [27] is another alternative to detect the grid phase angle and frequency. The algorithm performances are related mainly to the intrinsic filter parameters that affect the algorithm dynamic response under asymmetrical grid faults conditions.

In three phase application, the phase locked loop (PLL) is the most used strategy where the synchronous reference frame (SRF) based PLL constitutes the common configuration [28–30]. It based on transforming the three phase voltages from abc frame to synchronous rotating reference frame using Park's transformation in order to identify the grid angle and frequency quantities.

Synchronous Reference Frame is known as a feed forward open loop control strategy. It is characterized by its simplicity and stability. Their main inconvenient is expressed in poor transient response and possibility offset error at the steady state because of voltage drop on the injection transformer and the series branch of the filter. To overcome these problems, feedback controllers are used. Feedback control process consists of measuring the DVR output voltages and fed back to the controller voltages. A variety of controllers have been presented in literature such as proportional, Proportional-Integral (PI), Proportional-resonant (PR) [31, 32], fuzzy controller [33, 34], H_∞

controller [35], sliding mode controller [36–38], state variable controller [39], predictive and repetitive controllers [40–42], feedback linearization [43].

The goal of the paper is the investigation of an effective phase locked loop to generate unitary signals that contain the fundamental voltage phase angle information used in calculating compensating voltage in case of a voltage sag occurrence.

Subject of investigations. The introduced PLL is compared to the conventional one in simulation and experiment. After that, controlling the DVR by the proposed algorithm is accomplished to show the effectiveness of the algorithm.

This paper is structured as follows: Section 2 describes the Dynamic Voltage Restorer Configuration topology with its operating principle with respect to sudden voltage sags occurring. Section 3 presents the control algorithm explaining both conventional phase locked loop topology and the proposed one. Section 4 discusses the obtained results through simulation and experimentation studies. Finally, a conclusion relative to the obtainable work is presented.

2. DVR Configuration Topology. A dynamic voltage restorer is generally connected in series with the protected load through a transformer. A DVR generates voltage references to be added to those of the grid in order to compensate the voltage disturbance at the load side. The schematic configuration of a typical DVR is presented in Fig. 1, which contains the following elements:

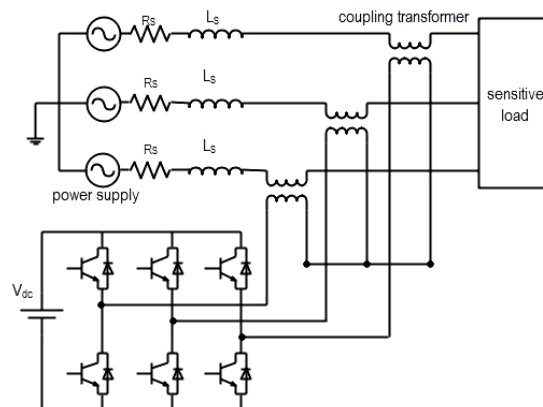


Fig. 1. DVR Schematic Topology

1) *Energy storage device*: commonly called DC bus side, it allows the voltage source inverter to provide the power grid by the reference generated voltages via the transformer. It could be batteries, capacities or even photovoltaic panels.

2) *Voltage Source Inverter (VSI)*: a voltage source inverter is a power electronic configuration fed by the previously mentioned energy storage device to regenerate the desired sinusoidal voltage references. Recently, the switching configuration of the Voltage Source Inverter is based on IGBT. Nevertheless, peaks due to the switching process are eliminated by passive elements such as resistance R , inductance L , and a capacitance C at the VSI output.

3) *Injection transformer*: the main purpose of this transformer is to inject the generated voltage references to

the power grid which is connected by its high voltage side, whereas, the low voltage side is connected to the DVR power circuit.

4) *Control strategy*: control algorithm is considered as DVR heart. definitely, it detect the voltage disturbance and generate a voltage reference in phase to those of the grid and control the Voltage Source Inverter by generated voltage in feedback control in order to compensate the occurred voltage disturbance.

DVR could be expressed in an equivalent circuit (Fig. 2). It consists of a source voltage V_s delivering a current I_s , the source reactance is defined by X_s . The considered source is feeding two identical loads Z_A and Z_B passing through a feeder for each load F_A and F_B , each feeder has a reactance x_A and x_B respectively.

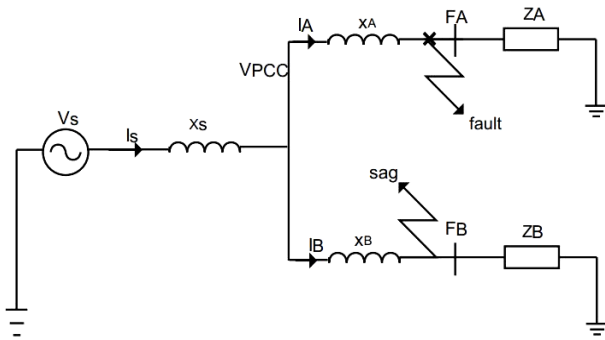


Fig. 2. Equivalent circuit for voltage sag calculation

From the equivalent circuit and basing on Kirchhoff's Law, voltage $V_{pre-sag}$ and current I_s in case of healthy power grid at the point of common coupling are given by:

$$V_{pre-sag} = V_s - I_s X_s ; \quad (1)$$

$$I_s = I_A + I_B = \frac{V_{pre-sag}}{Z_A + x_A} + \frac{V_{pre-sag}}{Z_B + x_B} \quad (2)$$

The current through Z_A and Z_B is the same because of the identical impedances in healthy conditions. At the occurrence fault time on the first feeder, a high circuit current will flow to the broken feeder, on the other side, the current of the second feeder will be reduced. Therefore, the voltage of the second feeder will be decreased as well. This voltage drops is defined as voltage sag. At that point, the source current $I_{s\text{fault}}$ and voltage sag V_{sag} are defined as:

$$V_{sag} = V_s - I_{s\text{fault}} X_s ; \quad (3)$$

$$I_{s\text{fault}} = \frac{V_{sag}}{x_A} + \frac{V_{sag}}{Z_B + x_B} . \quad (4)$$

Thus, DVR must be inserted between the point of common coupling and the sensitive load where the voltage sag takes place. Figure 3 illustrates the DVR placement process.

Most of disturbances in power grid are related to voltage sag and swell. Decreasing and increasing of voltage amplitude at the load side are accompanied by a phase angle jump, for that, control strategies must be adopted to compensate this issue in a very fast way in order to avoid losses of power supply. Figure 4 shows the phasor diagram for a DVR compensation in both voltage sag and voltage swell.

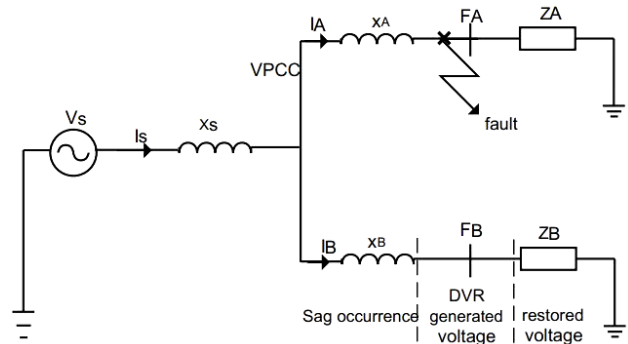


Fig. 3. Equivalent circuit for DVR voltage injection calculation

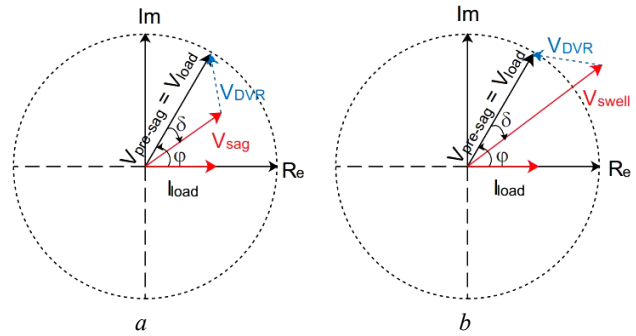


Fig. 4. Phasor diagram for:

(a) voltage sag compensation; (b) voltage swell compensation

3. DVR Control Strategy. The DVR compensates voltage sags by injecting or absorbing reactive power or real power [44]. Reactive power is injected when the DVR voltages are in quadrature with the currents with respect to fundamental frequency, at that point, DVR rely on a self supported dc bus. Nevertheless, active power is injected when the DVR voltages are in phase with the current, thereupon, the need of a battery at the DC bus is necessary.

The voltages references are used to generate the IGBTs gate pulses for the voltage source inverter in a synchronous reference frame. The schematic corresponding to the SRF theory is shown in Fig. 5.

Firstly, source and load voltages are sensed and transformed to a stationary references frame using Concordia transformation as follow:

$$\begin{cases} v_{sa} = \sum_{h=-1}^{+1} V_{sah} \sin(\omega t + \phi_{sah}); \\ v_{sb} = \sum_{h=-1}^{+1} V_{sbh} \sin(\omega t + \phi_{sbh} - \frac{2\pi}{3}); \\ v_{sc} = \sum_{h=-1}^{+1} V_{sch} \sin(\omega t + \phi_{sch} + \frac{2\pi}{3}); \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} v_{La} = \sum_{h=-1}^{+1} V_{Lah} \sin(\omega t + \phi_{Lah}); \\ v_{Lb} = \sum_{h=-1}^{+1} V_{Lbh} \sin(\omega t + \phi_{Lbh} - \frac{2\pi}{3}); \\ v_{Lc} = \sum_{h=-1}^{+1} V_{Lch} \sin(\omega t + \phi_{Lch} + \frac{2\pi}{3}), \end{cases} \quad (6)$$

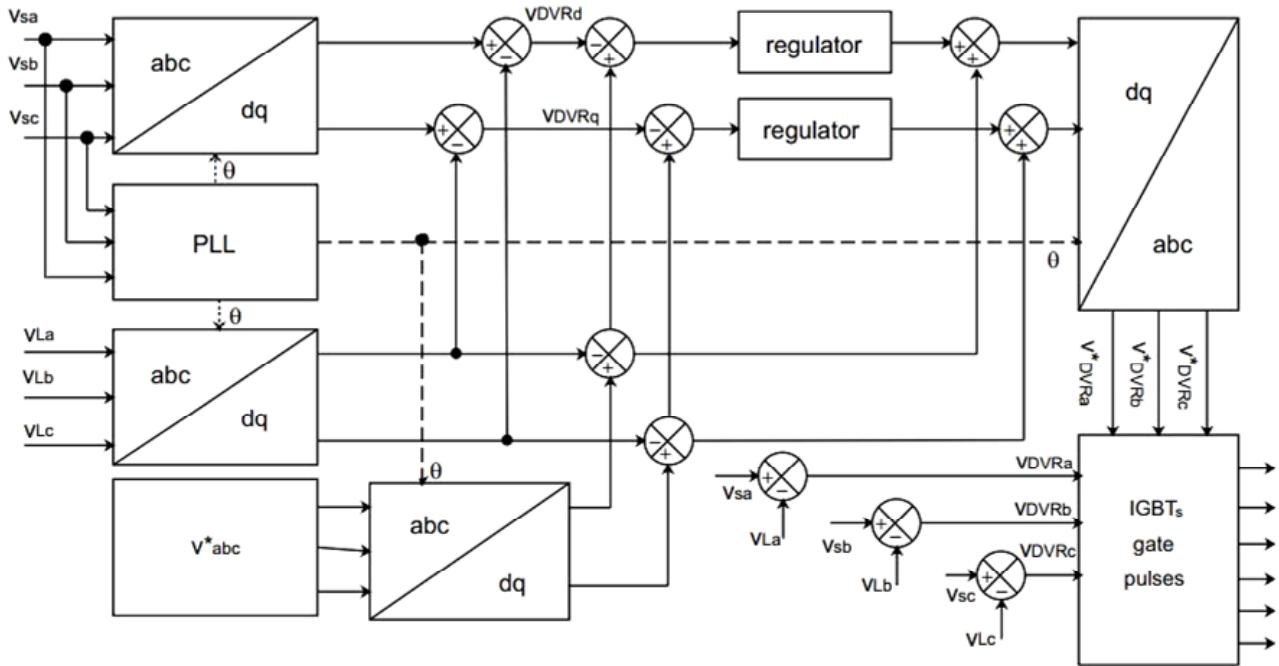


Fig. 5. Block diagram of the SRF control method

where: V_{sa} , V_{sb} and V_{sc} are the voltages source amplitudes; V_{La} , V_{Lb} and V_{Lc} are the voltages load amplitudes; ϕ_{sa} , ϕ_{sb} and ϕ_{sc} are the voltages source phase angles; ϕ_{La} , ϕ_{Lb} and ϕ_{Lc} are the voltages load phase angles; ω is the voltage fundamental pulsation.

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}; \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} v_{L\alpha} \\ v_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{La} \\ v_{Lb} \\ v_{Lc} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Since the voltages are converted to a stationary reference frame, the unit vector derived through a phase locked loop is taking in account to transform these voltages to a synchronous reference frame using Park transformation:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}; \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} v_{Ld} \\ v_{Lq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{L\alpha} \\ v_{L\beta} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Figure 6 shows the phasor diagram of synchronous transformation. The $\alpha\beta$ coordinates are orthogonal axes obtained from the abc frame. The dq synchronous frame is obtained by rotating the $\alpha\beta$ coordinates.

