

ISSN 2074-272X

науково-практичний
журнал 2020/3



EIE електротехніка і електромеханіка

Electrical Engineering

& Electromechanics

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

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



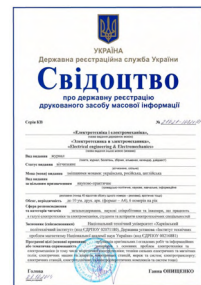
«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА»

НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Видання засновано Національним технічним університетом «Харківський політехнічний інститут» (НТУ «ХПІ») та Державною установою «Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України» (ДУ «ІТПМ НАНУ»)

Журнал засновано у 2002 р.

Свідоцтво про державну реєстрацію друкованого засобу масової інформації
Серія КВ № 21021-10821ПР від 07.10.2014 р.



«ELECTRICAL ENGINEERING & ELECTROMECHANICS»

INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

Sokol Ye.I.	Editor-in-Chief , Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, Rector of NTU "KhPI", Ukraine
Korytchenko K.V.	Deputy Editor , Professor, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute" (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
Batygin Yu.V.	Professor, Kharkiv National Automobile and Highway University, Ukraine
Bíró O.	Professor, Institute for Fundamentals and Theory in Electrical Engineering, Graz, Austria
Bolyukh V.F.	Professor, NTU "KhPI", 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
Gurevich V.I.	Ph.D., Honorable Professor, Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, Haifa, Israel
Ida N.	Professor, The University of Akron, Ohio, USA
Kildishev A.V.	Associate Research Professor, Purdue University, USA
Kuznetsov B.I.	Professor, SI "ITPM NASU", Ukraine
Kurylenko O.V.	Professor, Member of NAS of Ukraine, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine (IED of NASU), Kyiv, Ukraine
Nacke B.	Professor, Gottfried Wilhelm Leibniz Universität, Institute of Electrotechnology, Hannover, Germany
Podoltsev A.D.	Professor, IED of NASU, Kyiv, Ukraine
Rainin V.E.	Professor, Moscow Power Engineering Institute, Russia
Rezynkina M.M.	Professor, NTU "KhPI", Ukraine
Shkolnik A.A.	Ph.D., Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, member of CIGRE (SC A2 - Transformers), Haifa, Israel
Trichet D.	Professor, Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique, Nantes, France
Yatchev I.	Professor, Technical University of Sofia, Sofia, Bulgaria
Yufarov V.B.	Professor, National Science Center "Kharkiv Institute of Physics and Technology", Ukraine
Zagirnyak M.V.	Professor, Member of NAES of Ukraine, rector of Kremenchuk M.Ostrohradskiy National University, Ukraine
Zgraja J.	Professor, Institute of Applied Computer Science, Lodz University of Technology, Poland

НАЦІОНАЛЬНА РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

Сокол Є.І.	головний редактор , член-кор. НАНУ, ректор НТУ "ХПІ"
Коритченко К.В.	заст. гол. редактора , професор, НТУ "ХПІ"
Розов В.Ю.	заст. гол. редактора , член-кор. НАНУ, директор ДУ "ІТПМ НАНУ"
Гречко О.М.	відповідальний секретар , к.т.н., НТУ "ХПІ"
Баранов М.І.	д.т.н., НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ"
Буряковський С.Г.	професор, директор НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ"
Буткевич О.Ф.	професор, Інститут електродинаміки НАНУ
Василів К.М.	професор, НУ "Львівська Політехніка"
Васьковський Ю.М.	професор, НТУУ "Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського"
Гриб О.Г.	професор, НТУ "ХПІ"
Гурин А.Г.	професор, НТУ "ХПІ"
Жемеров Г.Г.	професор, НТУ "ХПІ"
Клепиков В.Б.	професор, НТУ "ХПІ"
Міліх В.І.	професор, НТУ "ХПІ"
Михайлов В.М.	професор, НТУ "ХПІ"
Омельяненко В.І.	професор, НТУ "ХПІ"
Петрушин В.С.	професор, ОНПУ, Одеса
Резинкін О.Л.	професор, НТУ "ХПІ"
Сосков А.Г.	професор, ХНУМГ імені О.М. Бекетова
Щербак Я.В.	професор, НТУ "ХПІ"
Ягуп В.Г.	професор, ХНУМГ імені О.М. Бекетова

* Члени національної редакційної колегії працюють у провідних українських наукових, освітніх та дослідницьких установах

NATIONAL EDITORIAL BOARD*

Sokol Ye.I.	Editor-in-Chief , Corresponding Member of NAS of Ukraine, Rector of NTU "KhPI"
Korytchenko K.V.	Deputy Editor , Professor, NTU "KhPI"
Rozov V.Yu.	Deputy Editor , Corresponding Member of NAS of Ukraine, Director of SI "ITPM NASU"
Grechko O.M.	Executive Managing Editor , Ph.D., NTU "KhPI"
Baranov M.I.	Dr.Sc. (Eng.), Institute "Molniya" of NTU "KhPI"
Buriakovskiy S.G.	Professor, Director of Institute "Molniya" of NTU "KhPI"
Butkevych O.F.	Professor, IED of NASU
Vasylyv K.M.	Professor, Lviv Polytechnic National University
Vaskovskiy Yu.M.	Professor, NTUU "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"
Gryb O.G.	Professor, NTU "KhPI"
Guryn A.G.	Professor, NTU "KhPI"
Zhemerov G.G.	Professor, NTU "KhPI"
Klepikov V.B.	Professor, NTU "KhPI"
Milykh V.I.	Professor, NTU "KhPI"
Mikhaylov V.M.	Professor, NTU "KhPI"
Omel'yanenko V.I.	Professor, NTU "KhPI"
Putrushin V.S.	Professor, Odessa National Polytechnic University
Rezynkin O.L.	Professor, NTU "KhPI"
Soskov A.G.	Professor, O.M. Beketov NUUE in Kharkiv
Shcherbak Ya.V.	Professor, NTU "KhPI"
Yagup V.G.	Professor, O.M. Beketov NUUE in Kharkiv

* Members of National Editorial Board work in leading Ukrainian scientific, educational and research institutions

Адреса редакції / Editorial office address:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Кирпичова, 2, м. Харків, 61002, Україна

Dept. of Electrical Apparatus, NTU "KhPI", Kurychova Str., 2, Kharkiv, 61002, Ukraine

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

ISSN (print) 2074-272X

ISSN (online) 2309-3404

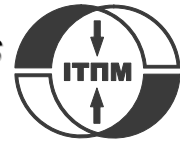
© Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут", 2020

© ДУ "Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України", 2020

Підписано до друку 23.06.2020 р. Формат 60 x 90 %. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9.25.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-03-2020. Ціна договірна.

Надруковано ТОВ "Друкарня "Мадрид", Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

- Baida E.I., Klymenko B.V., Vyrovets S.V., Pantelyat M.G., Clemens M.** Investigations of the dynamics of a bistable electromagnet with improved characteristics for medium voltage vacuum circuit breakers..... 3
- Маляр В.С., Гамола О.Є., Мадай В.С.** Моделювання динамічних режимів асинхронного електроприводу при періодичному навантаженні 9

Електротехнічні комплекси та системи

- Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V.** The effectiveness of active shielding of magnetic field with circular space-time characteristic and with different shielding coils spatial positions..... 15
- Розов В.Ю., Кундиус Е.Д., Пелевин Д.Е.** Активное экранирование внешнего магнитного поля трансформаторных подстанций, встроенных в жилые дома 24
- Хлопенко Н.Я.** Расчет и проектирование робастного регулятора скорости системы частотного управления асинхронного электропривода..... 31

Силовая электроника

- Оникієнко Ю.О., Пілінський В.В., Попович П.В., Лазебний В.С., Смоленська О.І., Баран В.С.** Моделювання режимів роботи та електромагнітних завад перетворювача на GaN транзисторах 37

Електроізоляційна та кабельна техніка

- Безпрозваних Г.В., Гринишина М.В., Кессаєв О.Г., Гречко О.М.** Забезпечення технічних параметрів резистивних кабелів системи теплої підлоги за умови зберігання теплової стійкості ізоляції 43

Електричні станції, мережі і системи

- 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 48
- Kalkoul S., Benalla H., Nabti K., Abdellatif R.** An adaptive harmonic compensation strategy for three-phase shunt active power filter based on double second-order generalized integrator with prefilter..... 58
- Louze L., Abdessemad O., Nemmour A.L., Khezzar A.** An effective control of an isolated induction generator supplying DC load for wind power converting applications..... 65

Ювілеї

- Андрієнко Петро Дмитрович** (до 80-річчя з дня народження) 70
- Барский Виктор Алексеевич** (к 85-летию со дня рождения)..... 71
- Кириленко Олександр Васильович** (до 70-річчя з дня народження)..... 72
- Коліушко Георгій Михайлович** (к 80-летию со дня рождения) 73

TABLE OF CONTENTS

Electrical Machines and Apparatus

- Baida E.I., Klymenko B.V., Vyrovets S.V., Pantelyat M.G., Clemens M.** Investigations of the dynamics of a bistable electromagnet with improved characteristics for medium voltage vacuum circuit breakers..... 3
- Malyar V.S., Hamola O.Ye., Maday V.S.** Modelling of dynamic modes of an induction electric drive at periodic load..... 9

Electrotechnical Complexes and Systems

- Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V.** The effectiveness of active shielding of magnetic field with circular space-time characteristic and with different shielding coils spatial positions..... 15
- Rozov V.Yu., Kundius K.D., Pelevin D.Ye.** Active shielding of external magnetic field of built-in transformer substations ... 24
- Khlopenko N.J.** Calculation and design of a robust speed controller of a frequency-controlled induction electric drive..... 31

Power Electronics

- Onikienko Y.O., Pilinsky V.V., Popovych P.V., Lazebnyi V.S., Smolenska O.I., Baran V.S.** Modelling of operation modes and electromagnetic interferences of GaN-transistor converters..... 37

Electrical Insulation and Cable Engineering

- Bezprozvannyh G.V., Grynshyna M.V., Kyessayev O.G., Grechko O.M.** Providing technical parameters of resistive cables of the heating floor system with preservation of thermal resistance of insulation 43

Power Stations, Grids and Systems

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	48
Kalkoul S., Benalla H., Nabti K., Abdellatif R. An adaptive harmonic compensation strategy for three-phase shunt active power filter based on double second-order generalized integrator with prefilter.....	58
Louze L., Abdessemad O., Nemmour A.L., Khezzar A. An effective control of an isolated induction generator supplying DC load for wind power converting applications.....	65

Anniversaries

Andrienko P.D. (on the 80th anniversary of his birth)	70
Barskyi V.A. (on the 85th anniversary of his birth).....	71
Kyrylenko O.V. (on the 70th anniversary of his birth).....	72
Koliushko G.M. (on the 80th anniversary of his birth)	73

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» – передплатне видання. Вартість передплати на 2020 рік – 770,58 грн., на два місяці – 128,43 грн., на чотири місяці – 256,86 грн., на шість місяців – 385,29 грн., на вісім місяців – 513,72 грн., на десять місяців – 642,15 грн. Передплатний індекс у каталозі ПАТ «УкрПошта»: 01216.

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

Постановою президії ВАК України від 15 січня 2003 р. № 1-08/5 науково-практичний 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. науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включено до найвищої категорії «А» Переліку фахових видань України з технічних наук.

Починаючи з 2005 року згідно з договором між редакцією журналу «Електротехніка і Електромеханіка» та Всеросійським інститутом наукової та технічної інформації Російської академії наук (ВИНИТИ РАН), інформація про статті з журналу за відбором експертів ВИНИТИ розміщується у Реферативному журналі (РЖ) та Базах даних (БД) ВИНИТИ.

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 – обов'язково англійською, а також російською або 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, а також у таких міжнародних базах даних: Index Copernicus (ICV 2018: 100.00), Російський Індекс Научного Цитування – РИИЦ (ELIBRARY), 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/>).

E.I. Baida, B.V. Klymenko, S.V. Vyrovets, M.G. Pantelyat, M. Clemens

INVESTIGATIONS OF THE DYNAMICS OF A BISTABLE ELECTROMAGNET WITH IMPROVED CHARACTERISTICS FOR MEDIUM VOLTAGE VACUUM CIRCUIT BREAKERS

Introduction. Currently, for switching medium voltage circuits, vacuum circuit breakers are widely used, which have good arcing properties and high breaking capacity. One of the problems of creating the drive mechanism of such apparatus is the need to ensure the absence of contact welding when a through current of a short circuit of a given duration flows through them, which is achieved due to a certain amount of contact pressure. One of the problems arising in the design of circuit breakers is the need to fix the mechanism with a mechanical lock, which should hold the mechanism securely. This leads to significant specific mechanical loads, which in turn reduces the reliability of the circuit breaker. One way to solve these problems is to create a drive based on monostable or bistable electromagnetic actuators with highly coercive permanent magnets, which provide reliable fixation of the position of the contacts. *Purpose.* Investigation of the improved design of a bistable electromagnetic actuator based on permanent magnets of a medium voltage vacuum circuit breaker. *Methods.* Theoretical and experimental research and comparative analysis of existing and developed electromagnetic actuators. *Conclusions.* A new design of an electromagnetic bistable actuator with reduced overall dimensions is developed and tested. The electromechanical characteristics of the actuator correspond to the technical specifications, which is confirmed by both theoretical and experimental studies. The proposed actuator can be used as a drive mechanism for medium voltage vacuum circuit breakers. References 10, figures 17, tables 3.

Key words: bistable electromagnet, actuator, vacuum circuit breaker, multiphysics model.

В статье исследован новый бистабильный электромагнит с высококоэрцитивными постоянными магнитами, который предполагается использовать в качестве актуатора вакуумных выключателей средних напряжений. Приводится теоретическое и экспериментальное исследование усовершенствованной конструкции электромагнита с целью сравнительного анализа его параметров с параметрами имеющейся конструкции. Теоретическое исследование базируется на мультифизической модели, которая включает расчет статического и динамического электромагнитных полей в нелинейной проводящей неоднородной среде с учетом постоянных магнитов, нелинейных уравнений разрядной цепи накопительного конденсатора, нелинейных уравнений движения. Экспериментальные исследования, которые проводились на реальном вакуумном выключателе, показали соответствие параметров нового бистабильного электромагнита расчетным показателям. Направление дальнейших исследований представляются в виде оптимизации геометрии электромагнита и схемы управления. Библиография: 10, рис. 17, табл. 3.

Ключевые слова: бистабильный электромагнит, актуатор, вакуумный выключатель, мультифизическая модель.

Introduction. In recent years, vacuum switching devices having unique arcing properties and high breaking capacity [1] are widely used in medium voltage circuits. One of the most important characteristics of such apparatus is the rated short-time withstand current – the current that the circuit breaker must withstand for given time in accordance with the test conditions [2] defined by the standard, which is achieved due to a certain value of contact pressure. Under the electromagnetic actuator we understand the device that creates the movement of contacts when excited by an electric signal of an electromagnetic field in an electromagnet. Here, the movement of the contacts in one direction is provided by the traction force of the electromagnet, and in the other one by contact and disconnecting springs. Thus, the electromagnet together with the contact springs forms an electromagnetic actuator. From experimental data it is known [1, 3] that to ensure the breaking capacity of the circuit breaker of 20 kA, contact pressure should be of the order 2 kN per pole or about 6 kN per three poles, respectively. Such contact pressures are provided by Belleville springs, therefore, the mechanical opposing characteristic has its own peculiarity (Fig. 1), which consists in a jump in the opposing force at the moment of contact touch. This leads to a slowdown in the velocity of movement of the armature of the electromagnet and a possible «freezing» of the drive mechanism [4] (if the kinetic energy of the moving parts is not enough to overcome the area where the electromagnetic force is less than the opposing one).

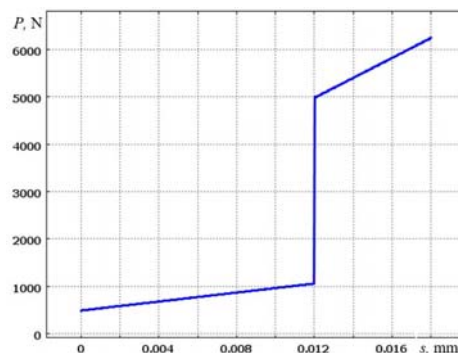


Fig. 1. The dependence of the opposing force (P) as a function of the stroke (s) of the armature

There are publications on the design and calculation of electromagnetic actuators [4-6]. One of the problems arising in the design of circuit breakers is the need to fix the mechanism of the circuit breaker in extreme positions. Actuators of vacuum circuit breakers, as a rule, use neutral electromagnets or electric motors, the main disadvantage of which is the presence of mechanical locks – mechanical latches that securely hold the mechanism in the on position. The main requirement for mechanical latches is the small force required to release the free trip mechanism when the circuit breaker is switched off, which is associated with its velocity. This leads to significant specific mechanical loads on the mechanical element, which in turn reduces the reliability of the circuit

© E.I. Baida, B.V. Klymenko, S.V. Vyrovets, M.G. Pantelyat, M. Clemens

breaker. In addition, electromagnetic and spring-motor actuators are complex and require qualified service.

One way to solve these problems is to create an actuator based on monostable (Fig. 2,*a*) or bistable (Fig. 2,*b*) polarized electromagnets with highly coercive permanent magnets, which provide reliable fixation of contacts in extreme positions, consuming energy only in transient modes. The advantage of such electromagnets is the simplicity of design and reliability.

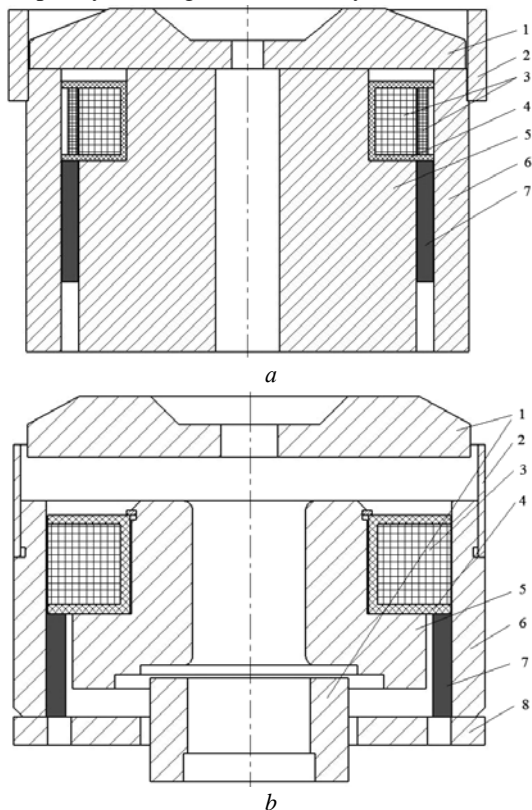


Fig. 2. Sketches of monostable (*a*) and bistable (*b*) electromagnets

The designs of shown in Fig. 2 electromagnets are similar. Each includes a movable armature (1), a ferromagnetic shunt (2), a winding (3), a winding frame (4), a core (5), a housing (6), permanent magnets (7) located along the inner perimeter of the housing, and a base (8). In the design of a bistable electromagnet, a non-magnetic rod, which is connected to the movable contacts through the shaft levers, also connects the upper and lower armatures, which ensures synchronization of the movement of the armatures when the electromagnet is triggered (not shown in Fig. 2). The main differences of these electromagnets are as follows:

- in a bistable electromagnet, armature fixation in two extreme positions is provided by permanent magnets, and in a monostable one – by permanent magnets (on) and a spring (off);
- a change in the position of the armature in a bistable electromagnet occurs due to a change in the direction of the current in the winding (polarized electromagnet), in a monostable one – by applying voltage to the additional winding.

The design and operation principle of a monostable electromagnet (Fig. 2,*a*) are considered in [6, 7]. The disadvantages of its design include:

- the charge voltage of the capacitor of the control winding circuit of a monostable electromagnet is 380-400 V, which is unsafe for maintenance personnel;

- significant (in relation to the dimensions of the circuit breaker) dimensions;
- the presence of two windings (on and off);
- a significant amount of permanent magnets, which increases the cost of the electromagnet.

These shortcomings are the reason for the development of a new design of a bistable polarized electromagnet (Fig. 2,*b*) [8].

Thus, **the goal of the paper** is to create a mathematical multiphysics model for calculating the dynamic parameters of a bistable electromagnet based on highly coercive permanent magnets with improved characteristics for medium voltage vacuum circuit breakers. In addition, in the course of experimental studies, it is necessary to verify the adequacy of the created model.

Problem definition. As mentioned above, a monostable electromagnet has several disadvantages. Therefore, when designing and studying a bistable polarized electromagnet, the following tasks are formulated:

- to reduce the size and mass of the magnetic system;
- to reduce the mass of highly coercive permanent magnets used, which will reduce the cost of the electromagnet;
- to reduce the charge voltage of the capacitor to a practically safe value of 100-110 V, while ensuring reliable operation of the circuit breaker (when the touch voltage decreases from 400 V to 100 V, the total resistance of the human body along the path «arm–arm» increases by about 2.7 times – from about 1300 Ω to about 3500 Ω, and the direct current through the human body decreases by about 11 times – from about 310 mA to about 28 mA (see Fig. 2.2 on p. 102 in [1]), which makes a contact scenario almost safe);
- to ensure high thermal stability of the circuit breaker due to the holding force of the bistable electromagnet armature with permanent magnets of at least 6.5 kN.

The design shown in Fig. 2,*b* [8] is obtained on the basis of numerous preliminary calculations and studies. For the final decision on the parameters of the prototype, comparative calculations of the dynamic characteristics of a bistable polarized electromagnet with a monostable one have been carried out. Also, experimental studies of the new actuator have been carried out when it was installed in a vacuum circuit breaker. All calculations are carried out with the same parameters of the opposing force, the mass of contacts, levers and traction insulators, the mechanical work of the forces opposing the movement (the same armature stroke and contact failure) and the specific characteristics of permanent magnets (coercive force and residual magnetic flux density).

The multiphysics model of the actuator given in [6, 9] is based on the Maxwell equations and written in terms of the magnetic vector potential for a nonlinear conducting moving medium taking into account the field of permanent highly coercive magnets with boundary conditions – the zero value of the magnetic vector potential at the remote boundary and the axial component of the field on the axis of symmetry. The problem is solved by the Finite Element Method in axisymmetrical formulation, and for discretization in time domain the implicit multistep Adams-Moulton method of the 4th order with adaptive selection of time step values is used. The PDE system solved to obtain electromagnetic field distribution is supplemented by a separate system of nonlinear equations of the discharge circuit of the storage

capacitor and a system of nonlinear equations of motion [6, 9], the form of which is determined by the electrical circuit for connecting the winding to the energy source and the kinematics of the mechanical system under consideration. In the calculations, all moving masses and the opposing force are reduced to the armature of the electromagnet. Since the calculation is carried out in the COMSOL Multiphysics code, the assumptions made during the calculation are minimal: the frictional forces in the bearings (axes) and the change in the resistance of the winding as a result of heating due to their smallness are not taken into account. The calculation consists of two stages: static calculation and dynamic one. To calculate the dynamics, the initial data are the results of a static calculation.

The nature of the movement is significantly affected by a change in the reduced mass of the armature (Fig. 3), which is associated with the closure of contacts at the moment of impact. Assuming that the impact is inelastic and «stretched» it in time by 0.4 ms, we can write:

$$\frac{d(m \cdot v)}{dt} \cdot \vec{1}_s = \left(\frac{dm}{dt} \cdot v + m \cdot \frac{dv}{dt} \right) \cdot \vec{1}_s = \left(\frac{dm}{ds} \cdot v^2 + m \cdot \frac{dv}{dt} \right) \cdot \vec{1}_s, \quad (1)$$

where m is the mass reduced to armature; v is the velocity of movement; s is the armature displacement; $\vec{1}_s$ is the directional unit vector.

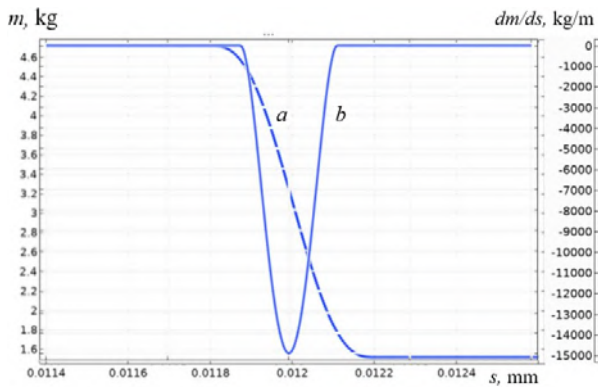


Fig. 3. Change in mass (a) and its derivative (b) as functions of the displacement at the moment of the contacts touch

Table 1 shows the parameters of the windings of the electromagnets and the supply circuit. The initial voltage at the capacitor U_{c0} is chosen as the minimum voltage for the operation of electromagnets.

Table 1

Parameters of electromagnet windings and supply circuit

Parameter	Monostable	Bistable
U_{c0}, V	400	105
number of turns w	700	270
R, Ω	19	1.53
$C, \mu F$	10000	60000

The results of a comparative calculation of the dynamic characteristics of actuators. The results of calculating the movement of the armature of the electromagnets as a function of time when switched on are shown in Fig. 4, and the results of calculating the driving force (it means the difference between the traction force developed by the electromagnets and the opposing force) as a function of time – in Fig. 5.

From the graphs it follows: the increase in the total force of a monostable electromagnet occurs more quickly,

which, combined with a slightly lower mass of the armature and a smaller time constant determines its higher velocity. The graphs show a significant decrease in the driving force at the moment of the contacts touch.

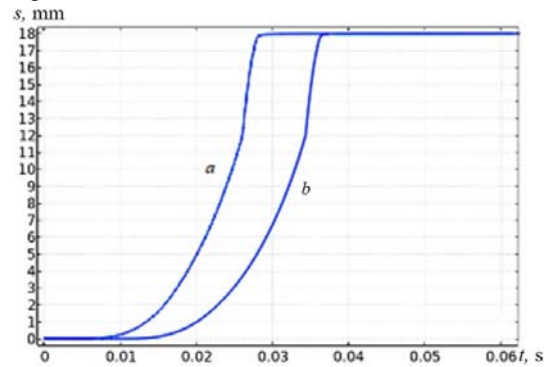


Fig. 4. Displacement of the armature of monostable (a) and bistable (b) electromagnets as a function of time

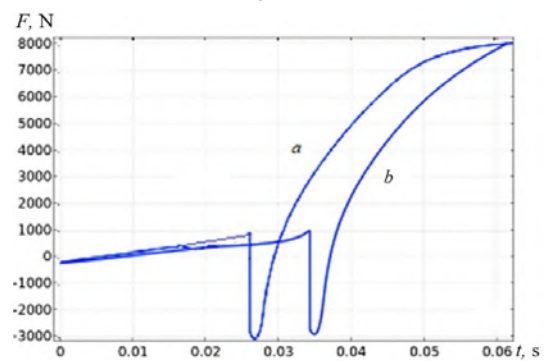


Fig. 5. Comparative characteristics of the driving force F created by monostable (a) and bistable (b) electromagnets

The influence of changes in the reduced mass during the movement of the system is illustrated by the velocity graphs (Fig. 6), which show its jump at the moment of contact closure. In this case, the kinetic energy of the remaining moving parts of the actuator (armature, levers, contact holder) increases which should be enough to overcome the area in which the driving force is negative. Otherwise, the system may «freeze».

It is advisable to carry out a further comparative analysis by the magnetizing force of the windings, which is shown in Fig. 7. The winding currents are presented in Fig. 8.

With almost the same magnetizing force of the windings (the opposing characteristic is the same), the currents of electromagnets vary significantly due to different winding data (windings sizes, wire diameter, number of turns, etc.).

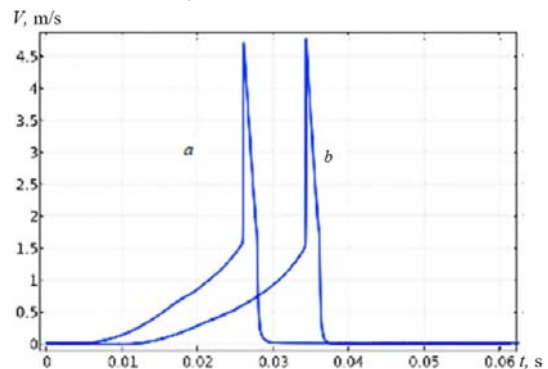


Fig. 6. Velocity of the armature movement of the monostable (a) and bistable (b) electromagnets

It should be noted that the graphs of currents allow to evaluate the actuator operating parameters [4].

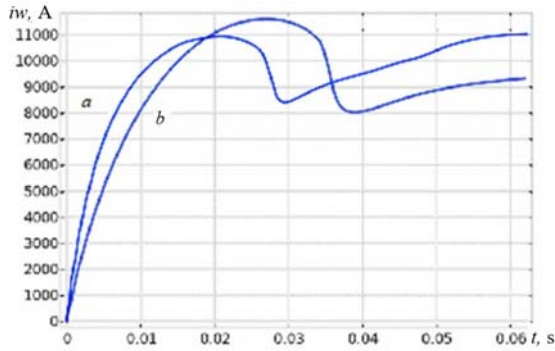


Fig. 7. Magnetizing force of the monostable (a) and bistable (b) electromagnets

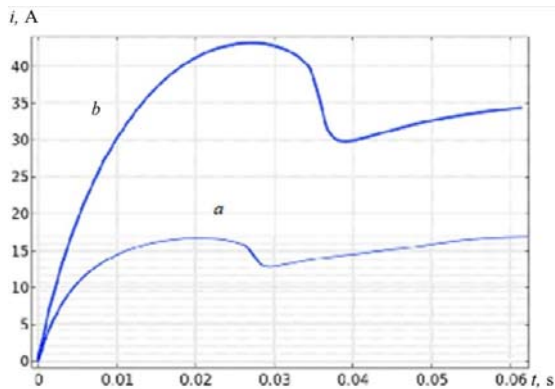


Fig. 8. Currents of windings of the monostable (a) and bistable (b) electromagnets

The minimum of the current curve approximately corresponds to the actuator operating time, and the current fluctuation in the winding circuit means a possible «freezing» of the drive mechanism, which is unacceptable, since it causes the circuit breaker contacts to not switch on completely, leading to an accident. Such a case is shown in Fig. 9 (solid line is the touch line of the contacts) when the capacitor charge voltage U_{c0} in calculation is insufficient for the actuator to operate.

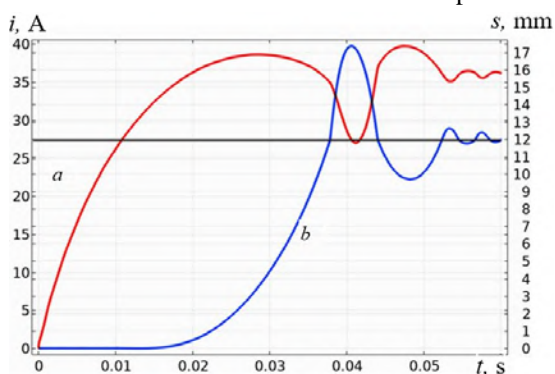


Fig. 9. Current and stroke of the armature during emergency switching on of the electromagnet:
a – winding current; b – electromagnet armature stroke

From Fig. 9 it follows that before reaching its final position, the electromagnet armature, levers, traction insulators and contacts started the reverse movement and passed the touch point of the contacts in the opposite direction. Then the contacts opened, the opposing force decreased (see Fig. 1), and the contacts again began to move

in the direction of closure, «hanging» at the point of contact. This means that when short circuit current is switched on, the contacts and vacuum chambers can be damaged as a result of burning on the contacts of a powerful electric arc. Closing the contacts of the circuit breaker with small contact pressure is a serious accident, significantly reducing the thermal stability of the circuit breaker both during the flow of rated and emergency currents.

Since the function of switching an electric circuit by a circuit breaker assumes both connecting consumers to energy sources and disconnecting them from these sources, the next step is to study the process of disconnecting a load by a circuit breaker. Figure 10 shows the time dependence of the armature displacement of a new bistable electromagnet during switching off.

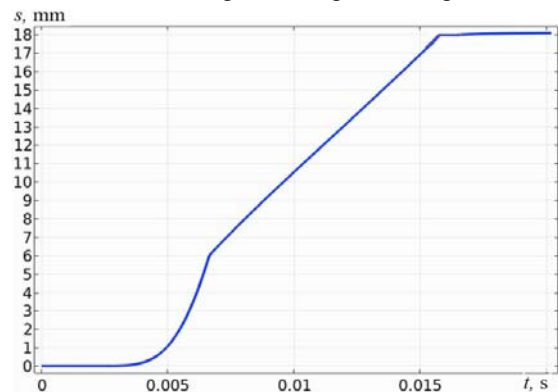


Fig. 10. Dependence of the displacement of the armature of the electromagnet during switching off

An analysis of this dependence shows that the breaker contacts open in about 7 ms, and the off process takes place within 16-17 ms which is approximately two times faster than switching on (Fig. 4,b and Fig. 10).

Of interest is also the form of the total force acting on the armature of the electromagnet which is shown in Fig. 11.

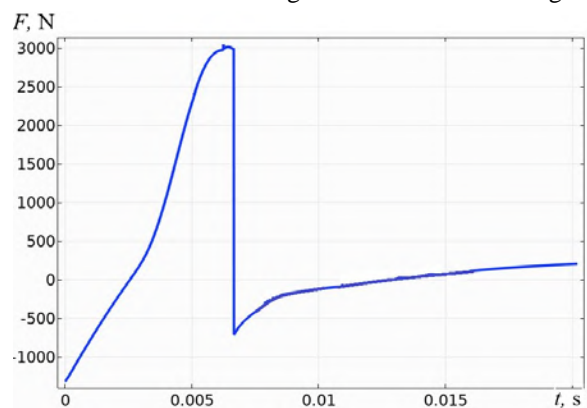


Fig. 11. The total force acting on the armature of an electromagnet when switched off as a function of time

The velocity graph is shown in Fig. 12. As follows from the graph, at the moment of opening the contacts, the velocity of the system decreases due to the attachment to the armature of the mass of contacts, levers and traction insulators.

Indicative is the graph of the current in the winding circuit, which, due to the counter-EMF of armature movement, takes negative values, i.e. recharges the capacitor (see Fig. 13).

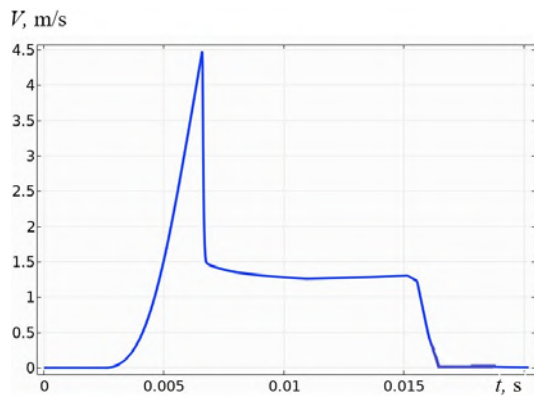


Fig. 12. The electromagnet armature velocity during switching off

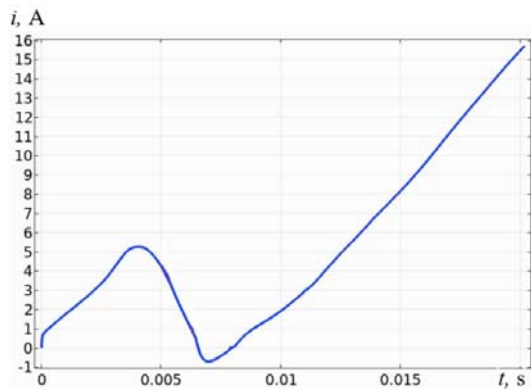


Fig. 13. Winding current change during switching off

This follows from the fact that, according to Ohm law

$$i = \frac{U_c + E}{r}, \quad (2)$$

where U_c is the voltage on the capacitor; E is the counter-EMF of movement; r is the resistance of the winding and connecting wires.

But at the same time

$$E = -w \cdot \frac{d\Phi}{dt} = -w \cdot \frac{d\Phi}{ds} \cdot v, \quad (3)$$

where w is the number of turns; Φ is the magnetic flux; s is the displacement of the armature; v is the velocity.

Therefore, if the velocity is high, then the counter-EMF can be larger in magnitude than the voltage on the capacitor. In this case, the current will be negative.

It should be noted that due to the opposing springs, the magnetizing force sufficient to switch off is approximately 1.5 kA, while to switch on is about 10 kA. Figure 14 shows the nature of the change in voltage on the capacitor during switching off.

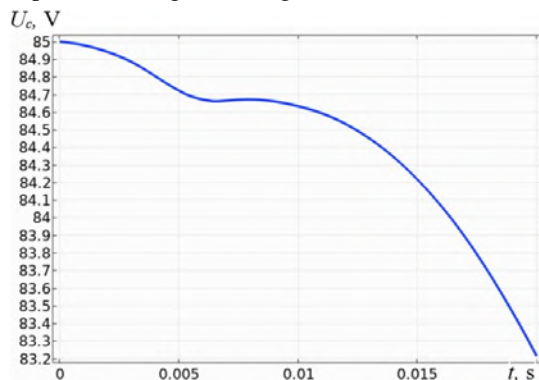


Fig. 14. Capacitor voltage change during switching off

As follows from Fig. 14, due to the large capacitance, the voltage during the switching off time of about 16 ms varies slightly (by less than 1 V), and the decrease in voltage during the total switch on duration is about 20 V.

This gives grounds to assert that the standard operation OFF-ON-OFF will be successfully performed provided that the energy source (capacitor) is disconnected from the electromagnet winding in a timely manner using, for example, the position sensor when the circuit breaker changes its state.

An experimental study of the developed design of a bistable electromagnet. For experimental studies, a prototype bistable electromagnet has been manufactured, which is installed in the casing of a vacuum circuit breaker. A capacitor bank is used as the power source of the electromagnet, and the electric circuit is closed to the winding of the electromagnet and is not turned off until the capacitor bank is completely discharged.

Figure 15 shows the oscillogram of the switching on of the electromagnet at $U_{c0} = 105$ V.

Figure 16 shows the oscillogram of the switching off of the electromagnet at $U_{c0} = 60$ V.