The reference load voltages (v_{La}^* , v_{Lb}^* , v_{Lc}^*) are transformed to a synchronous reference frame as well in the same way. In the meantime, the DVR voltage along dq frame could be expressed by:

$$\begin{cases} v_{DVRd} = v_{sd} - v_{Ld}; \\ v_{DVRq} = v_{sq} - v_{Lq}. \end{cases} \quad (11)$$

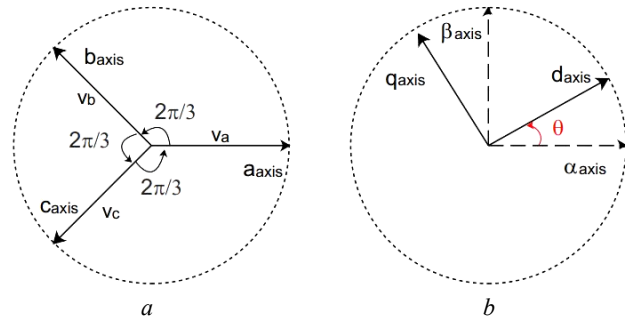


Fig. 6. Phasor diagram exhibits the relation between abc frame (a) and dq frame (b)

Consequently, the DVR reference voltages are obtained by:

$$\begin{cases} v_{DVRd}^* = v_{sd}^* - v_{Ld}; \\ v_{DVRq}^* = v_{sq}^* - v_{Lq}. \end{cases} \quad (12)$$

A controller is used to minimize the error between actual DVR voltages and the generated reference voltage. Lastly, DVR reference voltages are obtained in abc reference frame by applying the Concordia inverse transformation and Park inverse transformation as follow:

$$\begin{bmatrix} v_{DVR\alpha}^* \\ v_{DVR\beta}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{DVRd}^* \\ v_{DVRq}^* \end{bmatrix}; \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} v_{DVRa}^* \\ v_{DVRb}^* \\ v_{DVRc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{DVR\alpha}^* \\ v_{DVR\beta}^* \end{bmatrix}. \quad (14)$$

The three phase voltages system. The balanced three phase voltages system which takes into account any type of distortion can expressed by:

$$\begin{cases} v_{sa} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} V_h \sin(h\omega t + \phi_h); \\ v_{sb} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} V_h \sin(h\omega t + \phi_h - \frac{2\pi}{3}); \\ v_{sc} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} V_h \sin(h\omega t + \phi_h + \frac{2\pi}{3}). \end{cases} \quad (15)$$

The three phase distorted currents form could be represented as follow:

$$\begin{cases} i_{sa} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} I_h \sin(h\omega t + \phi_h); \\ i_{sb} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} I_h \sin(h\omega t + \phi_h - \frac{2\pi}{3}); \\ i_{sc} = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} I_h \sin(h\omega t + \phi_h + \frac{2\pi}{3}). \end{cases} \quad (16)$$

where: h denotes the order of the inverse, homopolar and direct harmonic components in the voltage or current systems; V_h , I_h , ϕ_h and φ_h are the amplitudes and phase angles of the harmonic components of the voltage and current systems respectively; $\omega = 2\pi f_s$ is the fundamental pulsation of the voltage or current systems.

Phase Locked Loop. Conventional Phase Locked Loop. A PLL principal is based mainly on Park transformation, beyond that, if the instantaneous derivative angle involved in Park transformation is equal to the three phase voltage pulsation system, the components along dq axes will be constant.

The block diagram of a typical PLL is shown in Fig. 7, it contain a phase detector (PD) in order to perform a comparison between the input signal and the arrived one from the Voltage Controlled Oscillator (VCO). Low-pass filter (LPF) is used to correct the error at the PD-output.

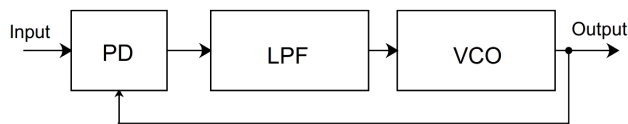


Fig. 7. Typical phase locked loop block diagram

The PLL consider the utility voltages expressed by Eq. (5), then, it goes to a synchronous frame passing by stationary frame using Eq. (7) and Eq. (9). After all calculation, the obtained equation is given by:

$$\begin{cases} v_d = V_s \sin(\theta - \theta_{mes}); \\ v_q = V_s \cos(\theta - \theta_{mes}). \end{cases} \quad (17)$$

From Eq. (17) one can notice that, if the phase angle error $\theta_\xi = \theta - \theta_{mes}$ is small, than this equation becomes:

$$v_d = V_s (\theta - \theta_{mes}). \quad (18)$$

At the moment $\theta = \theta_{mes}$, the PLL is locked, on the other hand, if $\theta \neq \theta_{mes}$, the phase error is governed by a controller adjusting ω until $\theta = \theta_{mes}$.

To accomplish the above explained phase lock, we consider the following block diagram of the locked loop as shown in Fig. 8.

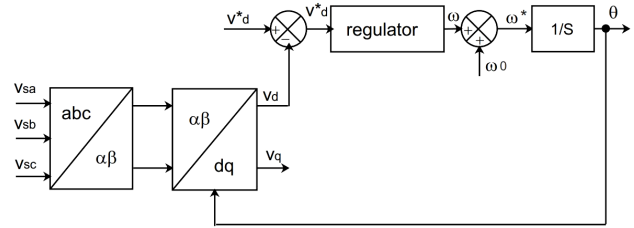


Fig. 8. Three phase PLL structure diagram

Proposed-Phase Locked Loop. The main purpose of any PLL configuration is to generate a unite vector containing the utility phase angle in order to pass to a synchronous reference frame. The proposed configuration is based on a Multi Variable Filter (MVF) to generate a \sin and \cos unite vectors directly that contain the utility phase angle information.

The transfer function of the MVF is based on 'Hong-Seok-Song' work. Its formulation is expressed by the following equation

$$\begin{cases} \tilde{x}_\alpha(s) = \frac{k(s+k)}{(s+k)^2 + \omega_c^2} x_\alpha(s) - \frac{k\omega_c}{(s+k)^2 + \omega_c^2} x_\beta(s); \\ \tilde{x}_\beta(s) = \frac{k(s+k)}{(s+k)^2 + \omega_c^2} x_\beta(s) + \frac{k\omega_c}{(s+k)^2 + \omega_c^2} x_\alpha(s), \end{cases} \quad (19)$$

where x_α , x_β are the input signals and \tilde{x}_α , \tilde{x}_β are the fundamental output signals.

From its formulation, the MVF filter is similar to a band-pass filter in the output response. Conversely, the integral effect of the MVF is neglected because it does not introduce a phase shift to the output signal regarding to its input. By way of explanation, both input and outputs MVF's signals have the same phase angle.

The developed analytical formulation of Eq. (19), could be given by:

$$\begin{cases} \tilde{x}_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{I_h}{\sqrt{1 + \left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)^2}} \begin{pmatrix} \sin\left(h\omega t + \varphi_h + a \tan\left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)\right) \\ -e^{-kt} \sin\left(h\omega t + \varphi_h + a \tan\left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)\right) \end{pmatrix} \\ \tilde{x}_\beta = -\sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{I_h}{\sqrt{1 + \left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)^2}} \begin{pmatrix} \cos\left(h\omega t + \varphi_h + a \tan\left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)\right) \\ -e^{-kt} \cos\left(h\omega t + \varphi_h + a \tan\left(\frac{(1-h)\omega}{k}\right)\right) \end{pmatrix} \end{cases} \quad (20)$$

Eq. (20) shows that the MVF effectiveness in cancelation any kind of disturbance is related principally to the constant k . Indeed, it is obvious if k is taken small, the disturbances will be attenuated perfectly. Otherwise, the transient time response will increase in parallel which is explained by the exponential part. In this case, taking k so small, Eq. (20) takes the following form:

$$\begin{cases} \tilde{x}_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} (1 - e^{-kt}) \sin(\omega t + \varphi_1); \\ \tilde{x}_\beta = -\sqrt{\frac{3}{2}} (1 - e^{-kt}) \cos(\omega t + \varphi_1). \end{cases} \quad (21)$$

The concept is to hold back the voltage disturbance as possible in order to get a correct phase angle information which lead to a correct DVR control. A unit vector is obtained instantaneously without any phase

shift by taking k so small, the negative aspect of large time response is defeated. The unit vector is defined by Eq. (22):

$$\begin{cases} \frac{\tilde{x}_\alpha(t)}{\sqrt{\tilde{x}_\alpha^2 + \tilde{x}_\beta^2}} = \sin(\omega t + \varphi_1); \\ \frac{\tilde{x}_\beta(t)}{\sqrt{\tilde{x}_\alpha^2 + \tilde{x}_\beta^2}} = \cos(\omega t + \varphi_1). \end{cases} \quad (22)$$

4. Performances of the proposed PLL. To examine the proposed PLL performances, several tests have been accomplished. In the first case, a balanced three phase source voltages are considered as presented in Fig. 9.

From Fig. 9,a.1 and Fig. 9,b.1 one can notice that, the classical and proposed PLL have similar behavior where they produce suitable unit vectors, it is obvious from the presented phase angles as shown in Fig. 9,a.2 and Fig. 9,b.2.

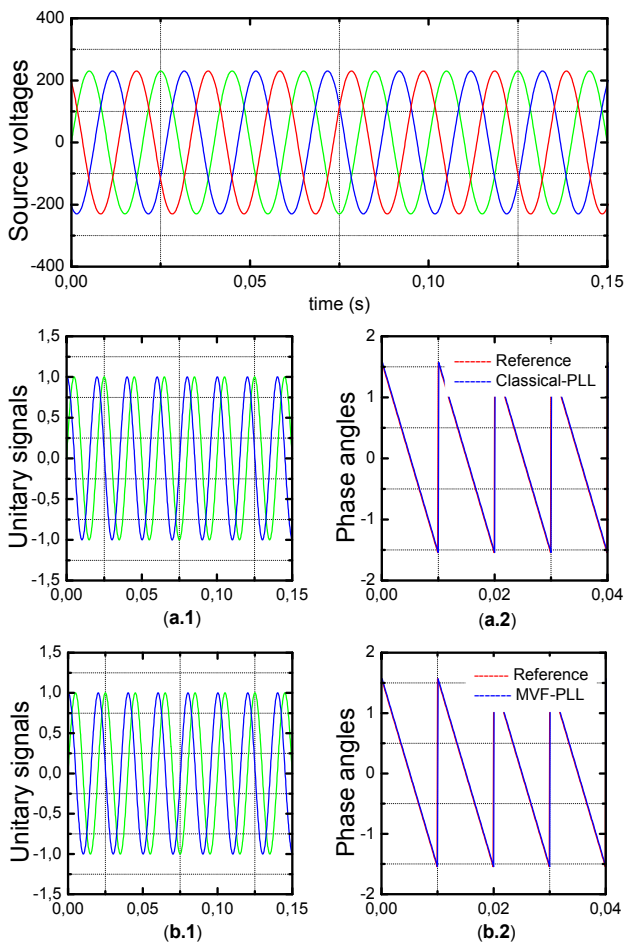


Fig. 9. Simulation results, Case 1: Balanced source voltages

The second case of study takes unbalanced three phase voltages without harmonics expressed in a total mitigation of voltage phase as shown in Fig. 10.

In this case, the classical PLL fails in extracting the sin and cosine signals from the unbalanced source voltages as presented in Fig. 10,a.1, this fact leads to a phase angle shifting from its reference as illustrated in Fig. 10,a.2.

On the other hand, the proposed PLL still give pure unit vectors in Fig. 10,b.1, with a soft phase angle shifting

from $t = 0$ s to $t = 0.01$ s, which is totally acceptable under these sever unbalance conditions as shown in Fig. 10,b.2.

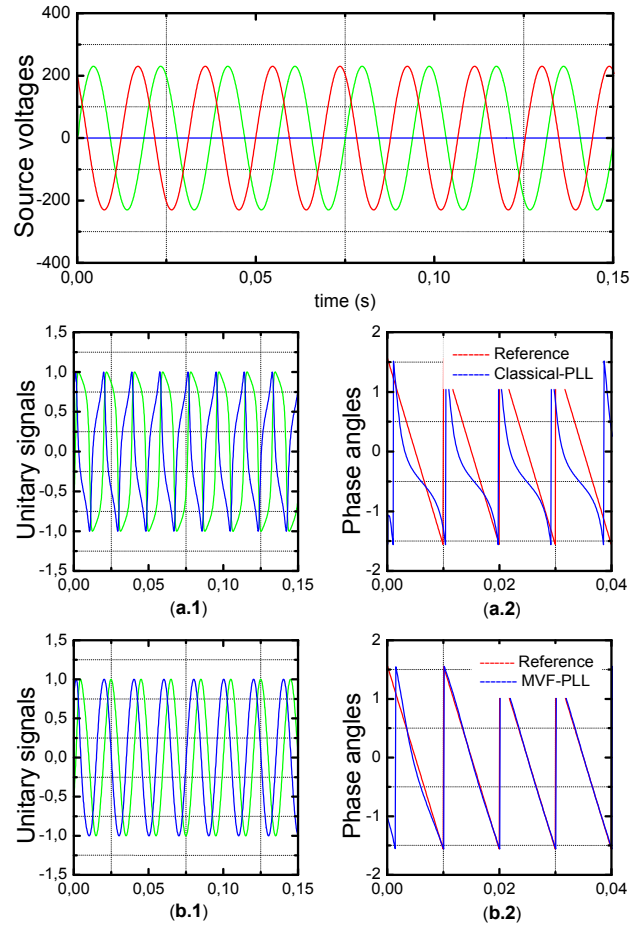


Fig. 10. Simulation results, Case 2: Unbalanced source voltages

The three phase source voltages are considered balanced and distorted by injecting the third and the fifth harmonics in the main voltages defined by the following equations:

$$\begin{cases} v_a = V_{a1} \sin(\omega t + \varphi_{a1}) + V_{a3} \sin(3\omega t + \varphi_{a3}) + \\ + V_{a5} \sin(5\omega t + \varphi_{a5}); \\ v_b = V_{b1} \sin\left(\omega t + \varphi_{b1} - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{b3} \sin\left(3\omega t + \varphi_{b3} - \frac{2\pi}{3}\right) + \\ + V_{b5} \sin\left(5\omega t + \varphi_{b5} - \frac{2\pi}{3}\right); \\ v_c = V_{c1} \sin\left(\omega t + \varphi_{c1} + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{c3} \sin\left(3\omega t + \varphi_{c3} + \frac{2\pi}{3}\right) + \\ + V_{c5} \sin\left(5\omega t + \varphi_{c5} + \frac{2\pi}{3}\right). \end{cases} \quad (23)$$

Figure 11 describes the three phase distorted voltages. From Fig. 11,a.1 and Fig. 11,a.2 it is clear that the classical PLL exhibits poor capacities in extracting the unit vectors containing the phase angle information. Otherwise, the proposed PLL still present high capability in giving an instantaneous unit vector even the presence of harmonics in the three phase source voltages as illustrated in Fig. 11,b.1 and Fig. 11,b.2.

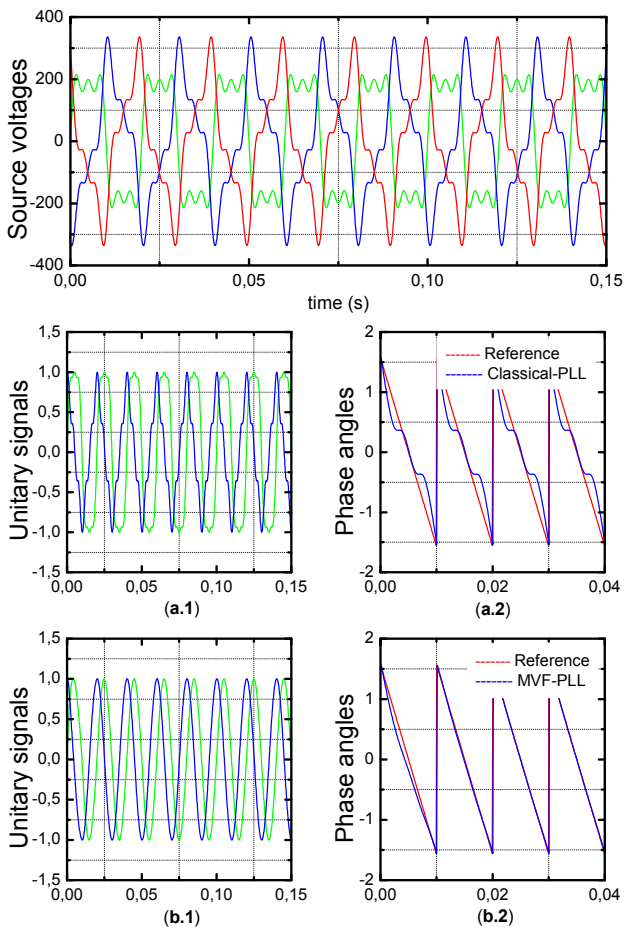


Fig. 11. Simulation results, Case 3: Balanced distorted source voltages

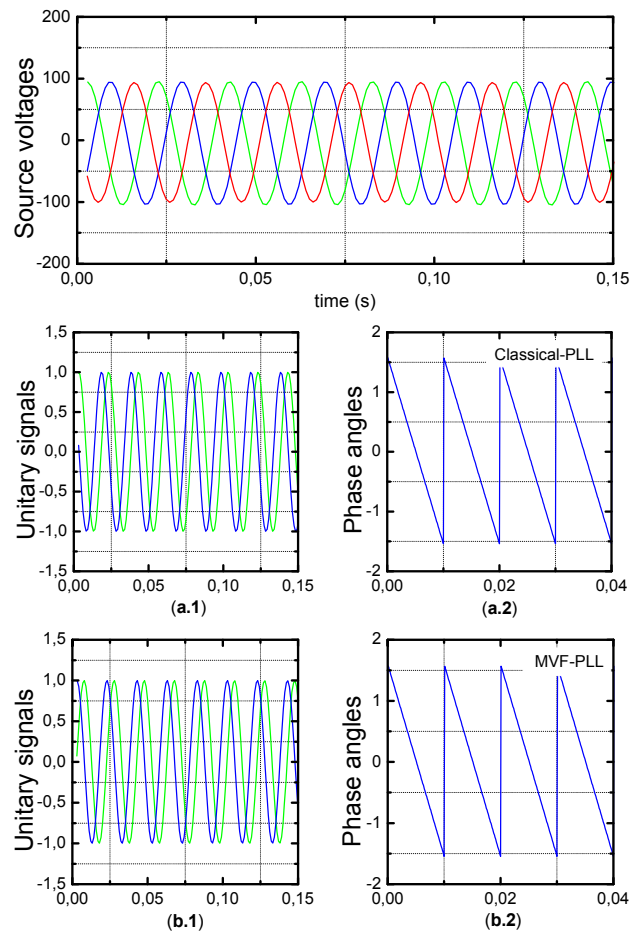


Fig. 13. Experimental results, Case 1: Balanced source voltages

Experimental validation. The proposed method performances are verified through simulation and experiment validations using Dspace 1104 platform as shown in Fig 12. Hardware parameters and control parameters used in experimental test are summarized in Table 1.



Fig. 12. Experimental platform

Table 1

| Experimental parameters | | | | |
|-------------------------|----------|--------------|-------|-----------|
| V_s | V_{dc} | C_{dc} | I_f | K_{MVF} |
| 110 V | 300 V | 1100 μ F | 4 mH | 0.0001 |

Figure 13 presents the balanced three phase voltages. In this case both classical PLL and the proposed one success in extracting unitary signals that contains the phase angle information as shown in Figs. 13,a.1, a.2 and Figs. 13,b.1, b.2.

Figure 14 shows unbalanced three phase voltages expressed in taking-off the second phase. One can notice that, the classical PLL fails in extracting unitary signals as shown in Fig. 14,a.1 which leads to certain loss of phase angle information as presented in Fig. 14,a.2. On the other hand, the proposed MVF-PLL is motionless to this kind of unbalance and gives acceptable unit vectors and phase angle quality as shown in Fig. 14,b.1 and Fig. 14,b.2.

The last test is based on generating harmonics on the three phase source voltage as it generated in the simulation section. It is clear from Fig. 15 that the source voltages contain a huge amount of harmonics which weaken the classical PLL in extracting fundamental phase angle as shown in Fig. 15,a.1 and Fig. 15,a.2. Where, the MVF-PLL preserves its capability in giving true information in experiment tests as in simulation.

The aim of the second section of experimental study is dedicated to examine the dynamic voltage restorer under various conditions. Indeed, the first case is expressed in introducing a voltage sag in one phase by inserting a resistor in that phase in order to have the desired sag from $t = 8:27$ s to $t = 8:44$ s as it is shown in Fig. 16,a.1. The reference component required to compensate that sag is presented in Fig. 16,a.2. It is clear that, the DVR hits in rejecting the introduced voltage sag perfectly as it is illustrated in Fig. 16,a.3.

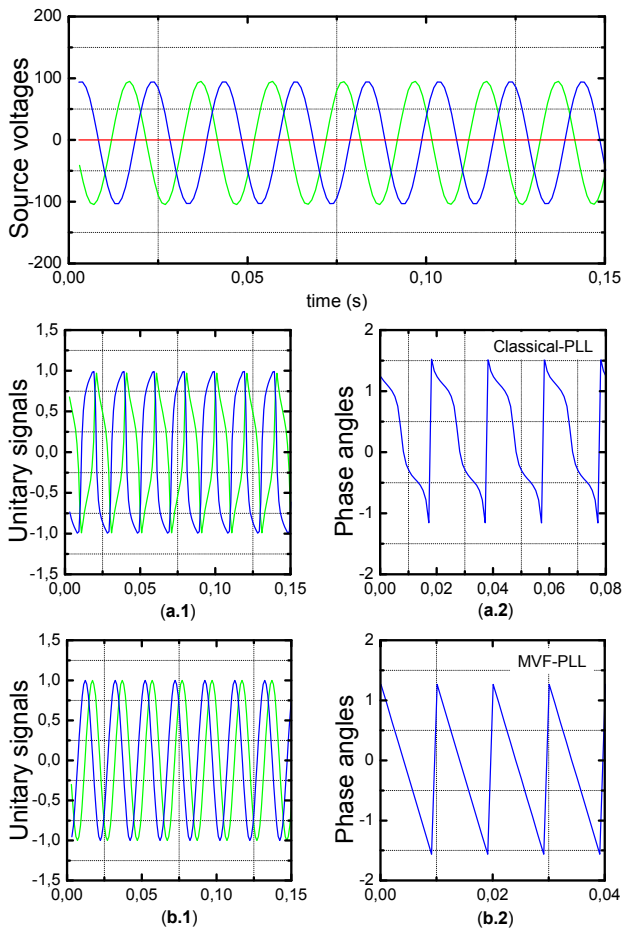


Fig. 14. Experimental results, Case 2: Unbalanced source voltages

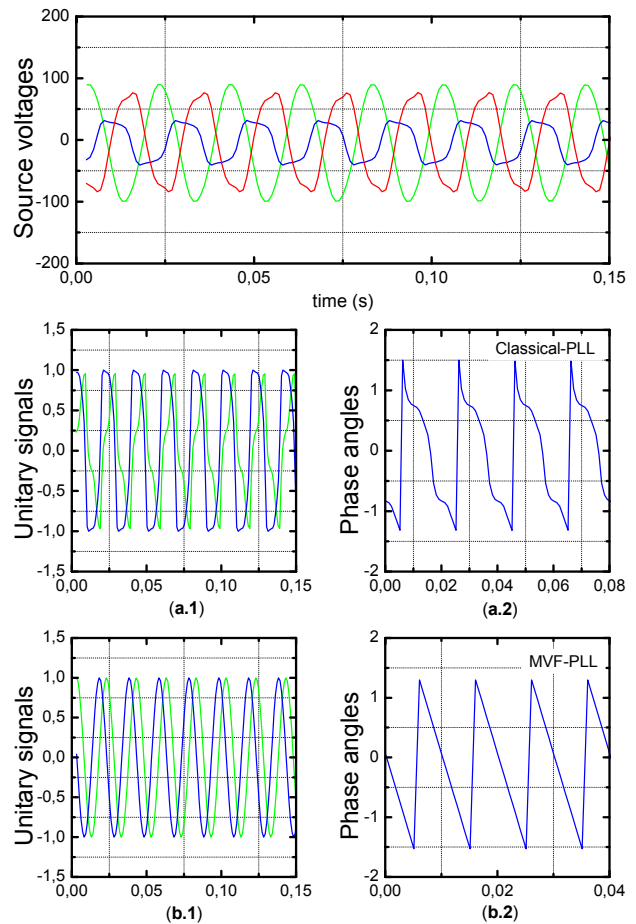


Fig. 15. Experimental results, Case 3: Balanced distorted source voltages

Fig. 16,b.1 presents a voltage sags of two phases in three phase source voltages from $t = 1:65$ s to $t = 2:15$ s. This case is considered as one of the most spread sags in the grid networks. From Fig. 16,b.2, one can notice that, the enhanced algorithm gives coherent reference voltages to compensate that occurred on the grid and make it balanced sinusoidal as shown in Fig. 16,b.3.

To put the dynamic voltage restorer under more sever conditions a three phase voltage sag is considered from $t = 2:54$ s to $t = 2:67$ s in the third test as shown in Fig. 16,c.1. The DVR still generate the wanted voltages as shown in Fig. 16,c.2, to compensate the occurred sag on the grid and ensure the balanced three phase voltages of the grid, Fig. 16,c.3.

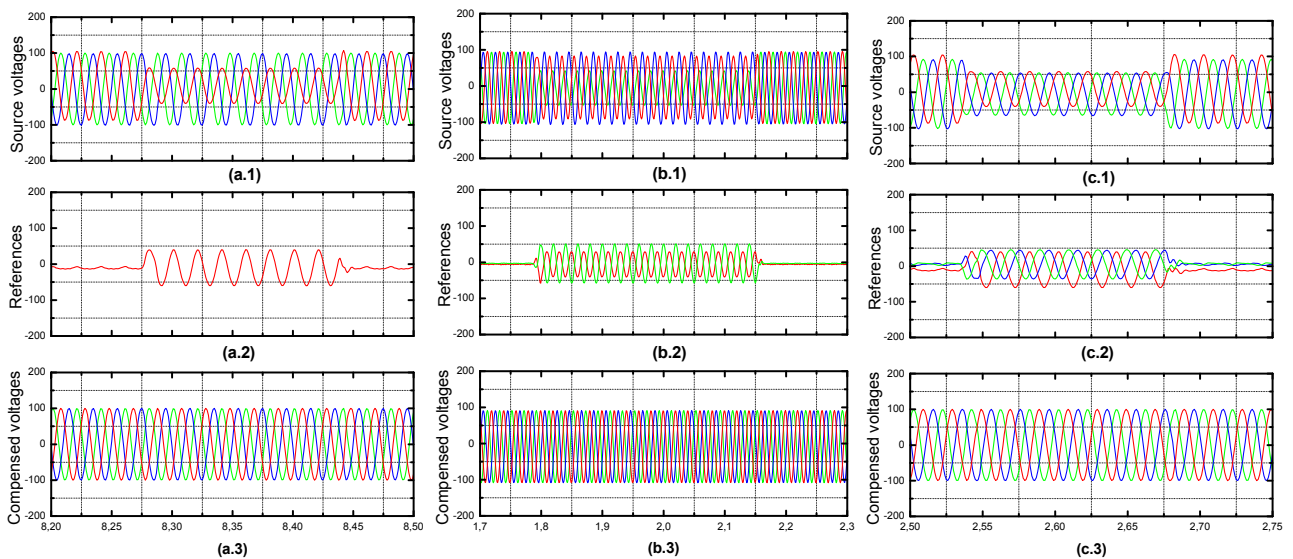


Fig. 16. Experimental results, DVR behavior under different conditions

Conclusions.

Voltage sag is a crucial problem for industries, indeed, it introduces malfunction for customer's equipments. Researchers have investigated numerous solutions to mitigate the harmful effect of voltage sag. Dynamic voltage restorer is one of the most famous solutions. In this paper, authors have introduced an enhanced algorithm based on synchronous reference frame to control a dynamic voltage restorer for voltage sags rejection. The presented algorithm is based on a Multi variable filter in order to synthesize unitary signals containing fundamental phase angle information involved in generating necessary voltages for compensating the occurred sags. The considered algorithm is tested under different conditions such as single phase sag, two phase sag and three phase sag, on the other hand, the Multi variable filter configuration is examined under the most severe conditions such as a total phase exclusion and in the case of a huge amount of harmonic presence, where elimination of harmonics is not our case of study in this paper but to show the effectiveness of the proposed algorithm in synthesizing the unitary signals. The efficiency of the introduced method is validated by simulation and experimental results.