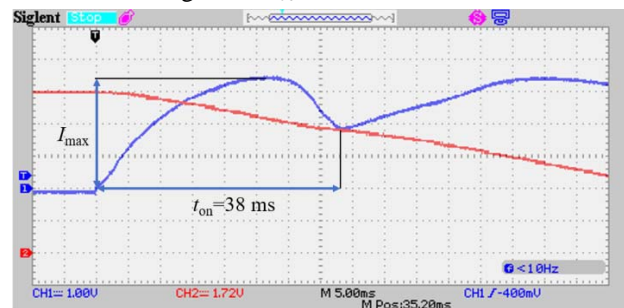


Fig. 15. The oscillogram of the switching on of a bistable actuator, where the horizontal time scale is 5 ms/div; the vertical current scale is 10 A/div

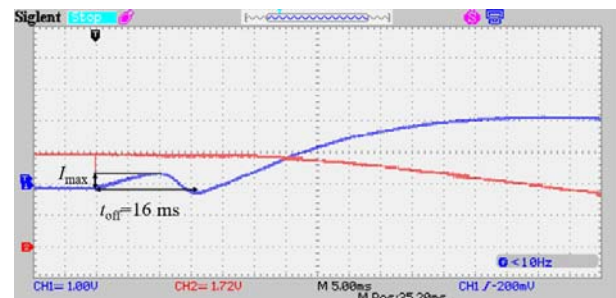


Fig. 16. The oscillogram of the switching off of a bistable actuator, where the horizontal time scale is 5 ms/div; the vertical current scale is 10 A/div

A comparative analysis of the calculated and experimental temporal characteristics of the bistable actuator is shown in Table 2, where I_{max} is the first maximum of the current of the electromagnet winding.

Table 2
Comparative analysis of calculated and experimental temporal characteristics of a bistable actuator

	Switching on		Switching off	
	Calculation	Experiment	Calculation	Experiment
I_{max} , A	39.0	43.0	3.6	4.0
t , ms	38.0	38.0	9.5	16.0

The discrepancy between the experimental and calculated data (especially in time during the switching

off process) can be for various reasons, the most likely of which are the following:

- uncertainty of the electrical resistivity of the material of the magnetic circuit;
- parameters of permanent magnets;
- friction forces in hinges and bearings;
- change in contact failure due to repeated switching operations, etc.

The uncertainty of the electrical resistivity of the material of the magnetic circuit is the dominant factor, which is confirmed by the results of studies in [10].

During testing, with insufficient capacitor charge voltage, the electromagnet did not switch on completely, at which the armature became «stuck» at the value of the failure. The oscillogram of this process is shown in Fig. 17, which confirms the data obtained by calculation (see Fig. 9).

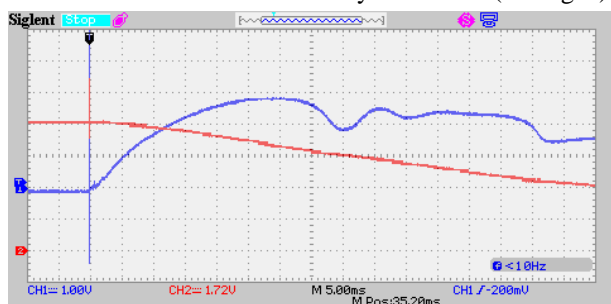


Fig. 17. The process of fuzzy switching on of an electromagnet

Comparative mass and dimensional characteristics of monostable and developed bistable electromagnets are presented in Table 3.

Table 3

Comparative mass and dimensional characteristics of electromagnets

	Monostable	Bistable
Diameter, mm	150	140
Height, mm	110	90
Electromagnet mass, kg	11.5	8.63
Copper mass, kg	0.44	0.73
Permanent magnets mass, kg	0.49	0.33

Conclusions.

1. The created mathematical multiphysics model allows to determine the basic dynamic parameters of a bistable electromagnet: switching on and switching off times, armature velocity, etc.

2. The developed design of a bistable electromagnet, compared with the known monostable design, has outer diameter smaller by 6.7 %, lower by 18.2 % height, which, in this case, is a decisive factor for a limited space inside the housing of the vacuum circuit breaker. The mass of the new electromagnet is also decreased by 25 %.

3. The analysis of static traction characteristics with de-energized windings in the drawn position of the armature gives the following values: the well-known monostable electromagnet – 8.5 kN; a new developed bistable electromagnet – 6.9 kN with the required 6.5 kN. The force of 8.5 kN is unreasonably high for this type of circuit breaker. Such a load requires strengthening of the circuit breaker housing, drive rods and shaft. From this point of view, the developed bistable electromagnet is more preferable.

4. The ratio of the holding force to the total mass of the electromagnet in the new design is 800 N/kg, while for a

monostable electromagnet this indicator is 740 N/kg. At the same time, the mass of the permanent magnets decreased by 32.6 %.

5. Since the switching off time of the actuators is mainly determined by the force of the opposing springs, the difference in switching off time is insignificant. The switching off time is 16 ms, and the switching on time is 37 ms, which is comparable to the switching on time of the vacuum circuit breakers manufactured by ABB. Therefore, the result obtained for the developed bistable electromagnet is completely acceptable.

6. The results of investigations allow to talk about the prospects of using the developed design of the electromagnet as an actuator of medium voltage vacuum circuit breakers.

REFERENCES

1. Klymenko B.V. *Elektrychni aparaty. Zahalnyi kurs* [Electric apparatus. The general course]. Kharkiv, Tochka Publ., 2013. 400 p. (Ukr).
2. VM1-T. *Vacuum circuit-breaker*. Available at: [https://library.e.abb.com/public/e9408d38c8324932ac60aa9e935e481a/MA_VM1-T\(EN\)-1VCD601412%20-%20BA%20543-02.pdf](https://library.e.abb.com/public/e9408d38c8324932ac60aa9e935e481a/MA_VM1-T(EN)-1VCD601412%20-%20BA%20543-02.pdf) (accessed 06 April 2019).
3. Klymenko B.V., Bugaychuk V.M., Grechko A.M. A pre-production model of two-position electromagnetic drive for an average-voltage vacuum switch. *Electrical engineering & electromechanics*, 2005, no. 2, pp. 23-27. (Rus).
4. Baida E.I. Fuzzy dynamic response of a bistable electromagnetic actuator based on high-coercitivity permanent magnets. *Electrical engineering & electromechanics*, 2012, no. 5, pp. 18-20. (Rus).
5. Ro J.-S., Hong S.-K., Jung H.-K. Characteristic analysis and design of a novel permanent magnetic actuator for a vacuum circuit breaker. *IET Electric Power Applications*, 2013, vol. 7, no. 2, pp. 87-96. doi: 10.1049/iet-epa.2012.0176.
6. Bayda Ye.I., Vyrovets S.V. Characteristic of monostable actuator starting. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*, 2013, issue 6, pp. 72-77. (Rus).
7. Klymenko B.V., Vyrovets S.V., Forkun Ya.B. *Elektromagnitnyj pryvid* [Electromagnetic actuator]. Patent UA, no. 15210, 2006. (Ukr).
8. Bugaychuk V.M., Klymenko B.V., Varshamova I.S., Grechko O.M. *Elektromagnitnyj pryvid* [Electromagnetic actuator]. Patent UA, no. 130401, 2018. (Ukr).
9. Baida E.I. A mathematical model for calculating the dynamics of on-off electromagnetic actuators of medium voltage vacuum circuit breakers. *Journal of scientific publications of graduate students and doctoral students*, 2013, no. 1, pp. 136-141. (Rus).
10. Grechko A.M. Experimental research of eddy currents in the magnetic core on dynamic characteristics of the electromagnetic actuator. *Bulletin of NTU «KhPI». Series: Problems of Electrical Machines and Apparatus Perfection. The Theory and Practice*, 2012, no. 49 (955), pp. 9-17. (Rus).

Received 30.04.2020

E.I. Baida¹, Doctor of Technical Science, Associate Professor,
 B.V. Klymenko¹, Doctor of Technical Science, Professor,
 S.V. Vyrovets¹, Senior Lecturer,
 M.G. Pantelyat¹, Candidate of Physics and Mathematics,
 Associate Professor,
 M. Clemens², Professor, Dr. rer. nat.

¹ National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
 2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine,
 e-mail: baida.kpi@gmail.com, vsv_2007@ukr.net,
 m150462@yahoo.com

² University of Wuppertal,
 Rainer-Gruenter-Straße 21, 42119 Wuppertal, Germany,
 e-mail: clemens@uni-wuppertal.de

В.С. Маляр, О.Є. Гамола, В.С. Мадай

МОДЕЛЮВАННЯ ДИНАМІЧНИХ РЕЖИМІВ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ПРИ ПЕРІОДИЧНОМУ НАВАНТАЖЕННІ

Розроблено математичні моделі і алгоритми, з використанням яких складені програми розрахунку перехідних процесів і усталених режимів асинхронних електроприводів, які працюють в режимі періодичної зміни навантаження. В їх основу покладено математичну модель асинхронного двигуна, розроблену на основі теорії кіл і зображувальних векторів електричних координат, в якій враховується насичення магнітопроводу і витіснення струму в стержнях короткозамкненого ротора. Внаслідок змінного навантаження на валу двигуна електромагнітні процеси як в перехідних, так і усталених режимах в будь-якій системі координат описуються системою нелінійних диференціальних рівнянь. Для обчислення електромагнітних параметрів двигуна використовуються характеристики намагнічування основним магнітним потоком, а також потоками розсіювання статора і ротора. Для урахування витіснення струму в стержнях ротора короткозамкнена обмотка подається у вигляді багатопарової структури, утвореної розбиттям стержнів по висоті на кілька елементів. Усталений періодичний режим розраховується методом розв'язування крайової задачі, розробленим на основі апроксимації координат кубічними сплайнами, що дає змогу отримати їх періодичні залежності в позачасовій області і розраховувати статичні характеристики як залежності від параметрів циклу періодично-змінного навантаження або інших координат. Бібл. 9, рис. 4.

Ключові слова: асинхронний двигун, періодичне навантаження, математична модель, усталений динамічний режим, перехідний процес, крайова задача, резонанс, статичні характеристики, насичення магнітопроводу, витіснення струму.

Разработаны математические модели и алгоритмы, с использованием которых составлены программы расчета переходных процессов и установившихся режимов асинхронных электроприводов, которые работают в режиме периодического изменения нагрузки. В их основу положена математическая модель асинхронного двигателя, разработанная на основе теории цепей и изображающих векторов электрических координат, в которой учитывается насыщение магнитопровода и вытеснение тока в стержнях ротора. Вследствие переменной нагрузки на валу двигателя электромагнитные процессы как в переходных, так установившихся режимах в любой системе координат описываются системой нелинейных дифференциальных уравнений. В работе используется система ортогональных осей x, y , которая вращается с произвольной скоростью. Для вычисления электромагнитных параметров двигателя используются характеристики намагничивания основным магнитным потоком, а также потоками рассеивания статора и ротора. Для учета вытеснения тока в стержнях ротора короткозамкнутая обмотка представляется в виде многослойной структуры, образованной разделением стержней по высоте на несколько элементов. Установившийся периодический режим рассчитывается методом решения краевой задачи, разработанным на основе аппроксимации координат кубическими сплайнами, что дает возможность получить периодические зависимости во вневременной области и рассчитать статические характеристики как зависимости от параметров цикла периодически изменяющейся нагрузки или других координат. Библ. 9, рис. 4.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, периодическая нагрузка, математическая модель, установившийся динамический режим, переходный процесс, статические характеристики, резонанс, насыщение магнитопровода, вытеснение тока.

Вступ. В сучасних умовах розвитку науки і техніки проблема розроблення асинхронних електроприводів потребує нових підходів до їх практичної реалізації, які можна зреалізувати лише на основі розроблення адекватних математичних моделей систем електроприводів, які адаптовані до умов їх експлуатації. Їх використання дає змогу не тільки правильно вибрати необхідний асинхронний двигун (АД), але й розробити систему керування, за якої двигун, працюючи в даних умовах, забезпечував би максимально можливу ефективність системи електроприводу в цілому.

Сучасні заводські методики дають змогу спроектувати АД, який з високою вірогідністю буде відповідати технічним умовам роботи в усталеному номінальному режимі з незмінним навантаженням. Такі розрахунки зазвичай виконують з використанням класичних заступних схем [1, 2], однак для розрахунку динамічних режимів класичні заступні схеми не придат-

ні, а різні їх адаптації потребують перевірки для кожного конкретного випадку.

В практиці експлуатації АД використовують не тільки для приводу механізмів, які працюють з незмінним механічним моментом навантаження, але й для приводів з періодичним повторно-короткочасним навантаженням [3, 4]. Тривалість циклу періодичного повторно-змінного навантаження T складається з двох частин: тривалості дії імпульсу навантаження і паузи. Зокрема, для повторно-короткочасного режиму роботи ($S3$) тривалість дії імпульсу навантаження, виражають у відсотках до тривалості повного циклу. Стандартами вважаються тривалості вмикання $TB = 15; 25; 40; 60 \%$, (наприклад, $S3 - 25 \%$; $S3 - 40 \%$), причому тривалість циклу встановлюється рівною 10 хвилин [5]. Промисловість випускає АД для роботи в різних, визначених стандартом режимах типу $S3$. Вибір потужності електродвигуна для повторно-

короткочасного режиму роботи $S3$ може бути виконаний для еквівалентної потужності чи моменту для заданого графіка навантаження. Знаючи потужність АД за каталогом для двигунів, призначених для роботи в конкретному режимі $S3$, можна вибрати двигун, який необхідно перевірити на відповідність пускового моменту, перевантажувальної здатності та нагрівання [4].

В повторно-короткочасному режимі можуть працювати як стандартні двигуни, що призначені для тривалого режиму, так і двигуни, спеціально призначені для повторно-короткочасного режиму. Зрештою, часто значення тривалості вмикання АД не відповідають стандартним. Виникає потреба у всебічному дослідженні роботи двигуна в умовах заданого робочим механізмом періодичного моменту навантаження, що можна здійснити за допомогою математичного моделювання.

Метою роботи є розроблення математичних моделей для аналізу динамічних режимів асинхронних двигунів, які працюють в умовах періодично-змінного навантаження.

Математична модель для розрахунку перехідних процесів. Для аналізу роботи електроприводів, які працюють в динамічних режимах математичні моделі АД, побудовані на основі заступних схем або лінійних диференціальних рівнянь (ДР) можуть використовуватись лише для наближених розрахунків. Оскільки електромагнітний момент визначається потокозчепленнями і струмами контурів двигуна, то неточність їх визначення призводить до неточності розрахунку механічної характеристики [1, 2]. Зокрема, на значення індуктивних опорів обмоток суттєво впливає насичення магнітопроводу, зміна активних опорів обмотки ротора внаслідок витіснення струму. Врахування їх в динамічних режимах за допомогою відповідних коефіцієнтів [2] не гарантує достовірності результатів розрахунку, особливо для глибокопазних двигунів.

Об'єктом дослідження є АД з короткозамкненою обмоткою ротора, який живиться від трифазної мережі з симетричною системою напруг. Для аналізу електромагнітних процесів в АД використовується математична модель, створена з використанням ортогональних координатних осей, яка дає змогу здійснити розгляд процесів шляхом комп'ютерного моделювання з урахування як насичення, так і витіснення струму в стержнях короткозамкненої обмотки ротора з мінімальним обсягом обчислень. Для врахування насичення використовуються характеристики намагнічування основним магнітним потоком і потоками розсіювання, а для врахування витіснення струму стержні розділяються по висоті на n шарів ($2 \leq n \leq 5$), внаслідок чого на роторі отримуємо n обмоток, які охоплені різними магнітними потоками розсіювання. В основу алгоритмів розрахунку покладено математичну модель АД в осях x, y , розроблену на основі теорії зображувальних векторів [7], що дає змогу розглядати процеси в АД на основі теорії кіл.

Динаміка руху ротора АД, що працює в режимі періодично-змінного навантаження, описується сис-

темою ДР електромеханічної рівноваги, яка в системі ортогональних осей x, y з урахуванням розділення кожного стержня по висоті на n елементарних, а також за умови спрямування зображувального вектора напруги живлення уздовж осі x , що зазвичай практикується, матиме вигляд

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{sx}}{dt} &= -\omega_0\psi_{sy} - R_s i_{sx} + U_m; \\ \frac{d\psi_{sy}}{dt} &= -\omega_0\psi_{sx} - R_s i_{sy}; \\ \frac{d\psi_{1x}}{dt} &= (\omega_0 - \omega)\psi_{1y} - R_1 i_{1x}; \\ \frac{d\psi_{1y}}{dt} &= -(\omega_0 - \omega)\psi_{1x} - R_1 i_{1y}; \\ &\vdots \\ \frac{d\psi_{nx}}{dt} &= (\omega_0 - \omega)\psi_{ny} - R_n i_{nx}; \\ \frac{d\psi_{ny}}{dt} &= -(\omega_0 - \omega)\psi_{nx} - R_n i_{ny}; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{p_0}{J} \left(\frac{3}{2} p_0 (\psi_{sx} i_{sy} - \psi_{sy} i_{sx}) - M_c(t) \right), \end{aligned} \quad (1)$$

де індексами sx, sy позначено належність потокозчеплень (ψ), струмів (i) та активних опорів (r) до відповідних контурів статора; а $1x, \dots, nx, 1y, \dots, ny$ – ротора; U_m, ω_0 – амплітудне значення та кутова частота фазної напруги живлення обмотки статора; ω – кутова швидкість обертання ротора; J – момент інерції рухомих частин електроприводу, приведений до валу АД; p_0 – кількість пар полюсів.

Для моделювання повинна бути відома навантажувальна діаграма механізму. Зважаючи на те, що часова залежність моменту навантаження є періодичною, необхідно представити її у вигляді закону зміни, який відповідає повному циклу у вигляді $M_c(t) = M_c(t + T)$, де T – період.

Алгоритм розрахунку характеристик. Якщо АД працює в одному із стандартних режимів (повний цикл 10 хв.), то за такий час перехідний процес практично закінчується, і для повного аналізу роботи двигуна достатньо розрахувати перехідний процес впродовж періоду. Це можна здійснити, інтегруючи систему ДР (1) числовим методом [6].

До системи ДР (1) входять $2 + 2n$ рівнянь електричної рівноваги і одне рівняння динаміки ротора. Отже під час розрахунку перехідного процесу необхідно на кожному крокові (підкрокові) обертати матрицю того ж порядку. З метою скорочення обсягу обчислень виконаємо редукцію системи ДР (1), виходячи з наступних міркувань.