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

REFERENCES

1. Patel A., Mathur H.D., Bhanot S. An improved control method for unified power quality conditioner with unbalanced load. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2018, vol. 100, pp. 129-138. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2018.02.035>.
2. Pelz G.M., da Silva S.A.O., Sampaio L.P. Comparative analysis involving PI and state-feedback multi-resonant controllers applied to the grid voltage disturbances rejection of a unified power quality conditioner. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2020, vol. 115, p. 105481. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.105481>.
3. Yazdi F., Hosseinian S.H. A novel "Smart Branch" for power quality improvement in microgrids. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2019, vol. 110, p. 161-170. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.02.026>.
4. Krylov D.S., Kholod O.I. The efficiency of the active controlled rectifier operation in the mains voltage distortion mode. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2021, no. 2, pp. 30-35. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2021.2.05>.
5. Philip M.A.D., Kareem P.F.A. Power conditioning using DVR under symmetrical and unsymmetrical fault conditions. *European Journal of Electrical Engineering*, 2020, vol. 22, no. 2, pp. 179-191. doi: <https://doi.org/10.18280/ejee.220212>.
6. Gongati P.R.R., Marala R.R., Malupu V.K.. Mitigation of certain power quality issues in wind energy conversion system using UPQC and IUPQC devices. *European Journal of Electrical Engineering*, 2020, vol. 22, no. 6, pp. 447-455. doi: <https://doi.org/10.18280/ejee.220606>.
7. Das C.K., Bass O., Kothapalli G., Mahmoud T.S., Habibi D. Overview of energy storage systems in distribution networks: Placement, sizing, operation, and power quality. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 91, pp. 1205-1230. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.03.068>.
8. Syvokobylenko V.F., Lysenko V.A. Improving the efficiency of fault protection systems of electrical grids based on zero sequence voltages and currents wavelet transforms. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 4, pp. 67-72. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.4.09>.
9. Boukhechem I., Boukadoum A., Boukelkoul L., Lebied R. Sensorless direct power control for three-phase grid side converter integrated into wind turbine system under disturbed grid voltages. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 48-57. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.3.08>.
10. Hossain E., Tür M.R., Padmanaban S., Ay S., Khan I. Analysis and mitigation of power quality issues in distributed generation systems using custom power devices. *IEEE Access*, 2018, vol. 6, pp. 16816-16833. doi: <https://doi.org/10.1109/access.2018.2814981>.
11. Deng Y., Jia H., Tong X., Dai Z., Qiu X., Wang L. Voltage sag identification based on deep learning method with gated recurrent unit. *2020 Chinese Automation Congress (CAC)*, 2020, pp. 1113-1117. doi: <https://doi.org/10.1109/cac51589.2020.9327836>.
12. Tu C., Guo Q., Jiang F., Chen C., Li X., Xiao F., Gao J. Dynamic voltage restorer with an improved strategy to voltage sag compensation and energy self-recovery. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 2019, vol. 4, no. 3, pp. 219-229. doi: <https://doi.org/10.24295/cpsstpea.2019.00021>.
13. Li P., Xie L., Han J., Pang S., Li P. A New Voltage Compensation Philosophy for Dynamic Voltage Restorer to Mitigate Voltage Sags Using Three-Phase Voltage Ellipse Parameters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 33, no. 2, pp. 1154-1166. doi: <https://doi.org/10.1109/tpel.2017.2676681>.
14. Han Y., Feng Y., Yang P., Xu L., Xu Y., Blaabjerg F. Cause, classification of voltage sag, and voltage sag emulators and applications: a comprehensive overview. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 1922-1934. doi: <https://doi.org/10.1109/access.2019.2958965>.
15. Singh S., Letha S.S. Various custom power devices for power quality improvement: a review. *2018 International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control (PEEIC)*, 2018, pp. 689-695. doi: <https://doi.org/10.1109/PEEIC.2018.8665470>.
16. Bhosale S.S., Bhosale Y.N., Chavan U.M., Malvekar S.A. Power quality improvement by using UPQC: a review. *2018 International Conference on Control, Power, Communication and Computing Technologies (ICCPCT)*, 2018, pp. 375-380. doi: <https://doi.org/10.1109/ICCPCT.2018.8574264>.
17. Karelia N., Sant A.V., Pandya V. Comparison of UPQC topologies for power quality enhancement in grid integrated renewable energy sources. *2019 IEEE 16th India Council International Conference (INDICON)*, 2019, pp. 1-4. doi: <https://doi.org/10.1109/indicon47234.2019.9029108>.
18. Gowtham N., Shankar S. UPQC: a custom power device for power quality improvement. *Materials Today: Proceedings*, 2018, vol. 5, no. 1, pp. 965-972. doi: <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2017.11.172>.
19. Jin T., Chen Y., Guo J., Wang M., Mohamed M.A. An effective compensation control strategy for power quality enhancement of unified power quality conditioner. *Energy Reports*, 2020, vol. 6, p. 2167-2179. doi: <https://doi.org/10.1016/j.egy.2020.07.027>.

20. Tooski P.Y., Eskandari B., Azizi M.R. Three-phase four-wire compensator in distribution system; Detailed simulation for implementation. *2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2018, pp. 206-211. doi: <https://doi.org/10.1109/pedstc.2018.8343797>.
21. Liu J., Xu W., Chan K.W., Liu M., Zhang X., Chan N.H.L. A three-phase single-stage AC–DC wireless-power-transfer converter with power factor correction and bus voltage control. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2020, vol. 8, no. 2, pp. 1782-1800. doi: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2019.2916258>.
22. Aboelsaud R., Ibrahim A., Garganev A.G. Review of three-phase inverters control for unbalanced load compensation. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 2019, vol. 10, no. 1, p. 242. doi: <https://doi.org/10.11591/ijped.v10.i1.pp242-255>.
23. Sarkar M.N.I., Meegahapola L.G., Datta M. Reactive power management in renewable rich power grids: a review of grid-codes, renewable generators, support devices, control strategies and optimization algorithms. *IEEE Access*, 2018, vol. 6, pp. 41458-41489. doi: <https://doi.org/10.1109/access.2018.2838563>.
24. Singh S.P., Bhat A.H. Design and performance evaluation of self-supported dynamic voltage restorer for mitigating various power quality problems. *International Journal of Power Electronics*, 2020, vol. 12, no. 1, p. 54-84. doi: <https://doi.org/10.1504/IJPELEC.2020.108386>.
25. Sivaperumal P., Dash S.S., Saravanan K. Enhancing the power of quality issues using superconducting magnetic storage devices–based dynamic voltage restorer–aided switched coupled inductor inverter with space vector pulse width modulation techniques. *Measurement and Control*, 2019, vol. 52, no. 9-10, p. 1329-1343. doi: <https://doi.org/10.1177/0020294019858169>.
26. Manitha P.V., Nair M.G. Adapted synchronous reference frame based control for a dynamic voltage restorer. *2019 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*, 2019, pp. 1-5. doi: <https://doi.org/10.1109/i-pact44901.2019.8960020>.
27. Ali Z., Christofides N., Hadjidemetriou L., Kyriakides E., Yang Y., Blaabjerg F. Three-phase phase-locked loop synchronization algorithms for grid-connected renewable energy systems: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 90, pp. 434-452. doi: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.03.086>.
28. Xia T., Zhang X., Tan G., Liu Y. Synchronous reference frame single-phase phase-locked loop (PLL) algorithm based on half-cycle DFT. *IET Power Electronics*, 2020, vol. 13, no. 9, pp. 1893-1900. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2019.1542>.
29. Zou Z.-X., Rosso R., Liserre M. Modeling of the Phase Detector of a Synchronous-Reference-Frame Phase-Locked Loop Based on Second-Order Approximation. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2020, vol. 8, no. 3, pp. 2534-2545. doi: <https://doi.org/10.1109/jestpe.2019.2920309>.
30. Hans F., Schumacher W., Harnefors L. Small-Signal Modeling of Three-Phase Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loops. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 33, no. 7, pp. 5556-5560. doi: <https://doi.org/10.1109/tpe.2017.2783189>.
31. Patel S.R., Solanki M.D. Comparison of proportional integral and hysteresis controllers for controlling the DVR. *2018 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI)*, May 2018. doi: <https://doi.org/10.1109/icoei.2018.8553769>.
32. Hung V.T., Shu H., Giang L.N., The N.D. Double-loop control structure using proportional resonant and sequence-decoupled resonant controllers in static coordinates for dynamic voltage restorer. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 2019, vol. 5, no. 3, pp. 10-19. doi: <https://doi.org/10.23919/cjee.2019.000016>.
33. Sathik Basha A., Ramasamy M. Design of Z-source inverter-based dynamic voltage restorer circuitry with R-SOGI control scheme for enrichment of power quality. *Journal of Circuits, Systems and Computers*, 2021, p. 2150195. doi: <https://doi.org/10.1142/s0218126621501954>.
34. Huchche V.A., Patne N.R., Junghare A.S. Mitigating voltage sags using FOPI and fuzzy logic controllers in induction motors. *2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)*, Sep. 2017. doi: <https://doi.org/10.1109/icpcsi.2017.8392281>.
35. Zhao J., Mili L. A Decentralized H-Infinity Unscented Kalman Filter for Dynamic State Estimation Against Uncertainties. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2019, vol. 10, no. 5, pp. 4870-4880. doi: <https://doi.org/10.1109/tsg.2018.2870327>.
36. Biricik S., Komurcugil H., Tuyen N.D., Basu M. Protection of sensitive loads using sliding mode controlled three-phase DVR with adaptive notch filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, vol. 66, no. 7, pp. 5465-5475. doi: <https://doi.org/10.1109/tie.2018.2868303>.
37. Komurcugil H., Biricik S., Babaei E. Super Twisting Algorithm Based Sliding Mode Control Method for Single-Phase Dynamic Voltage Restorers. *2019 2nd International Conference on Smart Grid and Renewable Energy (SGRE)*, 2019, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/sgre46976.2019.9020687>.
38. Biricik S., Komurcugil H., Ahmed H., Babaei E. Super Twisting Sliding Mode Control of DVR with Frequency-Adaptive Brockett Oscillator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020. Article in Press. doi: <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3038089>.
39. SasiKiran P., Manohar T.G. UKF based estimation approach for DVR control to compensate voltage swell in distribution systems. *Ain Shams Engineering Journal*, 2018, vol. 9, no. 4, pp. 441-453. doi: <https://doi.org/10.1016/j.asej.2016.02.001>.
40. Trabelsi M., Komurcugil H., Refaat S.S., Abu-Rub H. Model predictive control of packed U cells based transformerless single-phase dynamic voltage restorer. *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2018, pp. 1926-1931. doi: <https://doi.org/10.1109/icit.2018.8352480>.
41. Trabelsi M., Vahedi H., Komurcugil H., Abu-Rub H., Al-Haddad K. Low complexity model predictive control of PUC5 based dynamic voltage restorer. *2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2018, pp. 240-245. doi: <https://doi.org/10.1109/isie.2018.8433616>.
42. Taher S.A., Fard H.T., Kashani E.B. New switching approach for DVR using one cycle control method. *Ain Shams Engineering Journal*, 2018, vol. 9, no. 4, pp. 2227-2254. doi: <https://doi.org/10.1016/j.asej.2017.03.003>.
43. Van T.L., Nguyen N.M.D., Toi L.T., Trang T.T. Advanced control strategy of dynamic voltage restorers for distribution system using sliding mode control input-output feedback

linearization. *International Conference on Advanced Engineering Theory and Applications*. Springer, Cham, 2017. p. 521-531. doi: https://doi.org/10.1007/978-3-319-69814-4_50.

44. Mythily G., Lakshmi Kumari S.V.R. Power quality improvement by IUPQC. *2018 International Conference on Inventive Research in Computing Applications (ICIRCA)*, Jul. 2018. doi: <https://doi.org/10.1109/icirca.2018.8597191>.

Abdelfettah Boussaid^{1,2}, Doctor of Electrical Engineering, Professor,

Seif El Islam Chelli², PhD Student,

Ahmed Lokmane Nemmour², Doctor of Electrical Engineering, Professor,

Abdelmalek Khezzar², Doctor of Electrical Engineering, Professor,

¹ Institut des Sciences et des Techniques Appliquées, University Frères Mentouri Constantine 1, Algeria,

² Laboratoire d'électrotechnique de Constantine, University Frères Mentouri Constantine 1, Algeria,

e-mail: Abdelfettah.Boussaid@lec-umc.org (Corresponding author),

seif-elislam.chelli@lec-umc.org

Ahmed-Lokmane.Nemmour@lec-umc.org

abdelmalek.khezzar@lec-umc.org

Received 24.05.2021

Accepted 25.06.2021

Published 27.08.2021

В.И. Омеляненко, Е.С. Рябов, Л.В. Оверьянова, Г.В. Омеляненко

ТЯГОВЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД НА ОСНОВЕ БАТАРЕИ ТОПЛИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И БОРТОВОГО ИНЕРЦИОННОГО НАКОПИТЕЛЯ ЭНЕРГИИ ДЛЯ МОТОР-ВАГОННОГО ПОЕЗДА

В роботі розглянуто тяговий електропривод на основі паливних елементів та інерційного накопичувача енергії для мотор-вагонного рухомого складу. Запропоновано принцип керування потоками потужності у тяговому електроприводі у режимах розгону та гальмування рухомого складу. Розроблено математичну модель тягового електропривода у вигляді сукупності трьох складових: поїзда, тягового блока і батареї паливних елементів. За допомогою неї досліджено роботу запропонованого тягового електропривода при вирішенні тестової тягової задачі для рухомого складу. Встановлено, що застосування інерційного накопичувача енергії зменшує витрати водню не менш ніж на 25 %, що забезпечує збільшення пробігу рухомого складу між екіпуванням понад 30 %. Бібл. 16, табл. 4, рис. 6.

Ключові слова: тяговий електропривод, паливний елемент, інерційний накопичувач, мотор-вагонний рухомий склад.

В работе рассмотрены тяговый электропривод на основе топливных элементов и инерционного накопителя энергии для мотор-вагонного подвижного состава. Предложен принцип управления потоками мощности в тяговом электроприводе в режимах разгона и торможения подвижного состава. Разработана математическая модель тягового электропривода в виде совокупности трех составляющих: поезда, тягового блока и батареи топливных элементов. С помощью нее исследована работа предложенного тягового электропривода при решении тестовой тяговой задачи для подвижного состава. Установлено, что при применении инерционного накопителя энергии уменьшается расход водорода не менее чем на 25 %, что обеспечивает увеличение пробега подвижного состава между экипуваннями более чем на 30 %. Библ. 16, табл. 4, рис. 6.

Ключевые слова: тяговый электропривод, топливный элемент, инерционный накопитель, мотор-вагонный подвижной состав.

Введение. Топливные элементы в качестве основы эффективных и экологически чистых систем электропитания в настоящее время вызывают интерес в плане их применения на подвижном составе путем замены на не электрифицированных линиях железных дорог обычных дизельных поездов на мотор-вагонные «водородные» поезда [1, 2]. К сегодняшнему дню несколько мировых производителей создали подвижной состав с применением топливных элементов [3]. Впервые топливные элементы на подвижном составе были применены на опытных поездах компании JR East и исследовательского центра RTRI в Японии. В США на маневровом тепловозе компании BNSF были установлены топливные элементы для проведения исследований и опытной эксплуатации. После всеобъемлющих испытаний «водородных» поездов iLINT (разработчик – Alstom) и Mireo Plus H (разработчик – Siemens) эти компании заключили контракты на коммерческую поставку поездов с топливными элементами. Испанские компании CAF и Talgo планируют модернизацию и создание мотор-вагонных поездов с применением топливных элементов. Однако применение топливных элементов на подвижном составе имеет ряд особенностей вследствие специфики работы тягового электропривода, характеризующейся широким диапазоном изменения нагрузок и частоты вращения.

Анализ литературных данных и постановка проблемы. Неотъемлемой частью энергетической установки на топливных элементах является накопитель энергии, применение которого повышает эффективность использования топливных ячеек на подвижном составе. В существующих проектах в качестве накопителей энергии рассматриваются только литий-ионные батареи [3-5]. Вне поля зрения для таких поездов пока остаются инерционные накопители энергии [5]. Однако, несмотря на успехи в развитии элект-

рохимических накопителей, считаем целесообразным изучение и исследование всех доступных технических решений для накопителей энергии, применение которых способствует повышению энергоэффективности подвижного состава.

Анализ [6-9] показал, что удельные весовые энергетические показатели конденсаторных, электрохимических и инерционных накопителей имеют практически один порядок 0,02-0,08 МДж/кг. Что касается удельных объемных энергетических показателей, то здесь инерционные превосходят другие типы [6]: 25,7-151 МДж/м³ у инерционных и 0,6-17,3 МДж/м³ у других типов. Такая же картина наблюдается и с весовыми, а также объемными удельными показателями мощности: 1,29-2,5 кВт/кг и 536-4273 кВт/м³ у инерционных, а также 0,16-0,26 кВт/кг и 54-173 кВт/м³ у других типов. Поэтому можно сказать, что инерционные накопители энергии существенным образом по своим удельным энергетическим и мощностным показателям превосходят конденсаторные и электрохимические накопители. Но, в отличие от электрохимических накопителей, которые широко применяются на различных транспортных средствах и особенности применения которых в тяговых электроприводах изучены достаточно хорошо, применение инерционных накопителей на транспортных средствах имеет ограниченный характер [9-13].

Целью работы является исследование возможности и особенностей применения инерционных накопителей в тяговом электроприводе мотор-вагонных поездов с силовой энергетической установкой на основе топливных элементов.

Для достижения этой цели решались две задачи. Первая состоит в создании общей математической модели тягового электропривода регионального

© В.И. Омеляненко, Е.С. Рябов, Л.В. Оверьянова, Г.В. Омеляненко

мотор-вагонного поезда с автономным источником электроэнергии на базе батареи топливных элементов и бортового инерционного накопителя энергии, которая связывала бы основные параметры компонент энергетической установки с рабочими свойствами этого привода и адекватно отражала все режимы его работы. Вторая заключается в апробации созданной модели на примере концептуального проекта регионального поезда, перемещающегося по конкретному не электрифицированному участку железной дороги.

1. Схема тягового электропривода и перетоки мощности. Схема тягового электропривода, представленная на рис. 1, включает следующие компоненты: источник электрической энергии, накопитель и

исполнительный механизм. Источник электрической энергии представлен водородной накопительной системой (HFT), батареей топливных элементов (FC) и преобразователем P_DC-DC. Накопитель представлен инерционным аккумулятором энергии FESS и преобразователем S_DC-DC. Исполнительный механизм (DM) состоит из тягового асинхронного двигателя (IM), редуктора (G) и механизма «колесо-рельс» (W-R). Выход преобразователя P_DC-DC и вход автономного инвертора напряжения (TI) соединены шиной звена постоянного тока, к которой через соответствующие полупроводниковые преобразователи параллельно подключены FESS, система питания собственных нужд (AS), а также блок тормозных резисторов (BR).

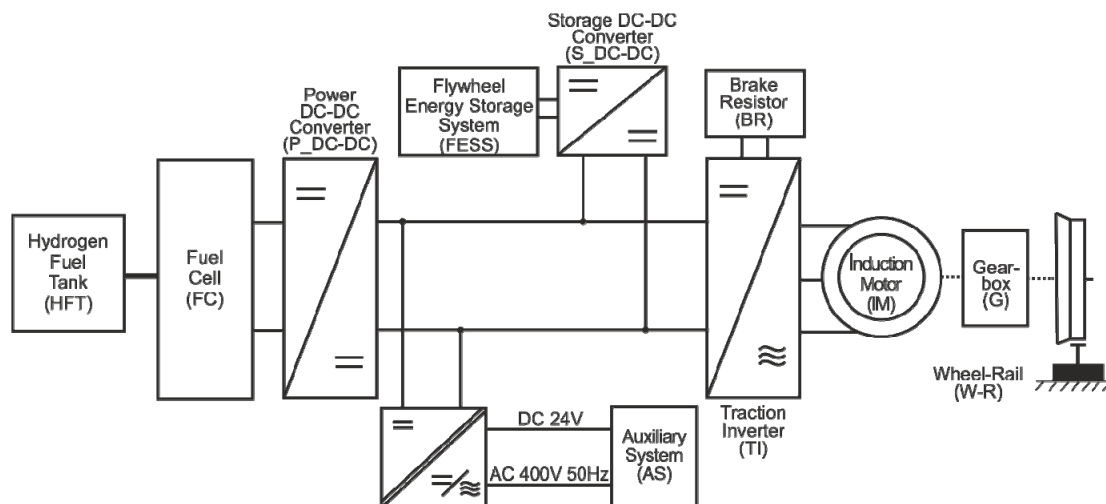


Рис. 1. Блок-схема тягового электропривода:

HFT – водородная накопительная система; FC – батарея топливных элементов; P_DC-DC – преобразователь постоянного напряжения батареи топливных элементов; FESS – накопитель энергии; S_DC-DC – преобразователь постоянного напряжения накопителя; AS – система питания собственных нужд; BR – блок тормозных резисторов; TI – автономный инвертор напряжения; IM – тяговый асинхронный двигатель; G – редуктор; W-R – механизм «колесо-рельс»

Расчетные схемы потоков мощности между основными узлами схемы тягового электропривода для различных режимов работы подвижного состава определены нами, исходя из следующих допущений.

Номинальная электрическая мощность батареи топливных элементов P_{fc} определяется исходя из требования обеспечить режим движения с максимальной допустимой скоростью, а также работу устройств собственных нужд P_{as} . То есть, должно выполняться условие

$$P_{fc} = P_p + P_{as}, \quad (1)$$

где P_p – мощность, поступающая на тяговый блок.

При этом мощность, потребляемая устройствами собственных нужд, при любых режимах движения подвижного состава принимается величиной постоянной $P_{as} = \text{const}$.

Величина энергоемкости и мощности накопителя приняты такими, что в состоянии обеспечить совместно с FC требуемые режимы ускорения и торможения подвижного состава. Поэтому звено тормозного резистора BR может быть исключено из рассмотрения.

Схемы перетоков мощности в режимах торможения и ускорения подвижного состава представлена на рис. 2. Очевидно, что для принятой схемы тягового электропривода потоки мощности определяются зна-

чениями токов в соответствующих ветвях. Процессы будем рассматривать с позиции работы накопителя.

Режим торможения.

Ток I_{ch} , потребляемый накопителем в этом режиме работы, в соответствии с 1-м законом Кирхгофа

$$I_{ch} = I_{inv} - I_{as} + I_{dc}. \quad (2)$$

Ток I_{inv} , обусловленный работой IM в режиме генератора:

$$I_{inv} = \frac{P_{wr}}{U_{dc}} \eta_{\Sigma} = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} U_m I_m \eta_{inv} \cos \varphi_m, \quad (3)$$

где $\eta_{\Sigma} = \eta_g \eta_m \eta_{inv}$ – суммарный к.п.д. звена DM тягового блока; $\cos \varphi_m$ – коэффициент мощности IM; η_g , η_m , η_{inv} – к.п.д. редуктора, IM и TI, соответственно.

Ток, потребляемый устройствами собственных нужд:

$$I_{as} = P_{as} / U_{dc}. \quad (4)$$

Ток, отдаваемый FC:

$$I_{dc} = \frac{U_{fc} \eta_{fc}}{U_{dc}} I_{fc}, \quad (5)$$

где η_{fc} – к.п.д. FC.

В итоге, мощность, потребляемая накопителем, подается в систему электромеханического преобразования энергии (SEMEC) накопителя током

$$I_{ch} = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} U_m I_m \eta_{inv} \cos \varphi_m - \frac{P_{as}}{U_{dc}} + \frac{U_{fc} \eta_{fc}}{U_{dc}} I_{fc}. \quad (6)$$

Исходя из баланса мощности для накопителя

$$U_{dc} I_{ch} \eta_{s_dc} = U_s I_s, \quad (7)$$

где η_{s_dc} – к.п.д. P_DC-DC, а ток, потребляемый SEMEC накопителя, равен

$$I_s = \frac{U_{dc} I_{ch} \eta_{s_dc}}{U_s}. \quad (8)$$

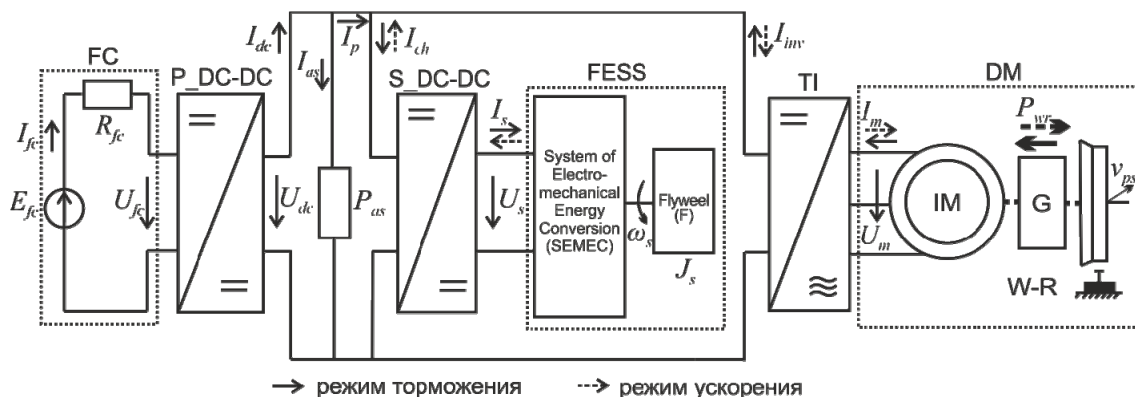


Рис. 2. Расчетная схема режима торможения и ускорения:

I_{fc} – ток FC; I_{dc} – ток на выходе P_DC-DC; I_p – ток, поступающий на тяговый блок; I_{as} – ток собственных нужд; I_{ch} – ток на входе в S_DC-DC; I_s – ток FESS; I_{inv} – ток TI; I_m – ток IM; U_{fc} , U_{dc} , U_s , U_m – напряжения FC, звена постоянного тока, SEMEC и IM, соответственно; E_{fc} – электродвижущая сила (ЭДС) FC; R_{fc} – активное сопротивление FC; P_{wr} – мощность на ободе колес; ω_s , J_s – частота вращения и момент инерции маховика F; v_{ps} – скорость движения поезда

В итоге, получаем аккумуляцию энергии в процессе торможения подвижного состава в виде приращения частоты вращения его маховика

$$\frac{d\omega_s}{dt} = \frac{U_s I_s \eta_s}{J_s \omega_s}, \quad (9)$$

где η_s – к.п.д. FESS.

Режим ускорения.

Здесь IM потребляет электроэнергию, вырабатываемую FC за вычетом энергии, идущей на собственные нужды, а также энергию, запасенную накопителем.

В этом режиме ток, отдаваемый накопителем, в соответствии с 1-м законом Кирхгофа определится как

$$I_{ch} = I_{inv} + I_{as} - I_{dc}. \quad (10)$$

Ток, потребляемый автономным инвертором для тяги

$$I_{inv} = \frac{P_{wr}}{U_{dc} \eta_{\Sigma}} = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc} \eta_{inv}} U_m I_m \cos \varphi_m. \quad (11)$$

При условии, что выражения для тока, потребляемого устройствами собственных нужд и генерируемого FC остаются прежними – (4) и (5), соответственно, мощность, генерируемая SEMEC накопителя, подается в звено постоянного тока током

$$I_{ch} = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc} \eta_{inv}} U_m I_m \cos \varphi_m + \frac{P_{as}}{U_{dc}} - \frac{U_{fc} \eta_{fc}}{U_{dc}} I_{fc}. \quad (12)$$

Из баланса мощности для SEMEC накопителя в этом режиме

$$U_{dc} I_{ch} = U_s I_s \eta_{s_dc} \quad (13)$$

получаем ток, отдаваемый SEMEC накопителя, в таком виде

$$I_s = \frac{U_{dc}}{U_s \eta_{s_dc}} I_{ch}. \quad (14)$$

Механическая мощность, затрачиваемая на ускорение поезда, отбираемая от маховика накопителя, через SEMEC поступает в S_DC-DC

$$N = J_s \omega_s \frac{d\omega_s}{dt} \eta_s = U_s I_s. \quad (15)$$

В итоге, в процессе разгона получаем убыль запасенной маховиком энергии за счет снижения частоты его вращения

$$\frac{d\omega_s}{dt} = \frac{U_s I_s}{J_s \omega_s \eta_s}. \quad (16)$$

Таким образом, из приведенных выше соотношений очевидно, что при требуемой мощности на ободах колес P_{wr} и имеющейся мощности FC P_{fc} наличие в схеме тягового электропривода накопителя энергии позволяет организовывать перетоки мощности между его компонентами в любых режимах работы подвижного состава (по аналогии с рассмотренными выше также и в режимах движения с постоянной скоростью, выбега и стоянки). В качестве регулятора этих потоков выступают соотношения напряжений на входах и выходах силовых частей схем полупроводниковых преобразователей (P_DC-DC, S_DC-DC, TI), через которые FC, FESS и DM подключены к шине звена постоянного тока.