Потокозчеплення кожного контуру АД згідно з прийнятими допущеннями складається з суми

$$\psi_j = \psi_{\delta j} + \psi_{\sigma j}$$

робочого потокозчеплення $\psi_{\delta j}$, яке нелінійно залежить від струмів усіх контурів, і потокозчеплення розсіювання $\psi_{\sigma j}$, яке має лінійну залежність відповідно тільки від струмів статора або тільки ротора. Крім того,

потокозчеплення, зумовлені основним робочим потоком, і потокозчеплення шліцевого розсіювання для всіх контурів ротора, розташованих по осі x , рівні між собою. Те ж саме стосується і аналогічних контурів, розташованих по осі y . Сказане дає змогу розділити рівняння електричної рівноваги системи ДР (1) на дві частини, виділивши в ній лінійну частину. Для цього необхідно замінити 5-е рівняння різницею 5-го і 3-го, 6-е рівняння – різницею 6-го і 4-го і т.д. Перша з них має четвертий порядок

$$\frac{d\psi_{sx}}{dt} = \omega_0\psi_{sy} - R_s i_{sx} + U_m;$$

$$\frac{d\psi_{sy}}{dt} = -\omega_0\psi_{sx} - R_s i_{sy};$$

$$\frac{d\psi_{1x}}{dt} = (\omega_0 - \omega)\psi_{1y} - R_1 i_{1x};$$

$$\frac{d\psi_{1y}}{dt} = -(\omega_0 - \omega)\psi_{1x} - R_1 i_{1y}$$

і є нелінійною, а друга $2(n-1)$ порядку – лінійна

$$\frac{d(\psi_{1x} - \psi_{2x})}{dt} = (\omega_0 - \omega)(\psi_{1y} - \psi_{2y}) - r_1 i_{1x} + r_2 i_{2x};$$

$$\frac{d(\psi_{1y} - \psi_{2y})}{dt} = -(\omega_0 - \omega)(\psi_{1x} - \psi_{2x}) - r_1 i_{1y} + r_2 i_{2y};$$

⋮

$$\frac{d(\psi_{1x} - \psi_{nx})}{dt} = (\omega_0 - \omega)(\psi_{1y} - \psi_{ny}) - r_1 i_{1x} + r_n i_{nx};$$

$$\frac{d(\psi_{1y} - \psi_{ny})}{dt} = -(\omega_0 - \omega)(\psi_{1x} - \psi_{nx}) - r_1 i_{1y} + r_n i_{ny}.$$

Запишемо ці дві системи у вигляді

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \vec{d}\vec{i}_I/dt \\ \vec{d}\vec{i}_II/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{B}_1 \\ \vec{B}_2 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Визначаємо похідну з рівняння (2)

$$\frac{d\vec{i}_I}{dt} = (A_{11} - A_{12}A_{22}^{-1}A_{21})^{-1}(\vec{B}_1 - A_{12}A_{22}^{-1}\vec{B}_2),$$

в якому від насичення залежать лише елементи матриць A_{11} та A_{12} . Це дає змогу один раз обчислити елементи матриць A_{22}^{-1} і A_{21} і використовувати їх для визначення на кожному крокові інтегрування похідної

$$\frac{d\vec{i}_II}{dt} = A_{22}^{-1} \left(\vec{B}_2 - A_{21} \frac{d\vec{i}_I}{dt} \right).$$

Отже, достатньо один раз обернути матрицю $2(n-1)$ порядку, а на кожному крокові інтегрування обертати матрицю 4-го порядку. Виведені формули дають змогу чисельним методом звести до форми Коші систему (2) ДР електричної рівноваги контурів АД.

Потокозчеплення контурів визначаються на основі використання кривих намагнічування основним магнітним потоком ψ_μ та потоками розсіювання обмоток $\psi_{\sigma s}$ статора та $\psi_{\sigma r}$ ротора

$$\psi_\mu = \psi_\mu(i_\mu), \quad \psi_{\sigma s} = \psi_{\sigma s}(i_s), \quad \psi_{\sigma r} = \psi_{\sigma r}(i_r),$$

де

$$i_\mu = \sqrt{(i_{sx} + i_{rx})^2 + (i_{sy} + i_{ry})^2};$$

$$i_s = \sqrt{i_{sx}^2 + i_{sy}^2}; \quad i_r = \sqrt{i_{rx}^2 + i_{ry}^2}.$$

Струми контурів ротора визначаються як сума струмів n елементів стержня.

$$i_{rx} = \sum_{j=1}^n i_{rjx}; \quad i_{ry} = \sum_{j=1}^n i_{rjy}.$$

Математична модель для розрахунку усталеного динамічного режиму. З метою скорочення викладення алгоритму розрахунку усталеного динамічного режиму запишемо систему ДР (1) у вигляді векторного рівняння вигляду

$$\frac{d\vec{x}}{dt} = \left(\frac{\partial \vec{y}}{\partial \vec{x}} \right)^{-1} \vec{z}(\vec{y}, \vec{x}, \vec{u}, \vec{f}), \quad (3)$$

де $\frac{d\vec{y}}{dt} = \begin{bmatrix} L_{xy} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ – матриця, в якій $L_{xy} = \frac{d\vec{\psi}}{d\vec{i}}$ – повна

матриця диференціальних індуктивностей АД в координатних осях x, y [7];

$$\vec{y} = \begin{bmatrix} \psi_{sx} \\ \psi_{sy} \\ \psi_{1x} \\ \psi_{1y} \\ \vdots \\ \psi_{nx} \\ \psi_{ny} \\ \omega \end{bmatrix}; \quad \vec{u} = \begin{bmatrix} U_m \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \vec{f} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ M_c(t) \end{bmatrix}; \quad \vec{x} = \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ i_{1x} \\ i_{1y} \\ \vdots \\ i_{nx} \\ i_{ny} \\ \omega \end{bmatrix}.$$

В усталеному режимі системи електроприводу при періодичній зміні моменту навантаження $M(t) = M(t + T)$ потокозчеплення, струми, швидкість обертання ротора, електромагнітний момент тощо змінюються за періодичними законами. Задача розрахунку періодичного режиму полягає у визначенні цих залежностей. Розв'язком системи рівнянь (3) є періодичні залежності компонент вектора $\vec{x}(t) = \vec{x}(t + T)$. Розрахунок їх методом усталення неефективний з багатьох міркувань. Зокрема, нераціонально витрачається машинний час, а якщо процес устанавлюється надто повільно, то коливання в момент часу t мало відрізняються від таких для моменту часу $t + T$, тому виникає проблема визначення моменту закінчення перехідного процесу. І, нарешті, метод усталення практично непридатний для оптимізаційних розрахунків.

Найбільш ефективним підходом до розрахунку усталеного періодичного режиму є розгляд задачі як крайової [7], що дає змогу отримати періодичні залежності координат в позачасовій області, тобто не вдаючись до розрахунку перехідного процесу. Для цього систему континуальних ДР (1) необхідно звести до дискретних, які є точковим відображенням залежностей координат на періоді повторюваності процесу. В літературі відомо багато методів алгебризації, які мають як позитивні, так і негативні сторони: різниці, колокації, у тому числі й тригонометричної, дифе-

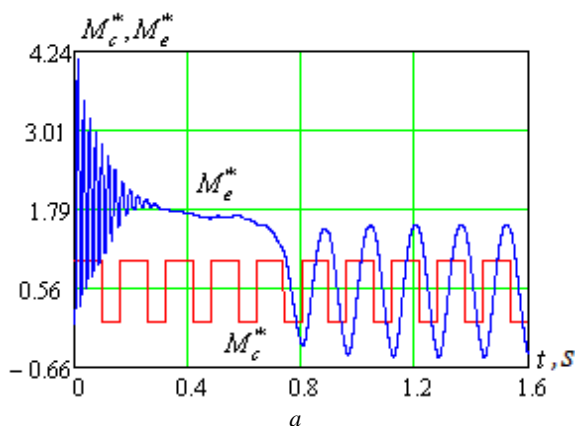
ренціальних перетворень тощо. Розроблений в [8] метод, заснований на сплайн-апроксимаціях координат, дає змогу формалізувати процес алгебризації і, крім того, є чисельно стійким. Він дає змогу отримати неперервні залежності координат на періоді на основі отриманих в результаті розрахунку їх дискретних значень у вузлах сітки на періоді. Зауважимо, що сітку вузлів можна брати рівномірною. В отриманій шляхом апроксимації змінних системі алгебричних рівнянь невідомими є значення координат в m вузлах періоду. В результаті з урахуванням періодичних крайових умов $\vec{Y}(t) = \vec{Y}(t+T)$, $\vec{X}(t) = \vec{X}(t+T)$ отримаємо систему $m \times (2n+3)$ нелінійних алгебричних рівнянь, яку можна подати у вигляді векторного рівняння

$$\vec{Y}(\vec{X}) = H^{-1} \vec{Z}(\vec{Y}, \vec{X}), \quad (4)$$

в якому H – квадратна матриця розміру $m(3+2n)$ переходу від неперервної зміни координат до їх вузлових значень, елементи якої визначаються лише кроком сітки [8]; $\vec{Y} = (\vec{y}_1, \dots, \vec{y}_m)$, $\vec{Z} = (\vec{z}_1, \dots, \vec{z}_m)$, $\vec{X} = (\vec{x}_1, \dots, \vec{x}_m)$ – вектори, складені зі значень векторів \vec{y} , \vec{x} , \vec{z} в m вузлах періоду.

Визначивши з рівняння (4) вектор \vec{X} , можна побудувати періодичні залежності всіх координат, у тому числі й електромагнітного моменту, потужності тощо.

Безпосереднє застосування ітераційного методу до розв'язування системи (4) практично неможливе з причини розбіжності ітераційного процесу. Надійним методом розв'язування задачі є метод продовження по параметру [9]. Однак в системі нелінійних алгебричних рівнянь є дві збурюючі дії: прикладена напруга – вектор $\vec{U} = (\vec{u}_1, \dots, \vec{u}_m)$ і вектор вузлових значень моменту навантаження – $\vec{F} = (\vec{f}_1, \dots, \vec{f}_m)$. Нарощувати їх одночасно неможливо, тому задача розв'язується у два етапи, суть яких полягає в почерговому їх нарощуванні пропорційно деякому параметру. Спочатку нарощуємо прикладену напругу, а потім, приймаючи її незмінною, нарощуємо вузлові значення прикладеного моменту. Це дає змогу визначити часові залежності координат в усталеному періодичному режимі роботи АД при заданому законі зміни прикладеного моменту.



Алгоритм розрахунку усталеного режиму є основою для розрахунку статичних характеристик, які можна отримати як послідовність усталених режимів, розрахованих при сукупності значень координати, яку прийнято за незалежну змінну, якою може бути будь-яка величина: момент інерції, щільність імпульсів моменту навантаження; співвідношення між тривалістю імпульсу і паузою, частота імпульсів, максимальне і мінімальне значення моменту, тривалість періоду тощо. Крім того, при циклічному навантаженні можливий механічний резонанс, який можна виявити математичним моделюванням.

Задача розрахунку статичних характеристик може бути розв'язана диференціальним методом, суть якого полягає в диференціюванні алгебричного рівняння (4) по незалежній змінній, наприклад ε , як параметру. В результаті диференціювання отримуємо нелінійну систему ДР вигляду

$$A \frac{d\vec{X}}{d\varepsilon} = \frac{\partial \vec{Z}}{\partial \varepsilon}. \quad (5)$$

Статичну багатовимірну характеристику як залежності періодичних кривих від незалежної змінної ε отримаємо в результаті інтегрування системи (5) по параметру ε . Початкові умови необхідно прийняти ті, що отримані в результаті виконання першого етапу розрахунку при заданій напрузі живлення. На кожному крокові інтегрування результат можна уточнити методом Ньютона. Під час інтегрування, а також ітераційного уточнення необхідно визначати диференціальні індуктивності контурів як нелінійні функції струмів.

Результати досліджень. Нижче наведено приклади результатів розрахунку, виконаних з використанням викладених вище алгоритмів. на прикладі АД з короткозамкненим ротором 4AP160S4Y3 ($P = 15$ кВт, $U = 220$ В, $I = 29,9$ А, $p_0 = 2$).

На рис. 1 наведено часові залежності відносних значень електромагнітного моменту (рис. 1,а) і діючого значення струму (рис. 1,б) в перехідному процесі під час пуску АД, з циклічним навантаженням, в якому момент навантаження змінюється з періодом $T = 0,16$ с в межах від холостого ходу до номінального значення, момент інерції $J = 0,5$ кг·м², а щільність становить 60 %, а на рис. 2 – ті самі залежності, але при меншому моментові інерції $J = 0,1$ кг·м².

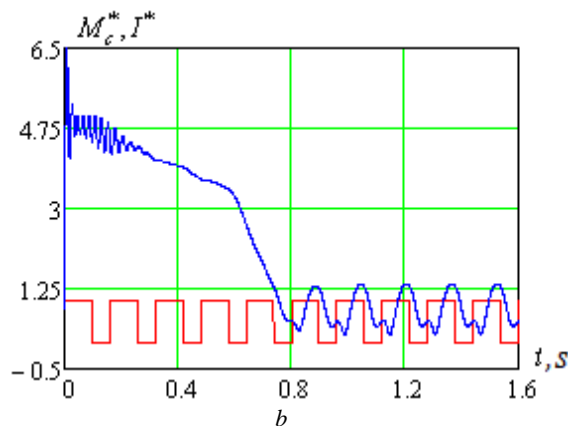


Рис. 1

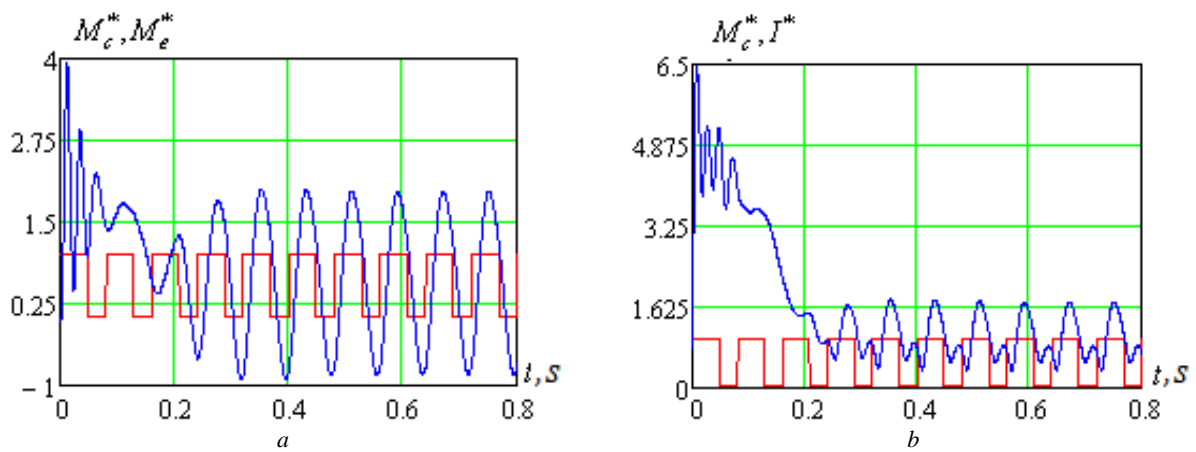


Рис. 2

На рис. 3, 4 наведено приклад розрахованих вкладених у статті методом розв'язування крайової задачі періодичних кривих струму, електромагнітного

моменту та моменту навантаження, які відповідають зображеним на рис. 2 аналогічним залежностям в усталеному режимі.

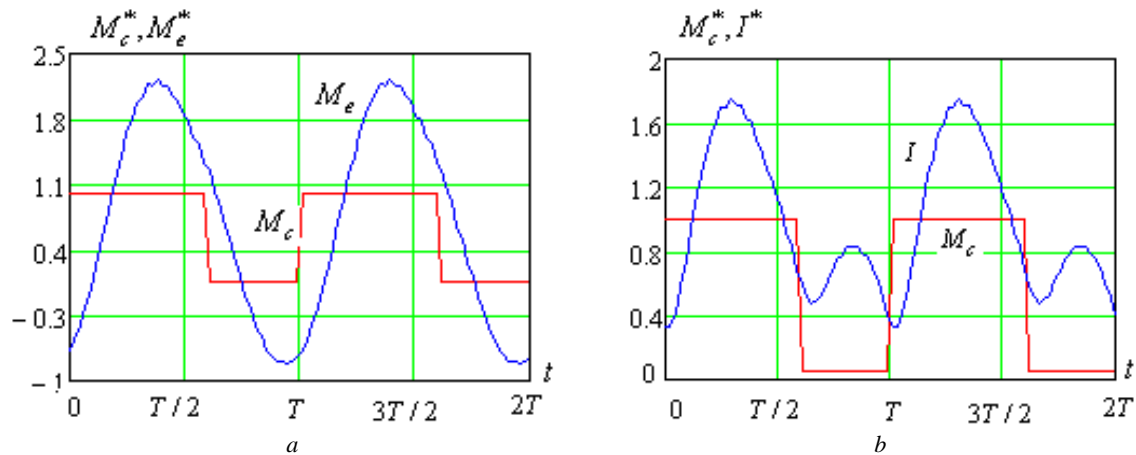


Рис. 3. Періодичні залежності (показано два періоди) відносних значень моменту навантаження (M_c^*), електромагнітного (M_e^*) і струму (I^*), розраховані при значенні моменту інерції $J = 0,1 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ методом розв'язування крайової задачі

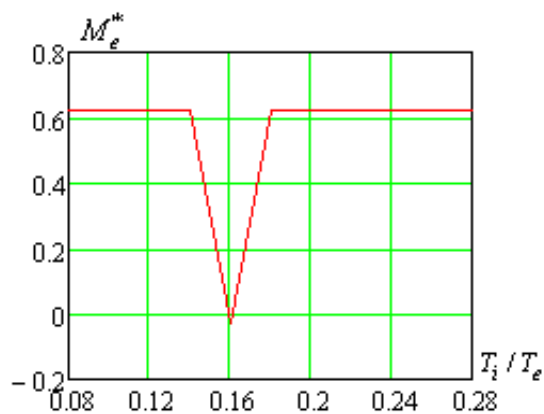


Рис. 4. Залежність електромагнітного моменту двигуна: від відносного значення тривалості періоду зміни навантаження (в точці $T_i/T_e = 0,16$ має місце механічний резонанс)

Висновки.

1. Розроблені методи розрахунку і відповідні алгоритми дають змогу за допомогою математичного моделювання здійснювати аналіз роботи асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором з урахуванням насичення та витіснення струмів у стержнях ротора при різних законах зміни періодичного навантаження.

2. Алгоритм розрахунку усталених періодичних режимів при циклічному навантаженні дає змогу отримати періодичні залежності координат в позачасовій області, чим забезпечується висока швидкодія.

3. Розроблені математичні моделі можуть бути використані для проектування і аналізу роботи електроприводів з періодичним навантаженням.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Вольдек А.И., Попов В.В. Электрические машины. Машины переменного тока: учебник для вузов. – СПб.: Питер, 2010. – 350 с.
2. Сафарян В.С., Геворгян С.Г. Определение параметров схемы замещения асинхронной машины. *Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ*, 2015, № 6, С. 20-34.
3. Рогаль В.В., Капштик В.С. Компенсация реактивной мощности в повторно-кратковременных режимах работы. *Электроника и зв'язок. Тематичний випуск «Електроніка і нанотехнології»*, 2011, № 3, С. 101-108.
4. Петрушин В.С., Плоткин Ю.Р., Еноктаев Р.Н., Бендахман Бухалфа. Разработка энергоэффективного электропривода для перемажающегося режима работы. *Вісник НТУ «ХПИ». Серія «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика»*, 2019, № 16 (1341), С. 70-79. doi: 10.20998/2079-8024.2019.16.13.

5. Петухов С.В., Кришьянис М.В. Электропривод промышленных установок: учебн. пособие. – Архангельск: С(А)ФУ, 2015. – 303 с.
6. Хрисанов В.И. Анализ переходных процессов при различных способах пуска асинхронных двигателей. *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Электропривод»*, 2000, С. 24-27.
7. Фильц Р.В. Математические основы теории электромеханических преобразователей. – К.: Наукова думка, 1979. – 208 с.
8. Мальяр В.С., Мальяр А.В. Математическое моделирование периодических режимов работы электротехнических устройств // Электронное моделирование. – 2005. – Т. 27. – №3. – С. 39-53.
9. Жулин С.С. Метод продолжения решения по параметру и его приложение к задачам оптимального управления. *Вычислительные методы и программирование*, 2007, Т. 8, № 2, С. 205-217.