2. Математическая модель тягового привода.

Математическую модель рассматриваемого тягового привода представим в виде совокупности трех составляющих: поезда, тягового блока и батареи топливных элементов.

Математическая модель поезда.

Сила тяги или торможения подвижного состава $\pm F_t$ во всем диапазоне скоростей определяется мощностью на ободе колес $P_{wr} = \pm F_t v_{ps}$, которая обусловлена суммарной мощностью тяговых двигателей на осях колесных пар, оснащенных двигателями.

Если предположить, что поезд массой m_{ps} , сосредоточенной в одной точке, движется по пути длиной s в момент времени t со скоростью v_{ps} , имеет ускорение dv_{ps}/dt , испытывает силу сопротивления движению F_{rr} , гравитационную силу от уклона пути F_g , а также силу

сопротивления от движения в кривых F_c и при этом тяговыми двигателями обеспечивается сила тяги или торможения F_b , то связь пройденного поездом пути и скорости со временем, а также с действующими на него силами представляется в виде системы

$$\begin{cases} \frac{dv_{ps}}{dt} = \frac{\pm F_t - F_{rr} \pm F_g - F_c}{(1 + \varepsilon)m_{ps}}; \\ \frac{ds}{dt} = v_{ps}. \end{cases} \quad (17)$$

где $(1 + \varepsilon)$ – коэффициент вращающихся масс поезда.

Сопротивление движению, обусловленное трением качения колес по рельсам и аэродинамикой поезда, определяется с помощью формулы Дэвиса

$$F_{rr} = A_{rr} + B_{rr}v_{ps} + C_{rr}v_{ps}^2, \quad (18)$$

где A_{rr} , B_{rr} , C_{rr} – постоянные коэффициенты, зависящие от конфигурации поезда.

Эти коэффициенты обусловлены следующим: A_{rr} – трением качения колес по рельсам и трением осей колесных пар; B_{rr} – трением гребней колес о боковые поверхности головки рельса; C_{rr} – аэродинамикой поезда.

Гравитационная сила от уклона вычисляется с помощью равенства:

$$F_g = 0,001m_{ps}gi, \quad (19)$$

где g – ускорение свободного падения; i – уклон пути.

Сила сопротивления от движения в кривых для поездов рассматриваемого класса определяется с помощью выражения

$$F_c = \frac{0,006867}{R}m_{ps}, \quad (20)$$

где R – радиус кривой.

Таким образом, приведенная модель показывает, что при заданных параметрах пути и ограничениях по скорости движения подвижного состава на его участках, кривые движения определяются мощностью на ободу колес P_{wr} . Варьируя P_{wr} посредством изменения составляющих ее компонент, возможно регулировать требуемую силу тяги и скорость движения подвижного состава.

Математическая модель тягового блока.

Тяговым блоком обозначим часть схемы тягового электропривода, включающей FESS и DM, которые через преобразователи S_DC-DC и TI, соответственно, питаются так называемым тяговым током I_p , что образуется током FC I_{dc} за вычетом тока потребителей собственных нужд I_{as}

$$I_p = \frac{U_{fc}I_{fc}\eta_{p_dc}}{U_{cd}} - I_{as}, \quad (21)$$

где η_{p_dc} – к.п.д. P_DC-DC.

На данном этапе исследований этот ток будем считать заданным и неизменным. Такое допущение предполагает обмен энергией только внутри тягового блока, то есть между исполнительным механизмом DM и накопителем FESS, и работу преобразователя P_DC-DC в статическом режиме с конкретным коэффициентом преобразования.

Центральным звеном тягового блока является инерционный накопитель энергии. FESS представляет

собой сочетание кольцевого цилиндрического маховика (аккумулятора) и системы электромеханического преобразователя энергии SEMEC в виде обращенной машины постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов и полупроводниковым коммутатором [12, 13].

Схема SEMEC приведена на рис. 3. Здесь мы имеем дело с двухполюсной четырехфазной машиной, каждая фаза которой содержит по одной катушке, смещенной по окружности якоря на угол, пропорциональный τ/N_f , где N_f – число фаз, а τ – полное деление.

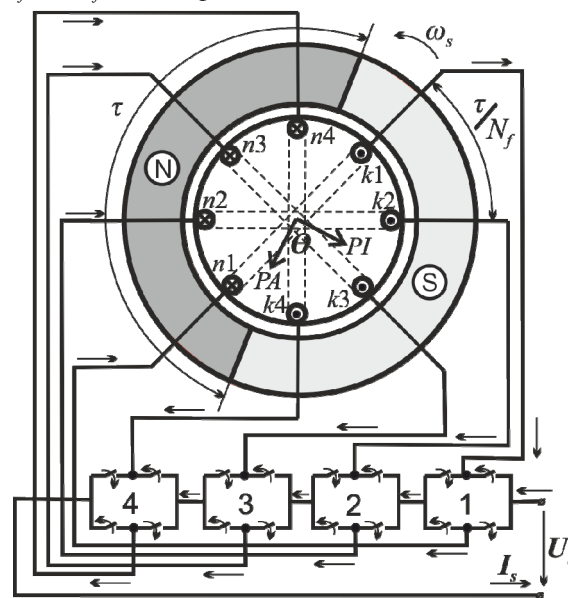


Рис. 3. Система электромеханического преобразования энергии накопителя:

θ – угол нагрузки между осью магнитного поля индуктора PI и тока якоря PA ; $n1 \dots n4$, $k1 \dots k4$ – начала и концы катушек обмотки, соответственно; $1 \dots 4$ – коммутаторы

Математические модели работы тягового блока в режимах ускорения и торможения представлены в табл. 1.

Как следует из формулы для ЭДС SEMEC накопителя (табл. 1), в рассматриваемой системе имеется возможность регулировать величину электродвижущей силы по двум каналам – числом фаз обмотки якоря и углом нагрузки, изменяя алгоритм коммутации полупроводниковых ключей. Таким образом, при обмене энергией накопителя и звена электромеханического преобразования энергии можно в широких пределах влиять как на мощность процесса, так и на ее составляющие.

Смысл символов в приведенных в табл. 1 выражениях следующий: η_s , e_s , L_s , R_s – к.п.д., ЭДС, индуктивность и активное сопротивление обмотки якоря накопителя, соответственно; $2p$, w_s , l_a , a – число полюсов, число витков в фазе, активная длина и число параллельных ветвей обмотки якоря SEMEC накопителя, соответственно; D_a – диаметр якоря; B_{sr} – среднее значение индукции в зазоре; $\eta_{sum} = \eta_g \eta_m \eta_{inv} \eta_s \eta_{dc} \eta_s$ – общий к.п.д. передачи; f_{rr} – удельное значение сопротивления движению; L_{s_dc} , R_{s_dc} – индуктивность и активное сопротивление преобразователя, соответственно; K_{chT} , K_{chB} – коэффициенты преобразования в режимах ускорения и торможения, соответственно.

Математическая модель тягового блока [14]

| Режим ускорения | Режим торможения |
|---|--|
| Баланс мощности накопителя | |
| $-J_s \frac{d\omega_s}{dt} \omega_s \eta_s = u_s i_s$ | $J_s \frac{d\omega_s}{dt} \omega_s = u_s i_s \eta_s$ |
| Уравнение равновесия для напряжения на SEMEC | |
| $u_s = e_s - L_s \frac{di_s}{dt} - i_s R_s$ | $u_s = e_s + L_s \frac{di_s}{dt} + i_s R_s$ |
| Мощность, развиваемая подвижным составом | |
| $(m_{ps} \frac{dv_{ps}}{dt} - F_{rr}) v_{ps} = u_{dc} i_{inv} \eta_{inv} \eta_m \eta_g$ | $-(m_{ps} \frac{dv_{ps}}{dt} - F_{rr}) v_{ps} \eta_{inv} \eta_m \eta_g = u_{dc} i_{inv}$ |
| ЭДС SEMEC накопителя | |
| $e_s = K_e \omega_s,$ $K_e = \frac{2 p w_s N_f l_a D_a}{a} \sin \theta \cdot B_{sr}$ | |
| Ток в звене постоянного тока | |
| $K_{chT} = \frac{U_{dc}}{U_s},$ $i_{inv} = i_{ch} + i_p = \frac{i_s \eta_s}{K_{chT}} + i_p$ | $K_{chB} = \frac{U_s}{U_{dc}},$ $i_{inv} = i_{ch} - i_p = \frac{i_s K_{chB}}{\eta_s} - i_p$ |
| Математическая модель процесса преобразования энергии | |
| $\begin{cases} \frac{dv_{ps}}{dt} = \frac{\eta_{inv} \eta_m \eta_g u_{dc} (i_s \eta_s / K_{chT} + i_p)}{m_{ps} v_{ps}} + f_{rr}; \\ \frac{di_s}{dt} = \frac{K_e \omega_s - u_{dc} / K_{chT} - i_s (R_s + R_{s_dc})}{L_s + L_{s_dc}}; \\ -\frac{d\omega_s}{dt} = \frac{1}{J_s \eta_s} K_e i_s \end{cases}$ | $\begin{cases} \frac{dv_{ps}}{dt} = \frac{u_{dc} (i_s \eta_s / K_{chB} - i_p)}{\eta_{inv} \eta_m \eta_g m_{ps} v_{ps}} - f_{rr}; \\ \frac{di_s}{dt} = \frac{u_{dc} / K_{chB} - K_e \omega_s - i_s (R_s + R_{s_dc})}{L_s + L_{s_dc}}; \\ \frac{d\omega_s}{dt} = \frac{\eta_s}{J_s} K_e i_s \end{cases}$ |
| Связь между частотой вращения ротора накопителя и скоростью движения подвижного состава | |
| $\omega_{s(k+1)} = \sqrt{\omega_{sk}^2 - \frac{m_{ps} (v_{ps(k+1)}^2 - v_{psk}^2)}{J_s \eta_{sum}}}$ | $\omega_{s(k+1)} = \sqrt{\omega_{sk}^2 + \frac{m_{ps} \eta_{sum} (v_{psk}^2 - v_{ps(k+1)}^2)}{J_s}}$ |

Важно отметить, что в состав модели входят две регулируемые компоненты – ЭДС SEMEC накопителя (K_e) и ток звена постоянного тока (K_{ch}), воздействие на которые обеспечивает управляемый переток мощности между компонентами схемы тягового блока.

Управление процессом обмена мощностью в режимах разгона и торможения подвижного состава программно реализуется в соответствии со схемой, указанной на рис. 4 (режим торможения), на основании логических элементов [14].

В блоке управления (СВ) реализуются функции:

$$f_{ch}(T_{set}, v_{ps}) = K_{ch0} + (K_{psch} / T_{set}) v_{ps},$$

$$f_e(T_{set}, v_{ps}) = K_e 0 v_{ps}^2 + (K_{pse} / T_{set}) v_{ps}.$$

При этом выполняются следующие условия.

Для режима торможения:

1. Если ток инвертора $i_{inv} \in [i_{min}; i_{max}]$, то $K_{ch} = f_{ch}(T_{set}, v_{ps})$, $K_e = f_e(T_{set}, v_{ps})$.
2. Если $i_{inv} > i_{max}$, то $K_{ch} = K_{ch\ max}$, $K_e = K_{e\ max}$.
3. Если $i_{inv} < i_{min}$, то $K_{ch} = K_{ch\ min}$, $K_e = f_e(T_{set}, v_{ps}) / 4$.

Для режима ускорения:

1. Если ток инвертора $i_{inv} \in [i_{min}; i_{max}]$, то $K_{ch} = f_{ch}(T_{set}, v_{ps})$, $K_e = f_e(T_{set}, v_{ps})$.
2. Если $i_{inv} > i_{max}$, то $K_{ch} = K_{ch\ min}$, $K_e = f_e(T_{set}, v_{ps}) / 4$.
3. Если $i_{inv} < i_{min}$, то $K_{ch} = K_{ch\ max}$, $K_e = K_{e\ max}$.

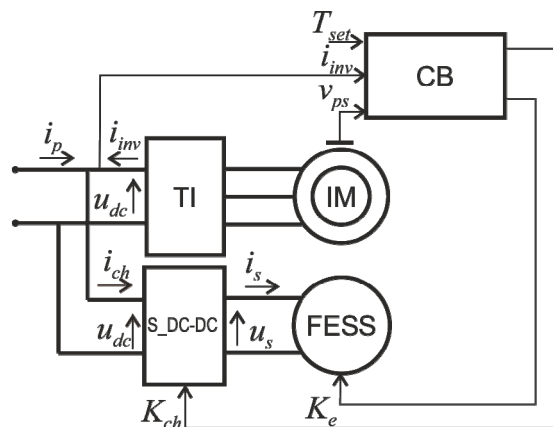


Рис. 4. Система управления

Для оценки свойств работы накопителя в системе тягового электропривода предложен коэффициент эффективности работы накопителя [14]:

$$K_{efs} = \frac{J_s(\omega_{send}^2 - \omega_{sdv}^2)}{m_{ps}(v_{psstB}^2 + v_{psendT}^2)}, \quad (22)$$

где v_{psstB} – скорость подвижного состава на момент начала торможения; v_{psendT} – скорость подвижного состава на момент окончания разгона; ω_{send} – частота вращения ротора накопителя на момент окончания рекуперации; ω_{sdv} – частота вращения «мертвого объема».

Таким образом, получена математическая модель тягового блока, которая связывает процесс движения поезда в режимах ускорения, а также рекуперативного торможения с параметрами инерционного накопителя энергии, характеристиками тягового двигателя и преобразовательных устройств тягового электропривода. Сформированная на основании логических элементов система управления программно реализует перетоки мощности в рассмотренных режимах работы подвижного состава между тяговыми электродвигателями, накопителем и батареей топливных элементов (токи i_{mv} , i_{ch} , i_p , соответственно). Предложен критерий оценки эффективности использования рассматриваемой технологии.

Математическая модель топливного элемента.

Математическая модель топливного элемента (FC) понятна из схемы, представленной на рис. 2. Основными электрическими характеристиками топливного элемента являются: ЭДС E_{fc} , напряжение на выходе U_{fc} , внутреннее электрическое сопротивление R_{fc} , электрическая мощность P_{fc} , электрический коэффициент полезного действия η_E [16, 17].

Мощность, передаваемая на внешнюю нагрузку (полезная мощность), равна:

$$P_{fc} = U_{fc} I_{fc} = I_{fc} E_{fc} - I_{fc}^2 R_{fc}. \quad (23)$$

Электрическая мощность, рассеиваемая на внутреннем сопротивлении:

$$P_{fci} = (E_{fc} - U_{fc}) I_{fc} = \frac{(E_{fc} - U_{fc})^2}{R_{fc}} = I_{fc}^2 R_{fc}. \quad (24)$$

В вышеописанной интерпретации мощностей, электрический к.п.д. будет равен:

$$\eta_E = \frac{P_{fc}}{P_{fci} + P_{fc}} = \frac{U_{fc}}{E_{fc}}. \quad (25)$$

Информацию о топливном элементе и наглядность ее восприятия заключает в себе его вольтамперная характеристика (ВАХ). Она представляет собой графическую зависимость напряжения топливного элемента от тока в нагрузке. В большинстве случаев ВАХ твердотельных топливных элементов представляет собой прямую линию. Строго говоря, начальный и конечный участки ВАХ имеют отклонения от прямой линии, соответственно, вверх и вниз (обусловлено электрохимической поляризацией электродов для конечного участка). Эти отклонения в большинстве случаев незначительны и практически не выходят за пределы 10-15 % начала и конца участка кривой ВАХ, а в ряде случаев они вообще не наблюдаются. В большей степени важен средний участок

ВАХ. При этом с некоторым приближением можно считать, что точка пересечения линии ВАХ с осью напряжения характеризует ЭДС элемента, а точка пересечения ВАХ с осью тока характеризует ток короткого замыкания элемента. ВАХ хорошо аппроксимируется многочленом первого порядка

$$y = -kx + b, \quad (26)$$

$$U_{fc} = -I_{fc} R_{fc} + E_{fc},$$

где y и x – координаты напряжения и тока; k – угловой коэффициент, равный тангенсу α – угла наклона линии ВАХ к оси тока; b – величина отрезка, который отсекает линия ВАХ на оси напряжения (в нашем случае b равно E_{fc} элемента).

3. Концептуальный проект.

Задачей разработки концептуального проекта является выбор параметров тягового блока, инерционного накопителя энергии и батареи топливных элементов (в совокупности с водородным накопительным элементом) путем решения тяговой задачи и анализа полученных результатов. Преобразовательные агрегаты (P_DC-DC, S_DC-DC, П) будем рассматривать лишь с позиций возможности обеспечения с их помощью требуемых перетоков энергии между рассматриваемыми блоками. Очевидно, что их эффективная работа будет иметь место при условии максимальных близких номинальных значений компонент мощности рассматриваемых устройств. При безусловном соблюдении баланса мощности и исходя из того, что упомянутые узлы тягового привода в звене постоянного тока соединены между собой параллельно, считаем, что именно значения напряжения этих узлов должны быть максимально близки. Выполнение этого условия, по нашему мнению, станет базой эффективного регулирования потоков мощности в различных режимах работы электроподвижного состава (ЭПС).

При выборе параметров узлов тягового привода будем исходить из того, что мощности блока топливных элементов и накопителя энергии практически одинаковы и накопитель работает только при разгоне и торможении поезда, а в режиме движения с установленной скоростью система обеспечивается энергией только от батареи топливных элементов.

Для расчета принимаем: длина поезда – 42 м, составность – 2 вагона, масса тары – 92 т, пассажироместность вагона – 280 человек, кузова вагонов опираются на 3 тележки – две концевые двухосные и одну промежуточную двухосную тележку Якобса, конструкционная скорость – 124 км/ч. Основное сопротивление движению вычисляется по формуле $F_{rr} = 1,5 + 0,006v_{ps} + 0,0067v_{ps}^2$. Внутренние оси концевых тележек оснащены тяговыми двигателями. Колесно-моторный блок каждой из этих осей содержит колесную пару с диаметром колес 0,95 м, двухступенчатый редуктор с передаточным числом 6,6 и к.п.д. 0,97, а также шести полюсный асинхронный тяговый двигатель. Поезд имеет две идентичные системы тягового привода, размещенные в каждом вагоне. В состав каждой входит водородный накопительный элемент, блок топливных элементов, инерционный накопитель энергии, тяговый двигатель и преобразовательные агрегаты.

Характеристики двигателя и параметры накопителя приведены в табл. 2 и 3, соответственно.

Таблица 2

Характеристики тягового двигателя

| P_m , кВт | U_m , В | I_m , А | $\cos \varphi_m$ | к.п.д. | S , % | f_i , Гц | n , об/мин |
|-------------|-----------|-----------|------------------|--------|---------|------------|--------------|
| 250 | 760 | 228 | 0,88 | 0,944 | 1,3 | 65 | 1283 |

Таблица 3

Параметры накопителя

| Параметр | Значение |
|--|--------------------|
| Габаритные размеры, мм: $D \times H$ | 900 × 830 |
| Энергия обмена, МДж | 26 |
| Мощность (максимальная), МВт | 0,27 |
| Напряжение (максимальное), В | 1054 |
| Ток номинальный, А | 250 |
| Маховик | |
| Материал | Углепластик + SmCo |
| Размеры, мм: диаметр внешний × диаметр внутренний × высота | 700 × 440 × 580 |
| Масса, кг | 674 |
| Момент инерции, кг·м ² | 57 |
| Частота вращения, 1/с: max...min | 1071...421 |
| Якорь | |
| Число полюсов | 4 |
| Полюсное деление, мм | 340 |
| Число фаз | 4 |
| Сечение проводника, мм ² | 50 |
| Индуктор | |
| Размеры магнита, мм: длина × высота × ширина | 340 × 420 × 15 |
| Индукция в активной зоне, Тл | 0,22 |
| Зазор, мм | 3 |

Кривые движения, силовые и энергетические зависимости, полученные для этого поезда при его движении по горизонтальному участку пути длиной 24,3 км показывают, что мощность источника питания в виде топливных элементов, а также инерционного накопителя на один вагон должна быть не менее 260 кВт. Маховик каждого инерционного накопителя энергии должен аккумулировать при торможении энергию обмена не менее 7,25 кВт·ч (энергия рекуперативного торможения составляет 14,49 кВт·ч).

Расчет и исследование работы тягового блока с системой управления (рис. 4) при значениях параметров блока управления, приведенных в табл. 4, проводились на базе математической модели (табл. 1). В качестве численного метода решения системы дифференциальных уравнений был выбран метод Рунге-Кутты четвертого порядка. Расчет проводился для трех значений ускорения – 0,55 м/с², 0,37 м/с² и 0,28 м/с². Результаты расчета приведены на рис. 5.

Таблица 4

Значения параметров блока управления

| Параметр | Значение | Параметр | Значение | Параметр | Значение |
|---|----------|-------------------------------|----------|-------------|----------|
| K_{ch0} | 0,1 | K_{pse} , с ² /М | 7,3 | K_{chmin} | 0,1 |
| K_{psch} , с ² /М | 3,9 | i_{min} , А | 360 | K_{chmax} | 4 |
| K_{e0} , с ² /М ² | 0,05 | i_{max} , А | 440 | K_{emax} | 7,3 |

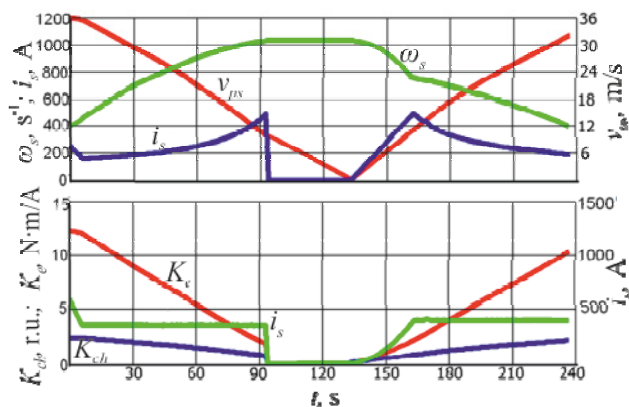


Рис. 5. Процесс обмена энергией при ускорении 0,55 м/с²

Анализ результатов расчета показал, что эффективность использования накопителя энергии при варьируемых ускорениях в пределах 0,55...0,28 м/с² составляет 28...37 %. Таким образом, использование накопителя дает возможность сэкономить за один цикл «торможение-разгон» около 40 % энергии.

Для рассматриваемого поезда наиболее подходят блоки топливных элементов модификации НурМTMHD30. Мощность блока – 31 кВт, ток – 0...500 А, напряжение – 60...120 В, максимальный к.п.д. – 55 %, размеры – 719×406×261 мм, масса – 72 кг. Рабочие характеристики представлены на рис. 6 [15].

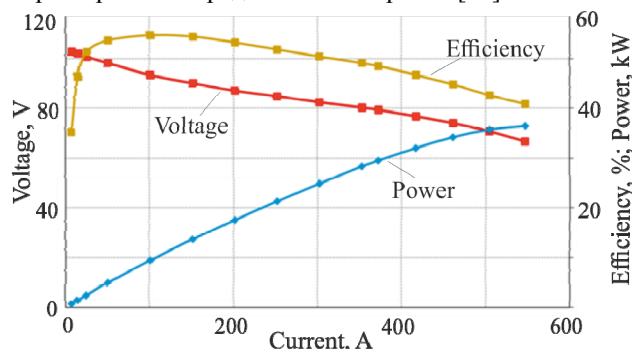


Рис. 6. Рабочие характеристики блока НурМTMHD30

9 таких блоков, включенных последовательно, на каждом вагоне обеспечат мощность источника питания 280 кВт в интервале напряжений 540...1080 В при изменении нагрузки от 0 до 500 А. Такая батарея, размещенная в контейнере размером 2,2×1,5×0,4 м, будет весить 650 кг, и без проблем может быть размещена на крыше вагона.

Необходимая потребность в водороде при движении подвижного состава без накопителя в режимах разгона и движения с постоянной мощностью определяется по формуле

$$M_H = \frac{E_{Hfc} - E_{Hs}}{E_{Hsp} \eta_E}, \quad (27)$$

где E_{Hfc} – электрическая энергия батареи топливных элементов; E_{Hs} – энергия рекуперации при торможении и последующего ее использования при разгоне; E_{Hsp} – удельный весовой энергетический показатель водородного топлива.

Для нашего случая при $E_{Hfc} = 396$ МДж, $E_{Hs} = 63$ МДж, $E_{Hsp} = 120$ МДж/кг и $\eta_E = 0,55$ расход водо-

рода на один транспортный цикл составит при работе без накопителя 3,9 кг, а с накопителем – 3 кг.

При емкости используемых в настоящее время баков с давлением 35 МПа и массой водорода 5 кг [16], 6 таких баков при массе ≈ 700 кг и занимаемом объеме 2,86 м³ обеспечат движение рассматриваемого поезда при отсутствии накопителя без дозаправки 188 км. В случае использования накопителя пробег составит без дозаправки 250 км.

Таким образом, применение накопителя при его однократном использовании в простейшем транспортном цикле без учета рациональных соотношений параметров блока управления дает довольно ощутимый эффект – экономия не менее 24,5 % водорода.

Выводы и перспективы дальнейшего развития.

Проведенные исследования выполнены на базе математической модели тягового электропривода поезда на топливных элементах с инерционным накопителем энергии, которая представляет собой совокупность отдельных блоков дифференциальных и алгебраических уравнений для поезда и различных узлов схемы тягового электропривода. Эту модель следует рассматривать как базовую. Для исследований поведения подвижного состава в условиях, приближенных к реальным, необходимо на базе разработанных математических моделей создать объединенную систему дифференциальных уравнений, с помощью которой связать работу всех блоков системы тягового электропривода, включая работу преобразовательных агрегатов полупроводниковых устройств, с координатами пути как во времени, так и в пространстве.

Решение такой задачи, безусловно, потребует создания единой трехуровневой интеллектуальной системы управления.

Первый уровень должен определять необходимую поезду мощность, управлять скоростью транспортного средства и передавать требуемое ускорение или замедление на второй и третий уровни.

Второй уровень должен управлять распределением потоков мощности и энергии между различными компонентами тяговой цепи: батареей топливных элементов, накопителем энергии и исполнительным механизмом – тяговым асинхронным двигателем.

Третий уровень должен воздействовать на средства управления отдельными компонентами и регулировать их состояние в зависимости от генерируемой или потребляемой этими компонентами мощности.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Thorne R., Amundsen A.H., Sundvor I. Battery electric and fuel cell trains: maturity of technology and market status. *Report 1737/2019. Institute of Transport Economics*, 2020. 32p. Режим доступа: <https://www.toi.no/getfile.php?mmfileid=52027> (Дата обращения: 22.03.2021).
2. Hoffrichter A., Hillmansen S., Roberts C. Conceptual propulsion system design for a hydrogen-powered regional train. *IET Electrical Systems in Transportation*, 2016, vol. 6, no. 2, pp. 56-66. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-est.2014.0049>.
3. Fender K. *Development of hydrogen-powered trains continues, but battery-powered equipment making more inroads*. December 14, 2020. Режим доступа:

<https://www.trains.com/trn/news-reviews/news-wire/development-of-hydrogen-powered-trains-continues-but-battery-powered-equipment-making-more-inroads> (Дата обращения: 22.03.2021).