REFERENCES

1. Voldek A.I., Popov V.V. *Elektricheskiye mashiny. Mashiny peremennogo toka* [Electric machines. AC machines]. Saint Petersburg, Piter Publ., 2010. 350 p. (Rus).
2. Safaryan V.S., Gevorgyan S.G. Ascertainment of the equivalent circuit parameters of the asynchronous machine. *Energetika. Proceedings of CIS higher education institutions and power engineering associations*, 2015, no. 6, pp. 20-34. (Rus).
3. Rogal V.V., Kapshtik V.S. Reactive power compensation in intermittent duties. *Electronics and Communication. Thematic issue «Electronics and Nanotechnology»*, 2011, no. 3, pp. 101-108. (Ukr).
4. Petrushin V.S., Plotkin J.R., Yenoktaiev R.N., Bendahmane Boukhalfa. Development of energy-efficient asynchronous electric drive for intermittent operation. *Bulletin of the National Technical University «KhPI». Series: Problems of automated electrodrive. Theory and practice*, 2019, no. 16 (1341), pp. 70-79. doi: 10.20998/2079-8024.2019.16.13.
5. Petuhov S.V., Krishyanis M.V. *Elektroprivod promyshlennykh ustanovok* [Electric driver industrial-scale plants]. Arkhangelsk, S(A)FU Publ., 2015. 303 p. (Rus).
6. Hrisanov V.I. Transient process analysis at various methods of starting asynchronous machines. *Technical electrodynamic. Thematic issue «Electric drive»*, 2000, pp. 24-27. (Rus).
7. Fil'ts R.V. *Matematicheskie osnovy teorii elektromekhanicheskikh preobrazovatelei* [Mathematical foundations of the theory of electromechanical transducers]. Kyiv, Naukova dumka Publ., 1979. 208 p. (Rus).
8. Malyar V.S., Malyar A.V. Mathematical modeling of periodic modes of operation of electrical devices. *Electronic Modeling*, 2005, vol.27, no.3, pp. 39-53. (Rus).
9. Zhulin S.S. The method of continuation by parameter and its application to the tasks of optimal control. *Numerical methods and programming*, 2007, vol. 8, no. 2, pp. 205-217. (Rus).

Надійшла (received) 11.02.2020

Мальяр Василь Сафронович¹, д.т.н., проф.,
Гамола Орест Євгенович¹, к.т.н., доц.,
Мадай Володимир Степанович¹, к.т.н., доц.

¹ Національний університет «Львівська політехніка»,
79013, Львів, вул. С. Бандери, 12,
тел/phone +380 32 2582119;
e-mail: vasy1.s.maliar@lpnu.ua,
orest.y.hamola@lpnu.ua,
volodymyr.s.madai@lpnu.ua

V.S. Malyar¹, O.Ye. Hamola¹, V.S. Maday¹

¹ Lviv Polytechnic National University,
12, S. Bandera Str., Lviv, 79013, Ukraine.

Modelling of dynamic modes of an induction electric drive at periodic load.

Goal. Development of methods and mathematical models, based on them, for the calculation of transients and steady-state modes of induction electric drives operating in periodic load mode.

Methodology. The developed algorithms are based on a mathematical model of an induction motor, which takes into account the saturation of the magnetic core and the displacement of current in the rotor bars. The processes are described by a system of nonlinear differential equations in the orthogonal axes x , y , which enables the results to be obtained with the smallest amount of calculations. The magnetization characteristics by the main magnetic flux and the leakage fluxes are used to calculate the electromagnetic parameters of the motor. To account for the current displacement in the rotor bars, the short-circuited winding is considered as a multilayer structure formed by dividing the bars in height by several elements. **Results.** Due to the variable load on the motor shaft, electromagnetic processes in both transient and steady state modes of the electric drive in any coordinate system are described by a system of nonlinear differential equations. The result of the calculation of the transients is obtained as a result of their integration time dependencies of coordinates (currents, electromagnetic torque, etc.) at a given law of change of the moment of loading. The proposed method of calculating steady-state mode is based on algebraization of differential equations on the mesh of nodes of the process cyclicity period and allows to obtain periodic dependencies in the time domain. **Originality.** The problem of calculating a steady-state periodic mode is solved as a boundary problem for a system of first-order differential equations with periodic boundary conditions, which allows to obtain instantaneous dependences during the period of currents, electromagnetic torque, capacities and other coordinates. **Practical significance.** Using the developed algorithm, it is possible to calculate the static characteristics of periodic processes as dependencies on different parameters of the cycle of periodic load or other coordinates, which is the basis for the choice of the motor for overload, power, heating, etc., as well as to detect the possibility of resonance. References 9, figures 4.

Key words: induction motor, periodic load, mathematical model, steady-state dynamic mode, transient, static characteristics, saturation of the magnetic core, displacement of current.

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

THE EFFECTIVENESS OF ACTIVE SHIELDING OF MAGNETIC FIELD WITH CIRCULAR SPACE-TIME CHARACTERISTIC AND WITH DIFFERENT SHIELDING COILS SPATIAL POSITIONS

Aim. The synthesis, computer modeling and field experimental research of two degree of freedom robust two circuit system of active shielding of magnetic field with circular space-time characteristic, generated by overhead power lines with «triangle» type of phase conductors arrangements and with different shielding coils spatial positions for reducing the magnetic flux density to the sanitary standards level and to reducing the sensitivity of the system to plant parameters uncertainty. Methodology. The synthesis is based on the multi-criteria game decision, in which the payoff vector is calculated on the basis of the Maxwell equations quasi-stationary approximation solutions. The game decision is based on the stochastic particles multiswarm optimization algorithms. The initial parameters for the synthesis by system of active shielding are the location of the overhead power lines with respect to the shielding space, geometry and number of shielding coils, operating currents, as well as the size of the shielding space and magnetic flux density normative value, which should be achieved as a result of shielding. The objective of the synthesis is to determine their number, configuration, spatial arrangement and shielding coils currents, the control systems parameters as well as the resulting of the magnetic flux density value at the shielding space. Results. Computer simulation and field experimental research results of two degree of freedom robust two circuit system of active shielding of magnetic field, generated by overhead power lines with «triangle» type of phase conductors arrangements and with different shielding coils spatial positions are given. The possibility of initial magnetic flux density level reducing and system sensitivity to the plant parameters uncertainty reducing is shown. Originality. For the first time the synthesis, theoretical and experimental research of two degree of freedom robust two -circuit t system of active shielding of magnetic field generated by single-circuit overhead power line with phase conductor's triangular arrangements and with different shielding coils spatial positions carried out. Practical value. Practical recommendations from the point of view of the practical implementation on reasonable choice of the spatial arrangement of two shielding coils of robust two -circuit system of active shielding of the magnetic field with circular space-time characteristic generated by single-circuit overhead power line with phase conductor's triangular arrangements are given. References 32, figures 20.

Key words: overhead power lines with «triangle» type of phase conductors arrangements, magnetic field, system of active shielding, computer simulation, field experimental research.

Цель. Синтез, компьютерное моделирование и полевые экспериментальные исследования комбинированной робастной двухконтурной системы активного экранирования магнитного поля с круговой пространственно-временной характеристикой, генерируемого одноконтурной воздушной линией электропередачи с треугольным подвесом проводов, и с различным пространственным расположением экранирующих обмоток для снижения индукции магнитного поля до уровня санитарных норм и для снижения чувствительности системы к неопределенности параметров объекта управления. Методология. Синтез основан на решении многокритериальной стохастической игры, в которой векторный выигрыш вычисляется на основании решений уравнений Максвелла в квазистационарном приближении. Решение игры находится на основе алгоритмов стохастической мультиагентной оптимизации мультироем частиц. Исходными параметрами для синтеза системы активного экранирования являются расположение высоковольтной линии электропередачи по отношению к экранируемому пространству, ее геометрические размеры, количество проводов и рабочие токи линии электропередачи, размеры экранируемого пространства и нормативное значение индукции магнитного поля, которое должно быть достигнуто в результате экранирования. Задачей синтеза является определение количества, конфигурации, пространственного расположения и значения токов в экранирующих обмотках, параметры системы управления, а также результирующего значения индукции магнитного поля в экранируемом пространстве. Результаты. Приводятся результаты компьютерного моделирования и полевых экспериментальных исследований комбинированной робастной двухконтурной системы активного экранирования магнитного поля, генерируемого воздушной линией электропередачи с треугольным подвесом проводов, и с различным пространственным расположением экранирующих обмоток. Показана возможность снижения уровня индукции исходного магнитного поля внутри экранируемого пространства и снижения чувствительности системы к неопределенностям параметров объекта управления. Оригинальность. Впервые проведены синтез, теоретические и экспериментальные исследования комбинированной робастной двухконтурной системы активного экранирования магнитного поля, генерируемого одноконтурной воздушной линией электропередачи с треугольным подвесом проводов. Практическая ценность. Приводятся практические рекомендации по обоснованному выбору с точки зрения практической реализации пространственного расположения двух экранирующих обмоток двухконтурной робастной системы активного экранирования магнитного поля с круговой пространственно-временной характеристикой, создаваемого одноконтурной воздушной линией электропередачи с треугольным подвесом проводов. Библ. 32, рис. 20.

Ключевые слова: воздушная линия электропередач, подвес проводов типа «треугольник», магнитное поле, система активного экранирования, компьютерное моделирование, полевые экспериментальные исследования.

Introduction. World Health Organization experts have identified the carcinogenic properties of the power frequency (PF) magnetic field (MF). Therefore, in the world over the past 15 years, sanitary standards are constantly tightening at the maximum permissible level of MF induction of 50–60 Hz and intensive research is being

conducted on the development of methods for MF normalization. Overhead power lines (OPL) are one of the most dangerous for people sources of PF MF [1, 2].

Active contour shielding of PF MF generated by OPL [3, 4] is the most acceptable and economically

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

feasible for ensuring the sanitary norms of Ukraine in the PF MF. The methods of synthesis of systems of active shielding (SAS) for MF, generate by OPL, developed in [5-8].

Single-circuit SAS with single SC is most widely used in world practice [3]. Such SAS can effectively shielded by MF with a small polarization. The space-time characteristics (STC) of such MF is a very elongated ellipse whose ellipse coefficient (ratio of the smaller axis to the larger axis) is seeks to zero. Single SC of single-circuit OPL generates MF, whose STC is a straight line. With such a single-circuit SAS with single SC, the major axis of the STS ellipse of the initial MF is compensated, so that the STS of the total MP with SAS is on is significantly smaller than the STS of the initial MF, which determines the high shielding factor of such single-circuit SAS. Single-circuit OPL with horizontal and vertical bus arrangement, double-circuit OPL such as «barrel», «tree» and «inverted tree», and groups of OPL generates a MF with a weak polarization.

However, the single-circuit OPL with phase conductor's triangular arrangements generated most polarized MF. The STC of such MF is practically a circle. Therefore, for effective shielding of such MF it is necessary to have two SC at least [5]. Note that the vast majority of single-circuit OPL in Ukraine has just such phase conductors triangular arrangements.

The goal of this work is the synthesis, computer modeling and field experimental research of two degree of freedom robust two circuit system with different both shielding coils spatial positions for active shielding of magnetic field with circular space-time characteristic, generated by overhead power lines with «triangle» type of phase conductors arrangements for reducing the magnetic flux density to the sanitary standards level and to reducing the sensitivity of the system to plant parameters uncertainty.

Problem statement. The initial data for the synthesis of the SAS are the parameters of the transmission lines (working currents, geometry and number of wires, location of the transmission lines relative to the protected space) and the dimensions of the shielding space and magnetic flux density sanitary standards level, which should be achieved as a result of shielding [12-22]. In the process of synthesis, it is necessary to determine the parameters of the shielding coils (SC) (their number, configuration, and spatial arrangement), currents and the resulting magnetic flux density level. To shielding factor improvement two degree of freedom SAS are used in which simultaneously used feed back regulator for closed loop control and feed forward regulator for open loop control [22-26].

Two degree of freedom robust SAS synthesizing problem reduced [27, 28] to the determination of such SC spatial arrangement and geometric sizes, as well as parameters of the regulator vector and uncertainty parameters vector, which the maximum value of the magnetic flux density in the shielding space points assumes a minimum value for the SC spatial arrangement and geometric sizes parameters vector but the maximum value for the uncertainty parameters vector [28]. The two degree of freedom robust SAS includes open loop and

closed loop control. The synthesis of such two degree of freedom robust SAS is based on the multi-criteria game decision [29-31], in which the payoff vector calculated on the basis of the Maxwell equations quasi-stationary approximation solutions [1, 2]. The game decision based on the stochastic particles multiswarm optimization algorithms [32].

Computer simulation results. Consider the results of the two degree of freedom robust two circuit SAS synthesis of MF with circular space-time characteristic generated by 110 kV OPL with triangular conductors arrangement in a single-story building located at a distance of 10 m from OPL. In Fig. 1 are shown location of OPL and shielding space (SS) in which MF must mitigated to the sanitary norms level. In Figure 1 also are shown location of both SC. SC upper parts are coordinates (3.0416, 3.4965) and (7.1943, 3.6818). SC lower parts are coordinates (6.3707, 0.6637) and (2.8478, 2.4522).

At 250 A OPL current, its necessary 86.2448 and 86.2768 amperes of turns (AT) in SC. Phase current shifts are 0.8074 rad and 1.2043 rad.

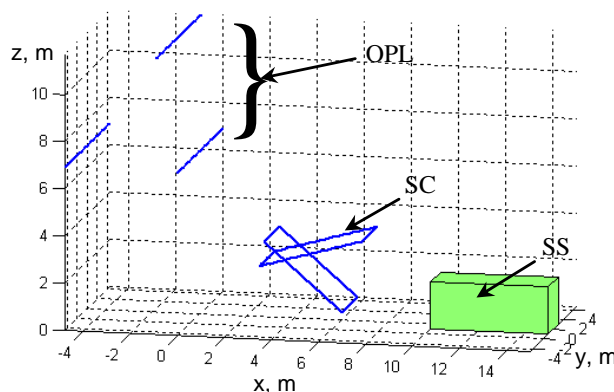


Fig. 1. The location of 110 kV overhead power line with phase conductors triangular arrangements, both shielding coils and shielding space

In Figure 2 are shown comparison of magnetic flux density between working SAS with and without SAS. The initial magnetic flux density level in shielding space is 0.75 μT . When the SAS is on, the magnetic flux density level in shielding space is reduced to 0.12 μT . Therefore, the shielding factor is 6.25.

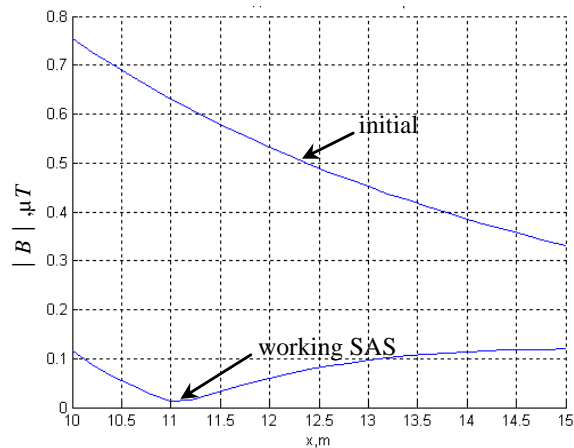


Fig. 2. Comparison of magnetic flux density between with and without system of active shielding

In Figure 3 are shown the MF STC, generated by OPL (1); both SC (2) and total MF with SAS is on (3). The STC of initial MF generated by OPL with phase conductors triangular arrangements close to the circle. STC of MF generated by both SC is also close to the circle of the STC of initial MF, which ensures high shielding factor.

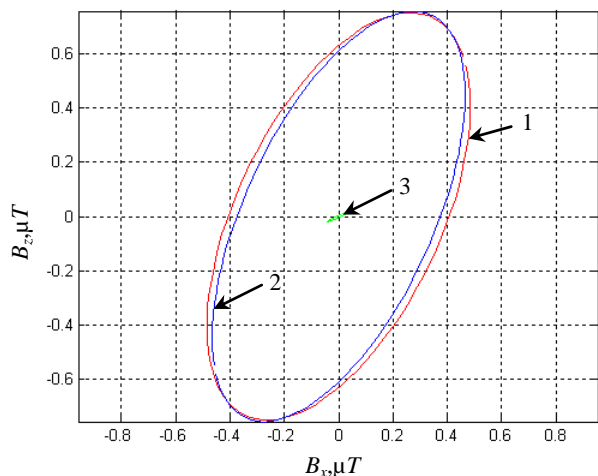


Fig. 3. Comparison of space-time characteristics of magnetic flux density between with and without system of active shielding and both shielding coils

However, STC of MF generated separately by only single first SC or only single second SC are straight lines. Naturally, the STC of the resulting MF generated by OPL and only single SC is an ellipse, which will be shielded by another SC. In Figure 4 are shown the STC of the initial MF generated by OPL, shielding MF generated by only single first SC and the resulting MF when only single first SC is used.

As can be seen from Fig. 4, the STC of the resulting MF is a strongly elongated ellipse, the semi-major axis of which is almost two times larger than the STC of the initial MF, and therefore, due to only single first SC work, initial MF is almost twice re compensated.

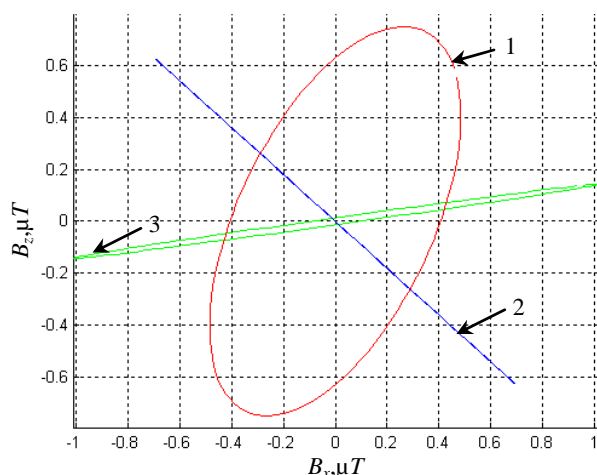


Fig. 4. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density without and with system of active shielding with only single first shielding coil and only single first shielding coil

However, then after second SC switching resulting MF STC becomes significantly less than the STC of

initial MF, which ensures high shielding factor. Note that the STC of the resulting MF, left after the operation of only single first SC, practically parallel with the STC generated by the MF using only single second SC.

In Figure 5 are shown the STC of the initial MF generated by OPL, shielding MF generated by only single second SC and the resulting MF when only single second SC is used.

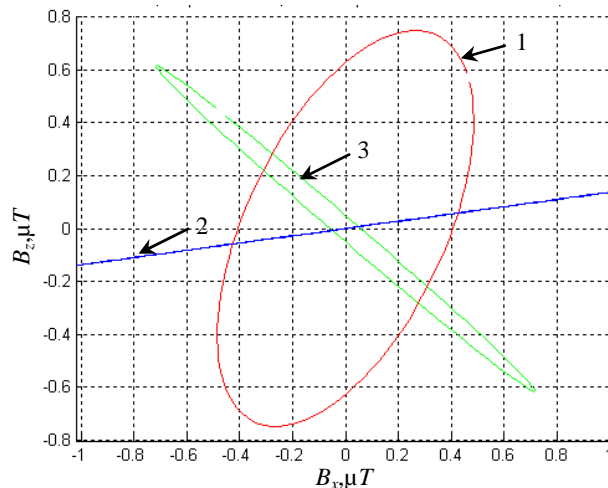


Fig. 5. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density without and with system of active shielding with only single second shielding coil and only single second shielding coil

As can be seen from Fig. 4 and Fig. 5, STC of MF generated separately by only single first SC, or only single second SC are straight lines. However, STC of the resulting MF, which left after the operation of only single first (or second) SC, practically parallel with the MF STC of MF, generated by using only single second (or first) SC. It is the STC arrangement that provides ensures high shielding factor, when both SC work simultaneously.