4. Furuta R., Kawasaki J., Kondo K. Hybrid traction technologies with energy storage devices for nonelectrified railway lines. *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2010, vol. 5, no. 3, pp. 291-297. doi: <https://doi.org/10.1002/tee.20532>.

5. Ogawa K., Yamamoto T., Hasegawa H., Furuya T. Development of the fuel-cell/battery hybrid railway vehicle. *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2009, pp. 1730-1735. doi: <https://doi.org/10.1109/vppc.2009.5289693>.

6. Chen X., Shen W., Vo T.T., Cao Z., Kapoor A. An overview of lithium-ion batteries for electric vehicles. *2012 10th International Power & Energy Conference (IPEC)*, 2012, pp. 230-235. doi: <https://doi.org/10.1109/asscc.2012.6523269>.

7. Baumann M., Peters J. F., Weil M., Grunwald A. CO₂ footprint and life-cycle costs of electrochemical energy storage for stationary grid applications. *Energy Technology*, 2017, vol. 5, no. 7, pp. 1071-1083. doi: <https://doi.org/10.1002/ente.201600622>.

8. Liu X., Li K. Energy storage devices in electrified railway systems: A review. *Transportation Safety and Environment*, 2020, vol. 2, no. 3, pp. 183-201. doi: <https://doi.org/10.1093/tse/tdaa016>.

9. Hedlund M., Lundin J., De Santiago J., Abrahamsson J., Bernhoff H. Flywheel energy storage for automotive applications. *Energies*, 2015, vol. 8, no. 10, pp. 10636-10663. doi: <https://doi.org/10.3390/en81010636>.

10. Engel B., Söffker C., Hörl F. *The innovative traction system with the flywheel of the LirexTM*. Режим доступа: <http://www.railway-research.org/IMG/pdf/457.pdf> (Дата обращения: 22.03.2021).

11. Ogawa K., Yoneyama T., Sudo T., Kashiwagi T., Yamamoto T. Performance improvement of fuel cell hybrid powered test railway vehicle. *Quarterly Report of RTRI*, 2021, vol. 62, no. 1, pp. 16-21. doi: https://doi.org/10.2219/rtrtrq.62_1_16.

12. Омеляненко В.И., Рябов Е.С., Оверьянова Л.В. Инерционный накопитель энергии – перспективная технология энергосбережения для электроподвижного состава. *Вестник Всероссийского научно-исследовательского и проектно-конструкторского института электровозостроения*, 2013, № 1 (65), С. 38-54.

13. Omelianenko H.V., Overianova L.V., Maslii A.S. Geometric and electrophysical parameters of armature winding of electromechanical converter of inertial energy storage for suburban trains. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 1, pp. 65-71. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.1.11>.

14. Северин В.П., Омеляненко О.В. Тяговый привод электропоезда с инерционным накопителем энергии. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. Силова електроніка і енергоефективність*, 2017, № 27 (1249), С. 276-279. Режим доступа: http://repository.kpi.kharkov.ua/bitstream/KhPI-Press/33984/1/vestnik_KhPI_2017_27_Severin_Tyagovyy_privod.pdf (Дата обращения: 22.03.2021).

15. *HyPMTM HD 30 Heavy Duty Fuel Cell Power Module*. Режим доступа: <https://pdf.directindustry.com/pdf/hydrogenics/hypm-hd-30/33492-420319.html> (Дата обращения: 22.03.2021).

16. Ahluwalia R.K., Hua T.Q., Peng J.-K. Fuel cycle efficiencies of different automotive on-board hydrogen storage options. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2007, vol. 32, no. 15, pp. 3592-3602. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2007.03.021>.

REFERENCES

1. Thorne R., Amundsen A.H., Sundvor I. Battery electric and fuel cell trains: maturity of technology and market status. *Report 1737/2019. Institute of Transport Economics*, 2020. 32p. Avail-

able at: <https://www.toi.no/getfile.php?mmfileid=52027> (accessed 22 March 2021).

2. Hoffrichter A., Hillmansen S., Roberts C. Conceptual propulsion system design for a hydrogen-powered regional train. *IET Electrical Systems in Transportation*, 2016, vol. 6, no. 2, pp. 56-66. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-est.2014.0049>.

3. Fender K. *Development of hydrogen-powered trains continues, but battery-powered equipment making more inroads*. December 14, 2020. Available at: <https://www.trains.com/trn/news-reviews/news-wire/development-of-hydrogen-powered-trains-continues-but-battery-powered-equipment-making-more-inroads> (accessed 22 March 2021).

4. Furuta R., Kawasaki J., Kondo K. Hybrid traction technologies with energy storage devices for nonelectrified railway lines. *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2010, vol. 5, no. 3, pp. 291-297. doi: <https://doi.org/10.1002/tee.20532>.

5. Ogawa K., Yamamoto T., Hasegawa H., Furuya T. Development of the fuel-cell/battery hybrid railway vehicle. *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2009, pp. 1730-1735. doi: <https://doi.org/10.1109/vppc.2009.5289693>.

6. Chen X., Shen W., Vo T.T., Cao Z., Kapoor A. An overview of lithium-ion batteries for electric vehicles. *2012 10th International Power & Energy Conference (IPEC)*, 2012, pp. 230-235. doi: <https://doi.org/10.1109/asscc.2012.6523269>.

7. Baumann M., Peters J. F., Weil M., Grunwald A. CO₂ footprint and life-cycle costs of electrochemical energy storage for stationary grid applications. *Energy Technology*, 2017, vol. 5, no. 7, pp. 1071-1083. doi: <https://doi.org/10.1002/ente.201600622>.

8. Liu X., Li K. Energy storage devices in electrified railway systems: A review. *Transportation Safety and Environment*, 2020, vol. 2, no. 3, pp. 183-201. doi: <https://doi.org/10.1093/tse/tdaa016>.

9. Hedlund M., Lundin J., De Santiago J., Abrahamsson J., Bernhoff H. Flywheel energy storage for automotive applications. *Energies*, 2015, vol. 8, no. 10, pp. 10636-10663. doi: <https://doi.org/10.3390/en81010636>.

10. Engel B., Söffker C., Hörl F. *The innovative traction system with the flywheel of the LirexTM*. Available at: <http://www.railway-research.org/IMG/pdf/457.pdf> (accessed 22 March 2021).

11. Ogawa K., Yoneyama T., Sudo T., Kashiwagi T., Yamamoto T. Performance improvement of fuel cell hybrid powered test railway vehicle. *Quarterly Report of RTRI*, 2021, vol. 62, no. 1, pp. 16-21. doi: <https://doi.org/10.2219/rtrigr.62.1.16>.

12. Omelyanenko V.I., Riabov Ie.S., Overianova L.V. Inertial energy storage device as an advanced energy conservation technology for electric rolling stock. *Vestnik VELNII*, 2013, no. 1 (65), pp. 38-54. (Rus).

13. Omelianenko H.V., Overianova L.V., Maslii A.S. Geometric and electrophysical parameters of armature winding of electromechanical converter of inertial energy storage for suburban trains. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 1, pp. 65-71. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.1.11>.

14. Severin V.P., Omelianenko O.V. Traction drive of electric train with inertial energy storage. *Bulletin of the National Technical University «KhPI». Series: Problems of Automated Electrodrives. Theory and Practice. Power Electronics and Energy Efficiency*, 2017, no. 27 (1249), pp. 276-279. Available at: http://repository.kpi.kharkov.ua/bitstream/KhPI-Press/33984/1/vestnik_KhPI_2017_27_Severin_Tyagovyy_privod.pdf (accessed 22 March 2021). (Rus).

15. *HyPMTM HD 30 Heavy Duty Fuel Cell Power Module*. Available at: <https://pdf.directindustry.com/pdf/hydrogenics/hypm-hd-30/33492-420319.html> (accessed 22 March 2021).

16. Ahluwalia R.K., Hua T.Q., Peng J.-K. Fuel cycle efficiencies of different automotive on-board hydrogen storage options. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2007, vol. 32, no. 15, pp. 3592-3602. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2007.03.021>.

Надійшла (Received) 13.05.2021
 Прийнята (Accepted) 17.06.2021
 Опублікована (Published) 27.08.2021

Омельяненко Віктор Іванович¹, д.т.н., проф.,
 Рябов Євген Сергійович¹, к.т.н., с.н.с.,
 Овер'янова Лілія Вікторівна¹, к.т.н., доц.,
 Омельяненко Галина Вікторівна¹, к.т.н., доц.,
¹ Національний технічний університет
 «Харківський політехнічний інститут»,
 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,
 e-mail: vicel@ukr.net; riabov.ievgen@gmail.com;
 overanova@ukr.net (Corresponding author);
 omeljanenkhalina@i.ua

V.I. Omelyanenko¹, Ie.S. Riabov¹, L.V. Overianova¹,
 H.V. Omelianenko¹

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

Traction electric drive based on fuel cell batteries and on-board inertial energy storage for multi unit train.

The aim of the work is to study the possibility and features of the use of inertial storage devices in the traction electric drive of multi unit train with a power plant based on fuel cells. **Methodology.** The principle of power flow control in traction electric drives in the modes of acceleration and braking of rolling stock is proposed. The mathematical model of the traction electric drive in the form of the combination of three components: the train, the traction unit and the battery of fuel cells is developed. It was used to study the operation of a traction electric drive when solving a test traction task for rolling stock. **Results.** It is established that the use of inertial energy storage reduces hydrogen consumption by at least 25 %, which increases the mileage of rolling stock between equipment by more than 30 %. **Originality.** The traction electric drive on the basis of fuel elements and the inertial energy storage for the multi unit train is offered. The work of the proposed traction electric drive in solving the test traction problem for rolling stock is investigated. **Practical significance.** A mathematical model of the traction electric drive has been developed. The test traction problem for rolling stock is solved. References 16, tables 4, figures 6.

Key words: traction electric drive, fuel cell, inertial storage, multi unit train.

ПОДОЛЬЦЕВ ОЛЕКСАНДР ДМИТРОВИЧ

(до 70-річчя з дня народження)

Доктор технічних наук Олександр Дмитрович Подольцев народився 24 серпня 1951 р. У 1974 р. закінчив Київський політехнічний інститут (зараз – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського») за фахом – інженер-електрик.

Після закінчення вищого навчального закладу працював проєктувальником електричних машин у Київському ОКБ «Лінійні машини» (1974–1976 рр.). Після закінчення аспірантури (1979 р.) і до теперішнього часу займається науковою діяльністю в Інституті електродинаміки Національної академії наук України, де в 1980 р. захистив дисертацію на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук, а в 1997 р. отримав ступінь доктора технічних наук зі спеціальності «Теоретична електротехніка». Починаючи з 2010 р. займає посаду головного наукового співробітника Інституту електродинаміки.

З 1996 р. Олександр Дмитрович є членом найбільшої в світі професійної організації інженерів та науковців у галузі електротехніки – Інституту інженерів з електротехніки та електроніки (IEEE).

Олександр Дмитрович Подольцев є відомим вченим в Україні та за її межами завдяки чисельним науковим працям у галузі теоретичної електротехніки, комп'ютерного моделювання електроенергетичних об'єктів і систем, а також електротехнологічних установок. Серед спеціалістів широко відомі його дослідження, пов'язані зі створенням теоретичних засад для розробки та забезпечення підвищеної надійності і електромагнітної безпеки сучасних високочастотних та надвисокочастотних кабельних систем енергетичного призначення, роботи, спрямовані на досягнення високої ефективності функціонування технологічних установок індукційного нагріву матеріалів і сплавів, розвинення нових методів чисельного моделювання в електротехніці – методів багатомасштабного та мультифізичного моделювання.

Наукові інтереси Олександра Дмитровича відрізняються широким спектром. Вони охоплюють вивчення загалом електромагнітних, електротеплових, механічних, гідродинамічних, біологічних процесів для всебічного дослідження електромеханічних перетворювачів енергії, високочастотних трансформаторів,

силових кабелів і кабельних ліній, магнітогідродинамічних установок, створення нових композиційних структур і діелектричних матеріалів, вивчення дії імпульсного магнітного поля на провідні середовища, впливу електромагнітного поля на біологічні об'єкти з метою практичної реалізації новітніх біомедичних технологій.

Результати наукових досліджень д.т.н. О.Д. Подольцева знайшли відображення в 5 монографіях та в більше ніж 300 наукових працях. За результатами фундаментальних наукових і практичних досягнень О.Д. Подольцеву було присуджено Державну премію в галузі науки і техніки (2007 р.), премію Національної академії наук України імені Г.Ф. Проскури (2013 р.) та імені В.М. Хрущова (2019 р.).

Олександр Дмитрович заснував наукову школу з чисельного та комп'ютерного моделювання

мультифізичних та різномасштабних процесів в електротехніці. Він також успішно поєднує наукову, організаційну та педагогічну діяльність. Входить до складу редакційних колегій фахових періодичних видань. На протязі багатьох років викладає теоретичну електротехніку та комп'ютерне моделювання в Київському національному університеті будівництва і архітектури, де започатковано використання сучасних програмних засобів (Matlab та Comsol) у навчальному процесі, проводить активну консультативну діяльність з наукових питань в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Національному авіаційному університеті, працює в Спеціалізованих вчених радах по захисту кандидатських і докторських дисертацій.

Неординарний багатогранний творчий талант Олександра Дмитровича, його високий професіоналізм, багаті досвід і знання, працездатність, сумлінність в роботі поєднуються з особливо уважним і доброзичливим ставленням до співробітників, колег, численних товаришів за фахом, молодих вчених.

Ректорат та колектив Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» щиро вітає Олександра Дмитровича з ювілеєм, бажає міцного здоров'я, щастя, успіхів та натхнення у науковій діяльності.

Редакційна колегія журналу «Електротехніка і електромеханіка» приєднується до цих ширих побажань.