Notice, that the initial magnetic flux density level ranges from 0.75 μT to 0.35 μT in all shielding space, as can be seen from Fig. 2. When SAS is on, the magnetic flux density level does not exceed 0.12 μT in all shielding space, as can be seen from Fig. 2.

However, when SAS is on and with only single first SC is used, the magnetic flux density level ranges from 1.5 μT to 0.3 μT in all shielding space. Consequently, when SAS is on and with only single first SC is used initial magnetic flux density level more than double due to overcompensation.

However, when SAS is on and with only single second SC is used, the magnetic flux density level ranges from 2 μT to 0.4 μT in all shielding space. Consequently, when SAS is on and with only single second SC is used initial magnetic flux density level also more than 2.5 due to re compensation. However, when SAS is on and with both first SC and second SC is used, the magnetic flux density level does not exceed 0.12 μT in all shielding space. Consequently, when SAS is on and with both first SC and second SC is used shielding factor is 6.25.

Notice also, that initial magnetic flux density level overcompensation effect with only single first SC also follows from comparison between MF STC without and with SAS with only single first SC. Similarly initial

magnetic flux density level overcompensation effect with only single second SC also follows from comparison between MF STC without and with SAS with only single second SC.

Magnetic flux density level sanitary norms of Ukraine are $0.5 \mu\text{T}$. When the SAS is on, the magnetic flux density level in shielding space is reduced to $0.12 \mu\text{T}$ at 250 A OPL current. Consider the results of the SAS synthesis at 700 A OPL current. In Fig. 6 are shown location of OPL and shielding space in which MF must mitigated to the sanitary norms level and location of both SC. SC upper parts are coordinates (2, 4) and (6, 3.1031). The SC lower parts are coordinates (6.6897, 1.5394) and (2, 0).

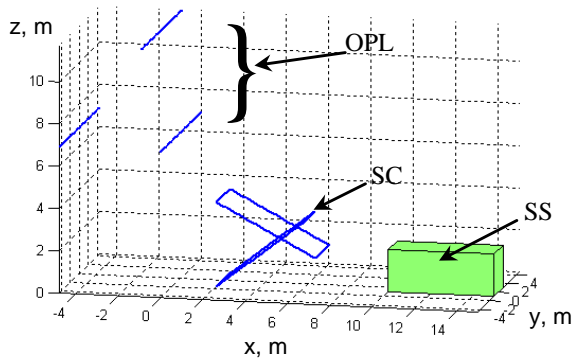


Fig. 6. The location of 110 kV overhead power line with phase conductors triangular arrangements, both shielding coils and shielding space

At 750 A OPL current, its necessary 158.9729 and -178.5417 AT in SC. Phase Current Shifts are 0.6934 rad and 1.5959 rad. In Figure 7 are shown comparison of magnetic flux density between with and without SAS. The initial magnetic flux density level in shielding space is $2.25 \mu\text{T}$. When the SAS is on, the magnetic flux density level in shielding space is reduced to $0.55 \mu\text{T}$. Therefore, the shielding factor is 4.1.

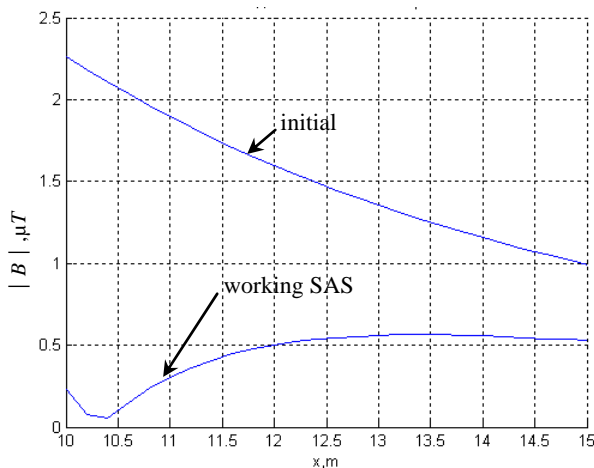


Fig. 7. Comparison of magnetic flux density between with and without system of active shielding

In Figure 8 are shown the MF STC, generated by OPL (1); both SC (2) and total MF with SAS is on (3).

The STC of initial MF generated by OPL with phase conductors triangular arrangements close to the circle. STC of MF generated by both SC is also close to the

circle of the STC of initial MF, which ensures high shielding factor.

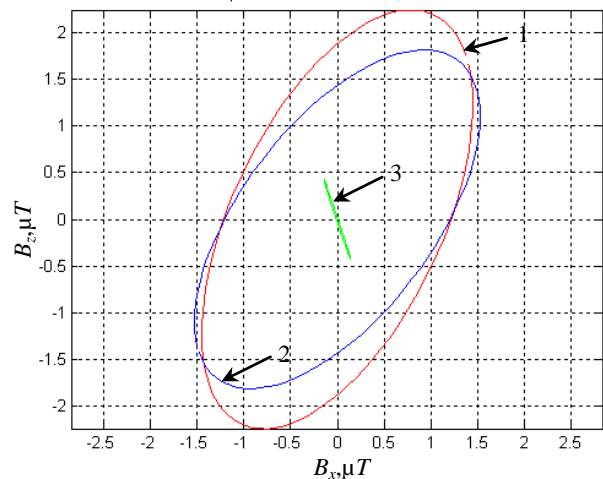


Fig. 8. Comparison of space-time characteristics of magnetic flux density between with and without system of active shielding and both shielding coils

The STC of the resulting MF generated by OPL and only single SC is an ellipse, which will be shielded by another SC. In Figure 9 are shown the STC of the initial MF generated by OPL, shielding MF generated by only single first SC and the resulting MF when only single first SC is used. The STC of the resulting MF is a strongly elongated ellipse, the semi-major axis of which is almost two times larger than the STC of the initial MF, and therefore, due to only single first SC work, initial MF is almost twice re compensated. However, then after second SC switching resulting MF STC becomes significantly less than the STC of initial MF, which ensures high shielding factor. Note that the STC of the resulting MF, left after the operation of only single first SC, practically parallel with the STC generated by the MF using only single second SC.

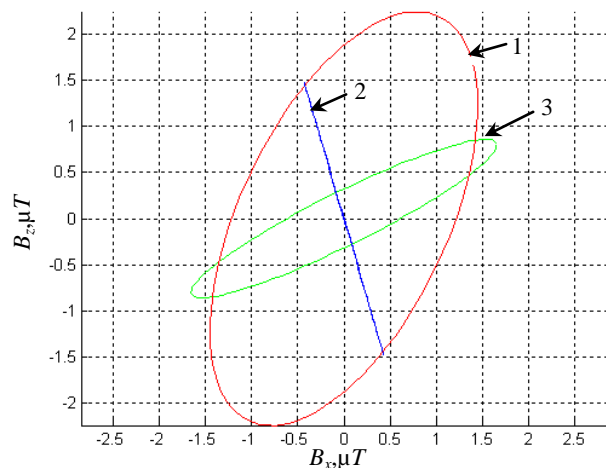


Fig. 9. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density without and with system of active shielding with only single first shielding coil and only single first shielding coil

In Figure 10 are shown the STC of the initial MF generated by OPL, shielding MF generated by only single second SC and the resulting MF when only single second SC is used.

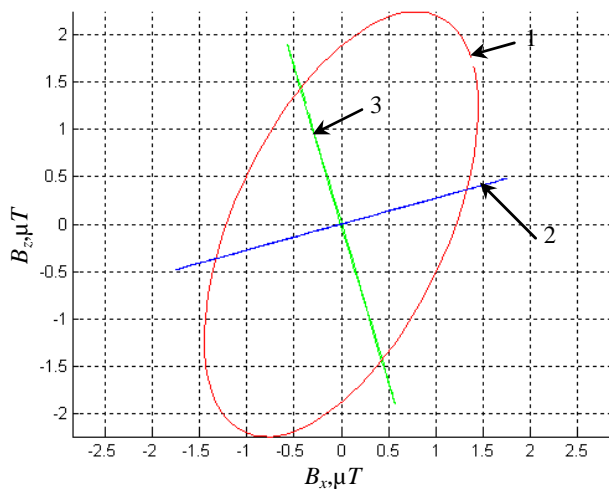


Fig. 10. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density without and with system of active shielding with only single second shielding coil and only single second shielding coil

The initial magnetic flux density level ranges from 2.25 μT to 1 μT in all shielding space, as can be seen from Fig. 7. However, when SAS is on and with only single first SC is used, the magnetic flux density level ranges from 2 μT to 0.8 μT in all shielding space. When SAS is on and with only single second SC is used, the magnetic flux density level ranges from 3.5 μT to 1.2 μT in all shielding space. Consequently, when SAS is on and with only single second SC is used initial magnetic flux density level also more than 1.5 due to recompensation. However, when SAS is on and with both first SC and second SC is used, the magnetic flux density level does not exceed 0.55 μT in all shielding space. Consequently, when SAS is on and with both first SC and second SC is used shielding factor is 4.1.

At 750 A OPL current when the SAS is on the magnetic flux density level in shielding space is reduced to 0.55 μT , which exceeds the magnetic flux density level sanitary norms of Ukraine is 0.5 μT . So consider the results of the SAS synthesis at 625 A OPL current. In Fig. 11 are shown location of OPL and shielding space in which MF must mitigated to the sanitary norms level and location of both SC. SC upper parts are coordinates (8.544, 2.6895) and (3.069, 2.8128). SC lower parts are coordinates (4.8693, 0.1461) and (8.4686, 0.2538). At 750 A OPL current, its necessary 77.5265 and -73.1804 AT in SC. Phase current shifts are 1.1091 rad and 0.8583 rad.

In Figure 12 are shown comparison of magnetic flux density between with and without SAS. The initial magnetic flux density level in shielding space is 1.9 μT . When the SAS is on, the magnetic flux density level in shielding space is reduced to 0.4 μT . Therefore, the shielding factor is 4.75.

In Figure 13 are shown the MF STC, generated by OPL (1); both SC (2) and total MF with SAS is on (3).

The STC of initial MF generated by OPL with phase conductors triangular arrangements close to the circle. STC of MF generated by both SC is also close to the circle of the STC of initial MF, which ensures high shielding factor.

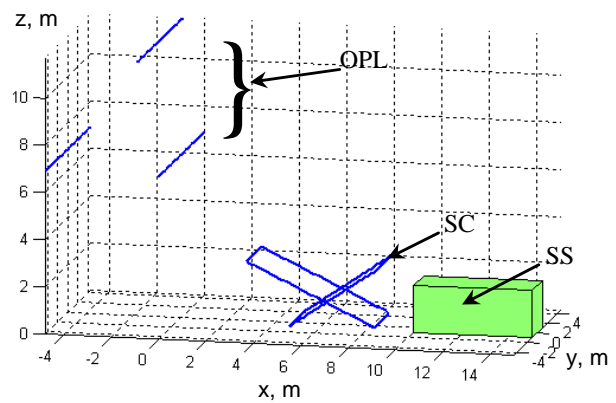


Fig. 11. The location of 110 kV overhead power line with phase conductors triangular arrangements, both shielding coils and shielding space

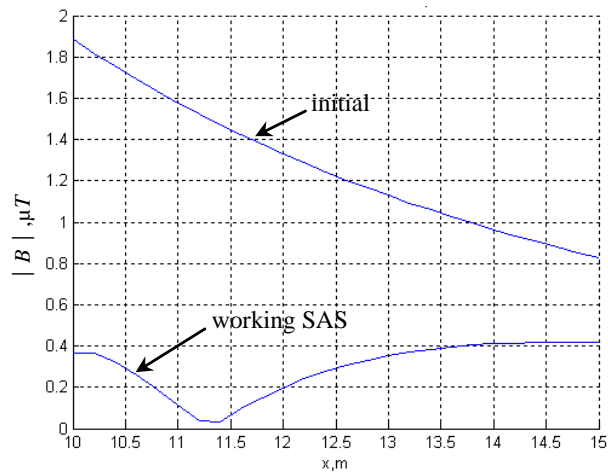


Fig. 12. Comparison of magnetic flux density between with and without system of active shielding

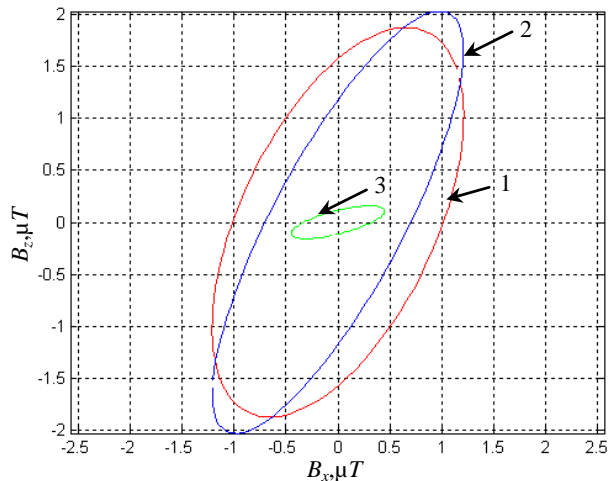


Fig. 13. Comparison of space-time characteristics of magnetic flux density between with and without system of active shielding and both shielding coils

The STC of the resulting MF generated by OPL and only single SC is an ellipse, which will be shielded by another SC. In Figure 14 are shown the STC of the initial MF generated by OPL, shielding MF generated by only single first SC and the resulting MF when only single first SC is used.

As can be seen from Fig. 14, the STC of the resulting MF is a strongly elongated ellipse, the semi-major axis of

which is almost two times larger than the STC of the initial MF, and therefore, due to only single first SC work, initial MF is almost twice re compensated. However, then after second SC switching resulting MF STC becomes significantly less than the STC of initial MF, which ensures high shielding factor. Note that the STC of the resulting MF, left after the operation of only single first SC, practically parallel with the STC generated by the MF using only single second SC.

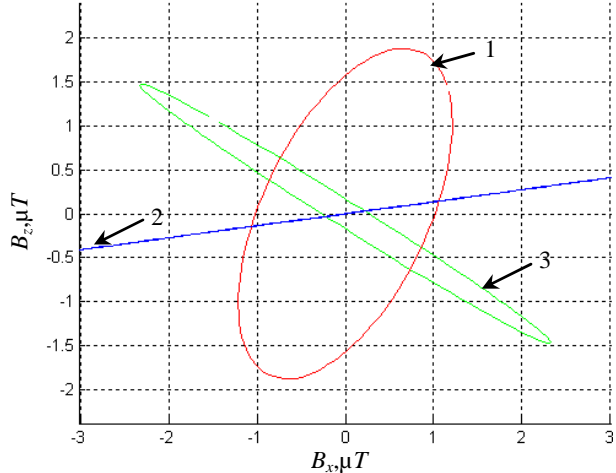


Fig. 14. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density without and with system of active shielding with only single first shielding coil and only single first shielding coil

In Figure 15 are shown the STC of the initial MF generated by OPL, shielding MF generated by only single second SC and the resulting MF when only single second SC is used.

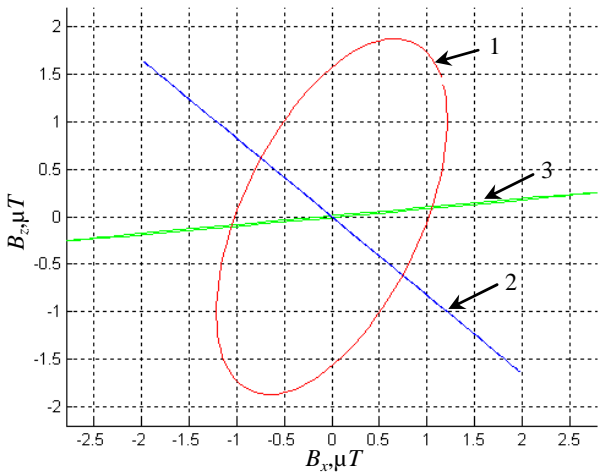


Fig. 15. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density without and with system of active shielding with only single second shielding coil and only single second shielding coil

At 625 A OPL current the initial magnetic flux density level ranges from 2 μT to 0.9 μT in all shielding space, as can be seen from Fig. 2. However, when SAS is on and with only single first SC is used, the magnetic flux density level ranges from 4 μT to 0.7 μT in all shielding space. Consequently, when SAS is on and with only single first SC is used initial magnetic flux density level more than double due to overcompensation.

However, when SAS is on and with only single second SC is used, the magnetic flux density level ranges from 5 μT to 1 μT in all shielding space. Consequently, when SAS is on and with only single second SC is used initial magnetic flux density level also more than double due to recompensation. However, when SAS is on and with both first SC and second SC is used, the magnetic flux density level does not exceed 0.4 μT in all shielding space. Consequently, when SAS is on and with both first SC and second SC is used shielding factor is 4.75.

The initial magnetic flux density level overcompensation effect with only single first SC also follows from comparison between MF STC without and with SAS with only single first SC, which Fig. 14 shows. Similarly initial magnetic flux density level overcompensation effect with only single second SC also follows from comparison between MF STC without and with SAS with only single second SC, which in Fig. 15 are shown.

To realize the SAS according to the first option of SC spatial arrangement which is shown in Fig. 1, even at a of 250 A OPL current, its necessary 86.2448 and 86.2768 AT in SC. Wherein SC upper parts are coordinates (3.0416, 3.4965) and (7.1943, 3.6818). SC lower parts are coordinates (6.3707, 0.6637) and (2.8478, 2.4522). To reduce the number of amperes in the SC, we bring the SC to the shielding space. Consider the results of the SAS synthesis at 250 A OPL current. In Fig. 16 are shown location of OPL and shielding space in which MF must mitigated to the sanitary norms level and location of both SC. The SC upper parts are coordinates (6.0278, 2.9014) and (7.9925, 3.1824). SC lower parts are coordinates (8.0261, 1.0391) and (5.9751, 0.1319).

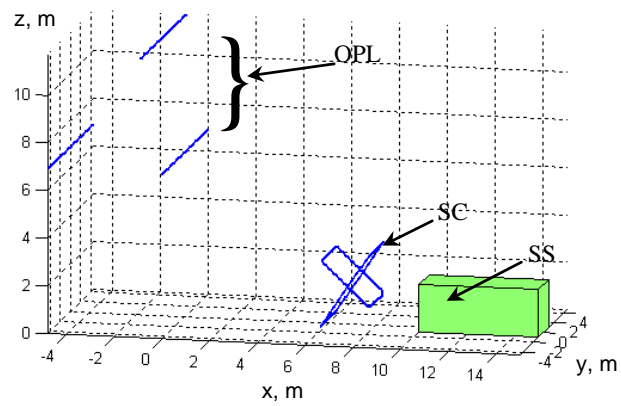


Fig. 16. The location of 110 kV overhead power line with phase conductors triangular arrangements, both shielding coils and shielding space

In this SAS at 250 A OPL current, its necessary 28.7127 and -25.6121 AT in SC. Phase current shifts are 1.0056 rad and 1.6681 rad. In Figure 17 are shown comparison of magnetic flux density between with and without SAS. The initial magnetic flux density level in shielding space is 0.75 μT. When the SAS is on, the magnetic flux density level in shielding space is reduced to 0.26 μT. Therefore, the shielding factor is 2.88.

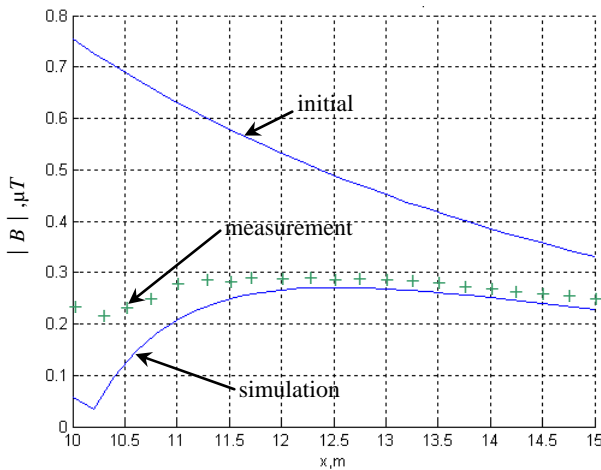


Fig. 17. Comparison of magnetic flux density between measurements and simulations with and without system of active shielding

In Figure 18 are shown the STC of MF, generated by OPL (1); both SC (2) and total MF with SAS is on (3).

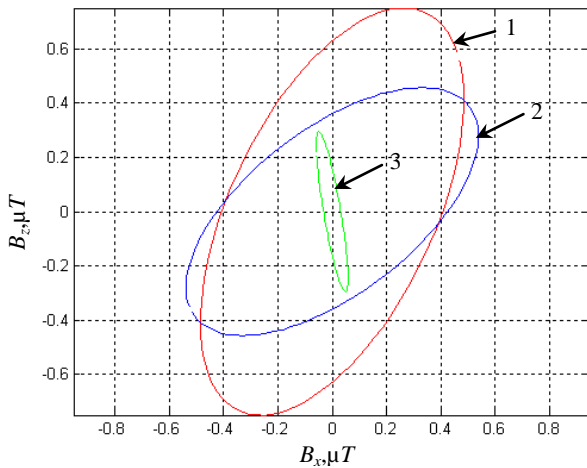


Fig. 18. Comparison of space-time characteristics of magnetic flux density between with and without system of active shielding and both shielding coils

The STC of initial MF generated by OPL with phase conductors triangular arrangements close to the circle. STC of MF generated by both SC is also close to the circle of the STC of initial MF, which ensures high shielding factor.

The STC of the resulting MF generated by OPL and only single SC is an ellipse, which will be shielded by another SC. In Figure 19 are shown the STC of the initial MF generated by OPL, shielding MF generated by only single first SC and the resulting MF when only single first SC is used.

As can be seen from Fig. 19, the STC of the resulting MF is a strongly elongated ellipse, the semi-major axis of which is almost 1.5 times larger than the STC of the initial MF, and therefore, due to only single first SC work, initial MF is almost twice re compensated. However, then after second SC switching resulting MF STC becomes significantly less than the STC of initial MF, which ensures high shielding factor. Note that the STC of the resulting MF, left after the operation of only single first SC, practically parallel with the STC generated by the MF using only single second SC.

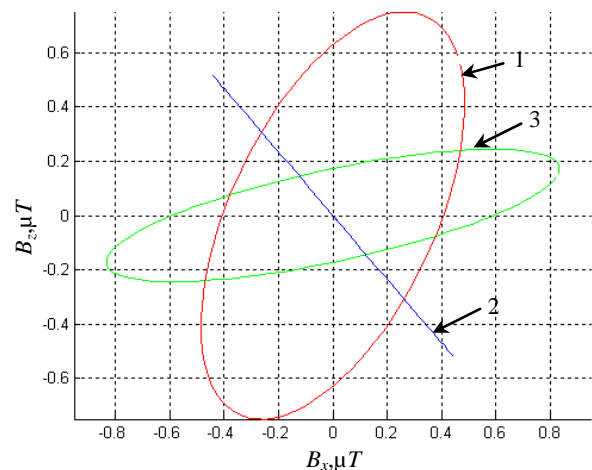


Fig. 19. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density without and with system of active shielding with only single first shielding coil and only single first shielding coil

In Figure 20 are shown the STC of the initial MF generated by OPL, shielding MF generated by only single second SC and the resulting MF when only single second SC is used.

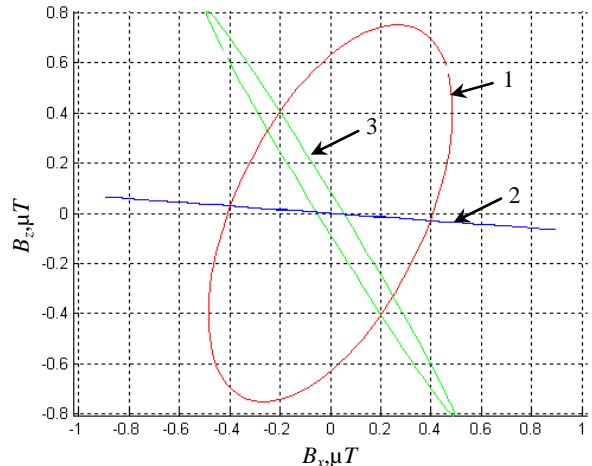


Fig. 20. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density without and with system of active shielding with only single second shielding coil and only single second shielding coil

At 250 A OPL current the initial magnetic flux density level ranges from 0.75 μT to 0.33 μT in all shielding space, as can be seen from Fig. 17. However, when SAS is on and with only single first SC is used, the magnetic flux density level ranges from 1.5 μT to 0.3 μT in all shielding space. Consequently, when SAS is on and with only single first SC is used initial magnetic flux density level more than double due to overcompensation. When SAS is on and with only single second SC is used, the magnetic flux density level ranges from 1.5 μT to 0.35 μT in all shielding space. Consequently, when SAS is on and with only single second SC is used initial magnetic flux density level also more than double due to recompensation. However, when SAS is on and with both first SC and second SC is used, the magnetic flux density level does not exceed 0.26 μT in all shielding space. Consequently, when SAS is on and with both first SC and second SC is used shielding factor is 2.88.

Note that with the first variant of the location of the SC shown in Fig. 1 and Fig. 2, magnetic flux density value of the initial MP decreases from 0.75 μT to 0.12 μT and, therefore, the shielding factor is 6.25. However, in this case, it is necessary to use 86.2448 AT and 86.2768 AT in a SC. Such a large value of the amperes turns in SC are due to the fact that in this variant the both SC are located closer to the transmission line, but with the variant of the location of the SC shown in Fig. 16 and Fig. 17, at the same 250 A OPL current, the initial magnetic flux density level are reduced from 0.75 μT to 0.26 μT and, therefore, the screening factor is 2.88. However, in this case, it is necessary to use 28.7127 AT and 25.6121 AT in a SC. Such a small value of the amperes turns in SC is because in this variant the both SC are located far from OPL.

Experimental research. Consider the field experimental research of the SAS model. SC upper parts of SC located at heights of 2.9 m and 3.2 m from the ground, and the SC lower parts located at heights of 1 m and 0.1 m from the ground. Both SC contains 20 winds and are powered by 1.4 A and 1.25 A current from amplifier type TDA7294. In Figure 17 are shown comparison of magnetic flux density between measurements (cross) and simulations (solid) with and without SAS. The experimental SAS shielding factor is also more than 2 units. A magnetic flux density difference between measurements and simulations in the shielding zone does not exceed 20 %.

Conclusions.

1. For the first time the synthesis, computer modeling and field experimental research of the effectiveness of system of active shielding of magnetic field with circular space-time characteristic, generated by overhead power lines with triangular conductor's arrangement, and with different shielding coils spatial positions are given.

2. The synthesis of two degree of freedom robust two-circuit system of active shielding is based on multi-criteria stochastic game decision, which is calculated by multiswarm stochastic multi-agent optimization from Pareto-optimal solutions. Multi-criteria game vector payoff is calculated based on the Maxwell equations solution. The spatial arrangement and currents in two shielding coils, the regulator parameters and resulting magnetic flux density value in the shielding space are determined by the system synthesis.

3. It was found, that depending on the shielding coils spatial positions, the shielding factor level varies in the range from 6.25 to 2.88. The closer the shielding coils are located to overhead power lines, the shielding factor level higher. However, the closer the shielding coils are located to overhead power lines, it is necessary the amperes of turns greater in shielding coils by shield the initial magnetic field in the shielding space. Naturally, with the same shielding coils arrangement when the overhead power line current changes, the shielding coils current changes in proportion to the line current.

4. It is shown, that when only single first shielding coil or only single second shielding coil is working separately, the initial magnetic flux density level may increase 2-3 times due to overcompensation by initial

magnetic field. Moreover, the space-time characteristic of magnetic field, generated separately by only single first shielding coil or only single second shielding coils are straight lines. However the space-time characteristic of the resulting magnetic field, which left after the work of only single first (or second) shielding coil, practically parallel with the space-time characteristic of magnetic field generated by using only single second (or first) shielding coil. It is the space-time characteristic arrangement that provides ensures high shielding factor, when both shielding coils work simultaneously.

5. Based on field experimental research of two degree of freedom robust two-circuits system of active shielding of magnetic field with circular space-time characteristic, generated by overhead power lines with «triangle» type of phase conductor's arrangements, and with different shielding coils spatial positions are shown that experimental and calculated magnetic flux density values in the shielding space spread does not exceed 20 %.

REFERENCES

1. Rozov V., Grinchenko V. Simulation and analysis of power frequency electromagnetic field in buildings closed to overhead lines. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Kyiv, Ukraine, pp. 500-503. doi: 10.1109/UKRCON.2017.8100538.
2. Rozov V.Yu., Grinchenko V.S., Yerisov A.V., Dobrodeyev P.N. Efficient shielding of three-phase cable line magnetic field by passive loop under limited thermal effect on power cables. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no.6, pp. 50-54. doi: 10.20998/2074-272X.2019.6.07.
3. Active Magnetic Shielding (Field Cancellation). Available at: <http://www.emfservices.com/afcs.html> (accessed 12 September 2019).
4. Rozov V.Yu., Reutsky S.Yu., Pelevin D.Ye., Pyliugina O.Yu. The magnetic field of transmission lines and the methods of its mitigation to a safe level. *Technical Electrodynamics*, 2013, no. 2, pp. 3-9. (Rus).
5. Rozov V.Yu., Reutsky S.Yu., Pyliugina O.Yu. The method of calculation of the magnetic field of three-phase power lines. *Technical electrodynamics*, 2014, no.5, pp. 11-13. (Rus).
6. Salceanu A., Paulet M., Alistar B.D., Asimnicesei O. Upon the contribution of image currents on the magnetic fields generated by overhead power lines. *2019 International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN)*. 2019. doi: 10.1109/sielmen.2019.8905880.
7. Bravo-Rodríguez J., Del-Pino-López J., Cruz-Romero P. A Survey on Optimization Techniques Applied to Magnetic Field Mitigation in Power Systems. *Energies*, 2019, vol.12, no.7, p. 1332. doi: 10.3390/en12071332.
8. Canova A., Giaccone L., Cirimele V. Active and passive shield for aerial power lines. *25th International Conference on Electricity Distribution Madrid*, 3-6 June 2019. Paper no. 1096, pp. 1-5.
9. Chorna O., Chornyi O., Tytiuk V. Identification of changes in the parameters of induction motors during monitoring by measuring the induction of a magnetic field on the stator surface. *2019 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*. Kremenchuk, 2019. doi: 10.1109/MEES.2019.8896554.
10. Chystiakov P., Chornyi O., Zhautikov B., Sivyakova G. Remote control of electromechanical systems based on computer simulators. *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*. Nov. 2017. doi: 10.1109/mees.2017.8248934.

11. Shenkman A., Sonkin N., Kamensky V. Active protection from electromagnetic field hazards of a high voltage power line. *HAI Journal of Science and Engineering. Series B: Applied Sciences and Engineering*, Vol. 2, Issues 1-2, pp. 254-265.
12. Korol S., Buryan S., Pushkar M., Ostroverkhov M. Investigation the maximal values of flux and stator current of autonomous induction generator. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, May 2017. doi: **10.1109/ukrcon.2017.8100302**.
13. Ostroverkhov M., Buryk M. Control of permanent magnet synchronous motor under conditions of parametric uncertainty. *2019 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Sep. 2019. doi: **10.1109/mees.2019.8896635**.
14. Ostroverkhov M., Pyzhov V., Korol S. Control of the electric drive under conditions of parametric uncertainty and coordinates' interrelation. *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Nov 2017. doi: **10.1109/mees.2017.8248953**.
15. Panchenko V.V., Maslii A.S., Pomazan D.P., Buriakovskiy S.G. Determination of pulsation factors of the system of suppression of interfering harmonics of a semiconductor converter. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.4, pp. 24-28. doi: **10.20998/2074-272X.2018.4.04**.
16. Buriakovskiy S.G., Maslii A.S., Panchenko V.V., Pomazan D.P., Denis I.V. The research of the operation modes of the diesel locomotive CHME3 on the imitation model. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.2, pp. 59-62. doi: **10.20998/2074-272X.2018.2.10**.
17. Buriakovskiy S., Maslii A., Maslii A. Determining parameters of electric drive of a sleeper-type turnout based on electromagnet and linear inductor electric motor. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2016, vol.4, no.1(82), pp. 32-41. (Rus). doi: **10.15587/1729-4061.2016.75860**.
18. Shchur I., Klymko V. Comparison of different types of electromechanical systems for creating of counter-rotating VAWT. *2017 IEEE First Ukraine Conf. on Electrical and Computer Engineering (UKRCON-2017)*, pp. 373-378. doi: **10.1109/ukrcon.2017.8100513**.
19. Shchur I. Impact of nonsinusoidalness on efficiency of alternative electricity generation systems. *2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, Lagow, 2010, pp. 218-223. doi: **10.1109/isncc.2010.5524483**.
20. Zagirnyak M., Bisikalo O., Chorna O., Chorny O. A model of the assessment of an induction motor condition and operation life, based on the measurement of the external magnetic field. *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. 2018. pp. 316-321. doi: **10.1109/ieps.2018.8559564**.
21. Zagirnyak M., Chorny O., Nykyforov V., Sakun O., Panchenko K. Experimental research of electromechanical and biological systems compatibility. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2016, vol.1, no.1, pp. 130-133. doi: **10.15199/48.2016.01.31**.
22. Zagirnyak M., Serhienko S., Chorny O. Innovative technologies in laboratory workshop for students of technical specialties. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, May 2017. doi: **10.1109/ukrcon.2017.8100446**.
23. Sushchenko O.A., Tunik A.A. Robust optimization of the inertially stabilized platforms. *2012 2nd International Conference «Methods and Systems of Navigation and Motion Control» (MSNMC)*, Kiev, 2012, pp. 101-105. doi: **10.1109/msnmc.2012.6475102**.
24. Sushchenko O.A. Robust control of angular motion of platform with payload based on H_∞ -synthesis. *Journal of Automation and Information Sciences*, 2016, vol. 48, no. 12, pp. 13-26. doi: **10.1615/jautomatinfscien.v48.i12.20**.
25. Sushchenko O.A. Robust control of platforms with instrumentation. *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 518-521. doi: **10.1109/ukrcon.2019.8879969**.
26. Zhiteckii L.S., Azarskov V.N., Solovchuk K.Y., Sushchenko O.A. Discrete-time robust steady-state control of nonlinear multivariable systems: a unified approach. *IFAC Proceedings Volumes*, 2014, vol. 47, no. 3, pp. 8140-8145. doi: **10.3182/20140824-6-za-1003.01985**.
27. Zhiteckii L.S., Solovchuk K.Y. Robust adaptive pseudoinverse model-based control of an uncertain SIMO memoryless system with bounded disturbances. *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 621-627. doi: **10.1109/ukrcon.2019.8879824**.
28. *Electrical installation regulations. 5th ed.* The Ministry of Energy and Coal Mining of Ukraine, 2014. 277 p. (Ukr).
29. Ren Z., Pham M.-T., Koh C.S. Robust Global Optimization of Electromagnetic Devices With Uncertain Design Parameters: Comparison of the Worst Case Optimization Methods and Multiobjective Optimization Approach Using Gradient Index. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2013, vol.49, no.2, pp. 851-859. doi: **10.1109/tmag.2012.2212713**.
30. Galchenko V.Y., Yakimov A.N. A turmitobionic method for the solution of magnetic defectometry problems in structural-parametric optimization formulation. *Russian Journal of Nondestructive Testing*, 2014, vol.50, no.2, pp. 59-71. doi: **10.1134/s106183091402003x**.
31. Gal'chenko V.Y., Yakimov A.N., Ostapushchenko D.L. Pareto-optimal parametric synthesis of axisymmetric magnetic systems with allowance for nonlinear properties of the ferromagnet. *Technical Physics*, 2012, vol.57, no.7, pp. 893-899. doi: **10.1134/s1063784212070110**.
32. Ummels M. *Stochastic Multiplayer Games Theory and Algorithms*. Amsterdam University Press, 2010. 174 p.

Received 23.12.2019

B.I. Kuznetsov¹, Doctor of Technical Science, Professor,
 T.B. Nikitina², Doctor of Technical Science, Professor,
 I.V. Bovdui¹, Candidate of Technical Science,
¹ State Institution «Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS of Ukraine»,
 19, Industrialna Str., Kharkiv, 61106, Ukraine,
 phone +380 50 5766900,
 e-mail: kuznetsov.boris.i@gmail.com

² Kharkov National Automobile and Highway University,
 25, Yaroslava Mudroho Str., Kharkov, 61002, Ukraine,
 e-mail: tatjana55555@gmail.com

В.Ю. Розов, Е.Д. Кундиус, Д.Е. Пелевин

АКТИВНОЕ ЭКРАНИРОВАНИЕ ВНЕШНЕГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ПОДСТАНЦИЙ, ВСТРОЕННЫХ В ЖИЛЫЕ ДОМА

Показано, что основной задачей синтеза систем активного экранирования (САЭ) является оптимизация параметров и локализация их компенсационных обмоток (КО) при обеспечении высокой эффективности экранирования магнитного поля (МП) трансформаторной подстанции (ТП). Ее решение выполнено на основе предложенной тривимірної комп'ютерної моделі з використанням алгоритмів оптимізації мультироєм частинок з множини Парето-оптимальних рішень і урахуванням бінарних відносин переваги, що дозволило обґрунтувати можливість зменшення до рівня санітарних норм індукції МП в житлових приміщеннях, розташованих поруч з ТП 6/0,4 кВ потужністю до 2×400 кВА, за допомогою найпростіших САЭ. Синтезована САЭ має дві плоскі КО площею до 10 м² при кількості ампер-витків не більше 30, що встановлюються поблизу стелі (стіні) приміщення ТП, і при енергоспоживанні не більше 0,1 кВт реалізує ефективність екранирования САЭ не менше 6 одиниць, що дозволяє зменшити індукцію магнітного поля в розташованому зверху або збоку від ТП житловому приміщенні площею до 40 м² до рівня 0,5 мкТл. Бібл. 16, табл. 2, рис. 8.

Ключові слова: міська трансформаторна підстанція, житлове приміщення, активне екранивання магнітного поля.

Показано, что основной задачей синтеза систем активного экранирования (САЭ) является оптимизация параметров и локализации их компенсационных обмоток (КО) при обеспечении высокой эффективности экранирования магнитного поля (МП) трансформаторной подстанции (ТП). Ее решение выполнено на основе предложенной трехмерной компьютерной модели с использованием алгоритмов оптимизации мультироєм частиц из множества Парето-оптимальных решений с учетом бинарных отношений предпочтения, что позволило обосновать возможность уменьшения до уровня санитарных норм индукции МП в жилых помещениях, расположенных рядом с ТП 6/0,4 кВ мощностью до 2×400 кВА, с помощью простейших САЭ. Синтезированная САЭ имеет две устанавливаемые вблизи потолка (стен) помещения ТП плоские КО площадью до 10 м² при количестве ампер-витков не более 30, и при энергопотреблении не более 0,1 кВт реализует эффективность экранирования САЭ не менее 6 единиц, что позволяет уменьшить индукцию магнитного поля в расположенном сверху либо сбоку от ТП жилом помещении площадью до 40 м² до уровня 0,5 мкТл. Библ. 16, табл. 2, рис. 8.

Ключевые слова: городская трансформаторная подстанция, жилое помещение, активное экранирование магнитного поля.

Введение. Проблеме защиты жилой среды от воздействия магнитного поля (МП) объектов электроэнергетики уделяется большое внимание во всем мире, так как МП промышленной частоты (50-60 Гц) опасно для здоровья людей даже при его слабом, но длительном воздействии [1, 2]. Основными источниками МП в жилой среде, являются расположенные в жилых зонах воздушные и кабельные линии электропередачи (ЛЭП), а также городские трансформаторные подстанции (ТП) [3].

Городские ТП располагаются в отдельных зданиях или встраиваются в жилые дома [3]. Наиболее остро проблема уменьшения внешнего МП ТП стоит в жилых домах со встроенными ТП [2-4], когда расстояния между ТП и жилыми помещениями уменьшаются до нескольких метров. Такие дома (рис. 1) достаточно широко распространены в Украине и других странах.

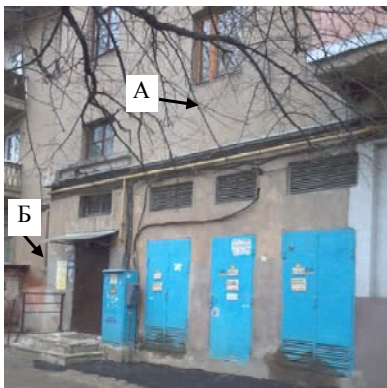


Рис. 1. Типовой жилой дом в г. Харькове со встроенной ТП

Кроме того, встроенные ТП начали широко использоваться в мире в современных сверхвысотных жилых домах для индивидуального высоковольтного электроснабжения секций из нескольких десятков этажей с целью уменьшения потерь электроэнергии [5, 6].

Проведенные авторами исследования [3] показывают, что внешнее МП типовых встроенных ТП мощностью 400 (800) кВА может превышать уровень санитарных норм в соседних с ТП жилых помещениях в 3-10 раз, что требует принятия мер по уменьшению их МП. При этом основным источником внешнего МП ТП являются их токопроводы, а МП рассеяния трансформаторов ТП на расстояниях более 2 м от ТП можно пренебречь [3].

Наиболее актуальна проблема уменьшения МП ТП в домах старой постройки со встроенными ТП (рис. 1), когда практическое использование методов уменьшения МП за счет совершенствования конструкции ТП [3] затруднено. В настоящее время наиболее распространённым на практике методом уменьшения МП в близлежащих с ТП помещениях является пассивное экранирование стен (потолков) помещений ТП электромагнитными (магнитоэлектрическими) экранами [7]. Однако этот метод экранирования для низкочастотного МП ТП отличается высокой металлоемкостью и стоимостью при невысокой эффективности.

Поэтому перспективным методом уменьшения МП ТП является активное экранирование (компенсация) МП [3, 8-14]. При этом мировая тенденция развития систем активного экранирования (САЭ)

© В.Ю. Розов, Е.Д. Кундиус, Д.Е. Пелевин

направлена на оптимизацию их конструкции по энергопотреблению и стоимости при условии обеспечения необходимой эффективности экранирования.

Однако в Украине развитию методов и средств активного экранирования МП ТП не уделяется должного внимания. Так, до настоящего времени не обоснована возможность и не определены пути создания недорогих бюджетных САЭ с эффективностью, достаточной для уменьшения МП ТП в близлежащих жилых помещениях до уровня санитарных норм.

Целью работы является анализ возможности уменьшения индукции магнитного поля в жилых помещениях, расположенных рядом с городскими трансформаторными подстанциями, до уровня санитарных норм с помощью простейших систем активного экранирования.

Под простейшей САЭ подразумеваем систему с минимальным количеством плоских компенсационных обмоток (КО), размещаемых вблизи поверхности стен (полов) помещений, имеющую ограниченную на уровне сотен ватт мощность потребления.

Метод активного экранирования. Метод активного экранирования потенциального МП ТП в объеме соседнего с ТП жилого помещения реализуется за счет формирования САЭ (рис. 2) компенсирующего МП такой пространственно-временной структуры, суперпозиция которого с исходным МП ТП уменьшает действующее значение индукции МП во всем защищаемом объеме жилого помещения, отстоящего от стен и пола на расстояние более 0,5 м, до уровня санитарных норм (0,5 мкТл) для населения [1, 2]. При этом компенсирующее МП, генерируемое КО, также должно быть потенциальным в объеме жилого помещения, что налагает определенные требования к конфигурации и координатам расположения КО при их синтезе.

САЭ (рис. 2) состоит из следующих основных элементов: компенсационных обмоток (КО); регулируемого источника питания (ИП) выполняющего функцию усилителя мощности, системы управления (СУ); датчиков (Д) тока либо МП. В общем случае САЭ может иметь различное количество КО, Д и реализовываться в замкнутой, либо разомкнутой структуре [11, 12].

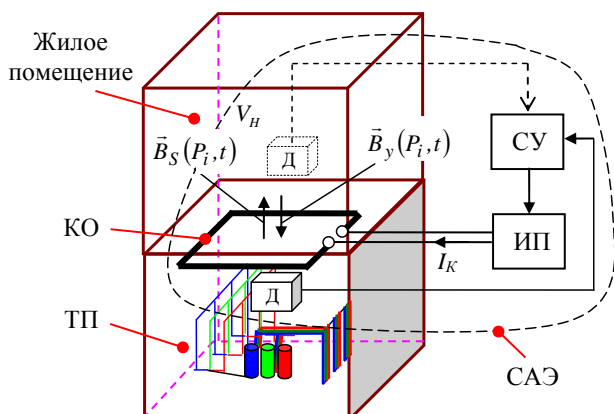


Рис. 2. Активное экранирование внешнего МП ТП

Для определения параметров САЭ (рис. 2) необходимо выполнить ее синтез. Исходными данными

для синтеза САЭ являются: пространственно-временная характеристика исходного МП городской ТП в защищаемом объеме (жилом помещении); взаимное пространственное расположение активных элементов ТП и жилого помещения; геометрия и количество трехфазных токопроводов ТП; нормативное значение уровня индукции МП, который должен быть достигнут в результате экранирования. При этом эффектом экранирования МП ТП стенами и межэтажными перекрытиями жилых домов пренебрегаем ввиду его малости [15, 16].

Реализацию активного экранирования МП ТП осуществляем на основе предложенного в [14] метода синтеза САЭ, созданного для экранирования МП высоковольтных ЛЭП с целью его уменьшения до безопасного для населения уровня в близлежащих жилых домах. Особенностью этого метода является решение задачи экранирования в двумерной постановке, что является допустимым для протяженных ЛЭП, имеющих практически нулевую компоненту индукции МП, направленную вдоль ЛЭП, что позволяет существенно упростить решение задачи синтеза такой САЭ [13, 14].

Более сложная по сравнению с ЛЭП конструкция токопроводов ТП, имеющих конечную длину [3], создает необходимость моделирования МП ТП в трехмерной постановке, что существенно усложняет синтез САЭ ТП. Еще одной особенностью решения задачи синтеза САЭ ТП является необходимость расположения их КО вне жилых помещений. С учетом этих особенностей синтез САЭ МП ТП осуществляем на основе разработанного и представленного ниже модифицированного метода.

Модифицированный метод синтеза САЭ ТП.

Математическая модель исходного внешнего МП ТП в зоне экранирования (жилом помещении), удаленном от ТП более чем на 2 метра [3], не содержащем ферромагнитных элементов и источников магнитного поля, может быть представлена как:

$$\vec{B}_S(P_i, t) = - \sum_{k=1}^K \sum_{\alpha=1}^3 \sum_{n=1}^N \nabla \left[\frac{\mu_0 (\vec{m}(t)_{lcn}, \vec{R}_{lci})}{4\pi R_{lci}^3} \right]; \quad (1)$$

$$\vec{m}(t)_{lcn} = I(t) \cdot \vec{S}_{lcn},$$

где N – количество микроконтуров в прямолинейном контуре токопровода ТП; k – количество прямолинейных контуров; \vec{S}_{lcn} – вектор площади микроконтура; \vec{n}_i – единичный вектор, нормальный к S_i ; \vec{R}_{lci} – радиус вектор от геометрического центра микроконтура в точку наблюдения P_i ; $I(t)$ – мгновенное значение тока микроконтура; α – номер фазы токопровода ТП ($\alpha = 1, \dots, 3$); μ_0 – магнитная постоянная. В соответствии с (1), МП ТП является потенциальным и спадает при удалении от источника.

Введем вектор искоемых параметров R , компонентами которого являются искомые геометрические параметры, координаты пространственного расположения КО САЭ и искомые параметры КО САЭ. Тогда индукция результирующего потенциального МП, генерируемого токопроводами ТП и САЭ определяется как

$$\bar{B}(R, P_i, t) = \bar{B}_S(P_i, t) + \bar{B}_y(R, P_i, t), \quad (2)$$

где $\bar{B}_y(R, P_i, t)$ – мгновенные значения индукции МП, генерируемого КО САЭ в точках P_i .

По аналогии с [14], определение вектора искомых параметров R сведем к решению задачи многокритериальной оптимизации векторного критерия

$$B(R) = [B(R, P_1), B(R, P_2) \dots B(R, P_m)]^T, \quad (3)$$

компонентами которого $\bar{B}(R, P_i)$ являются значения индукции результирующего МП в точках P_i .

Решение этой задачи многокритериальной оптимизации (3) будем осуществлять при компьютерном моделировании на основе алгоритмов оптимизации мультироем частиц из множества Парето-оптимальных решений с учетом бинарных отношений предпочтения [13, 14]. Моделирование осуществляем в программном пакете MATLAB.

Анализ эффективности активного экранирования МП ТП. Эффективность (фактор) экранирования МП САЭ в точке P_i в соответствии с [11] может быть определена соотношением

$$E_{P_i} = \frac{|\bar{B}_S(P_i)|}{|\bar{B}_S(P_i) + \bar{B}_y(P_i)|} = \frac{1}{\delta_{P_i}}, \quad (4)$$

где $\bar{B}_S(P_i)$, $\bar{B}_y(P_i)$ – действующие значения исходной и создаваемой САЭ индукций МП в точке P_i ; δ_{P_i} – относительная погрешность экранирования САЭ.

Так, при упомянутом выше превышении санитарных норм в 3-10 раз, необходимая эффективность экранирования составит 3 (10) единиц, а допустимая относительная погрешность компенсации индукции МП должна быть не меньше 0,33 (0,1) соответственно. При этом значение δ_{P_i} может быть определено как

$$\delta_{P_i} = \sqrt{\delta_{P_{im}}^2 + \delta_{P_{ir}}^2}, \quad (5)$$

где $\delta_{P_{im}}$ – относительная методическая погрешность САЭ, определяемая несоответствием пространственной структуры исходного МП и компенсирующего МП, генерируемого КО; $\delta_{P_{ir}}$ – относительная погрешность регулирования САЭ.

Анализ соотношения (5) показывает, что основной составляющей погрешности САЭ является методическая погрешность $\delta_{P_{im}}$, определяемая параметрами КО и ограниченная значением 0,1 при эффективности экранирования не более 10 единиц. В этом случае относительная погрешность $\delta_{P_{ir}}$ регулирования САЭ при использовании современных систем автоматического регулирования может быть легко уменьшена до значений 0,01-0,03, при которых она не будет оказывать существенного влияния на суммарную погрешность экранирования δ_{P_i} САЭ. Это позволяет на данном этапе свести синтез САЭ к синтезу ее КО. Поэтому алгоритм управления САЭ в данной статье не рассматривается и является предметом отдельных исследований.

Осуществим решение задачи синтеза КО САЭ и анализа эффективности экранирования МП ТП для типовой городской двухтрансформаторной подстан-

ции (2×400 кВА, 6/0,4 кВ), встроенной в жилой дом на первом этаже. Размеры помещения ТП соответствуют размерам соседних жилых помещений. Схема расположения токопроводов ТП показана на рис. 3, а их геометрия приведена в [3]. Подключение трехфазных токопроводов ТП выполнено с прямым порядком чередования фаз.

Компьютерное моделирование внешнего МП ТП проводилось в соответствии с (1) – (3). При этом рассматривалось два варианта расположения жилого помещения относительно ТП (рис. 1): вариант А – помещение расположено над ТП; вариант Б – помещение расположено рядом с ТП на одном этаже (сбоку от ТП).

Экранирование МП в помещении над ТП (вариант А). Выполним синтез КО САЭ, обеспечивающих необходимую эффективность экранирования МП в помещении, расположенном над ТП (рис. 3).

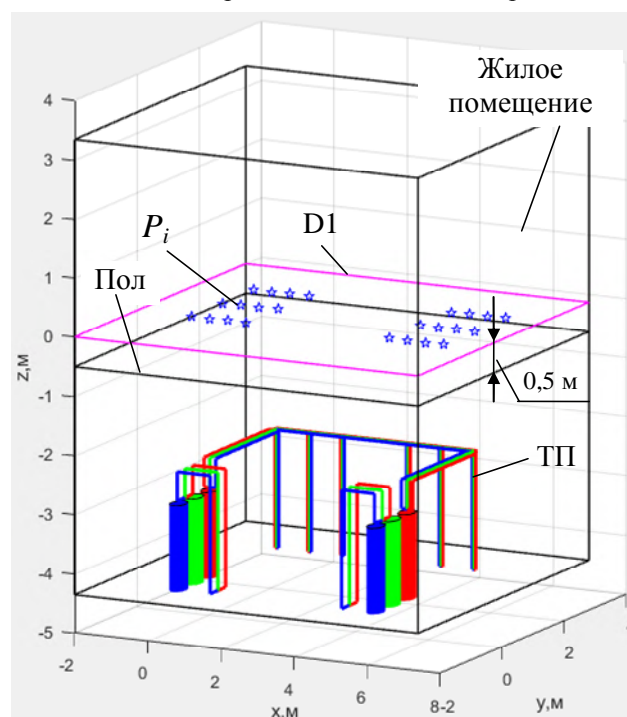
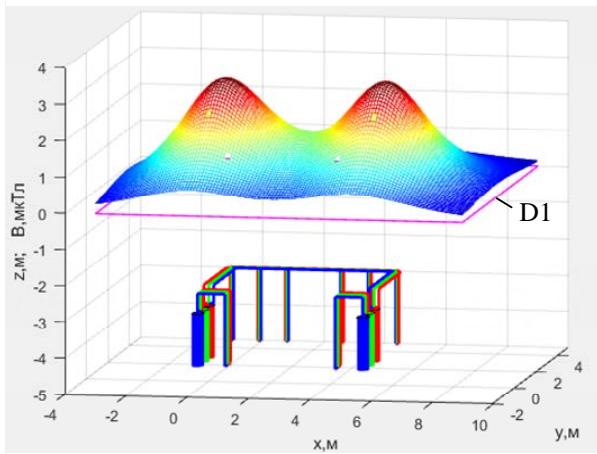


Рис. 3. Расположения помещения над ТП (вариант А)

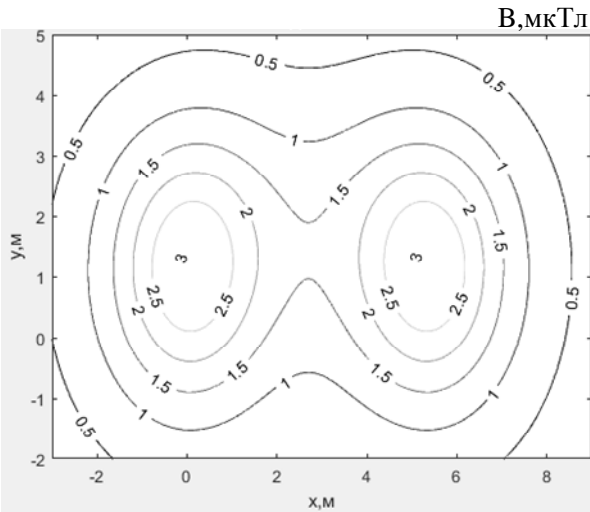
Для гарантированного уменьшения индукции потенциального МП до уровня санитарных норм во всем жилом помещении, достаточно обеспечить соответствующее уменьшение МП на контрольной плоскости D1, отстоящей от пола помещения (рис. 3) на расстояние 0,5 м, где МП нормируется [1, 2].

Расчетное значение индукции исходного МП ТП при номинальной мощности ТП представлено на рис. 4. При этом максимальное значение исходной индукции МП составляет 3 мкТл, что в 6 раз превышает уровень санитарных норм 0,5 мкТл [2].

На основе моделирования выполнен синтез КО САЭ (рис. 5), и определены их параметры в соответствии с табл. 1. КО расположены в помещении ТП, параллельно его потолку, на расстоянии 0,55 м от него, и позволяют реализовать необходимую эффективность экранирования, уменьшив исходное МП ТП (рис. 4) до уровня санитарных норм.

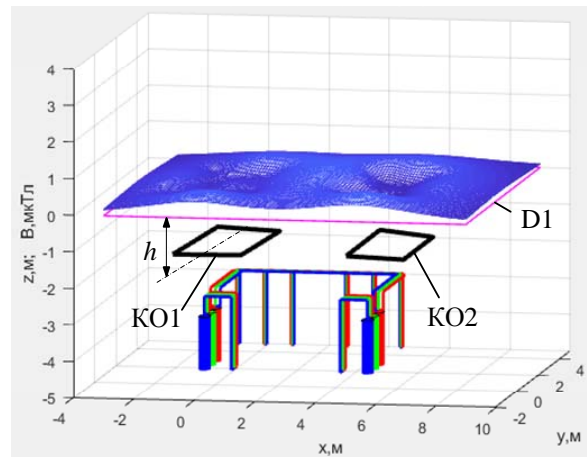


а

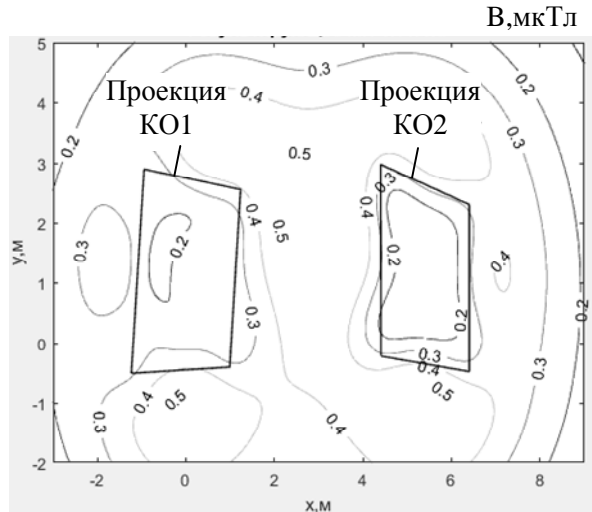


б

Рис. 4. Распределение исходной индукции МП в жилом помещении над ТП, вариант А:
(а) – в помещении; (б) – на контрольной плоскости D1



а



б

Рис. 5. Распределение результирующей индукции МП в жилом помещении над ТП при использовании САЭ, вариант А:
(а) – в помещении; (б) – на контрольной плоскости D1

Таблица 1
Параметры компенсационных обмоток САЭ (вариант А)

№ КО	Ампер-витки, мощность КО	Координаты КО
1	$IW1 = 24,5 \text{ A}$, $S = 36 \text{ ВА}$, $h = 1,35 \text{ м}$.	$x_{11} = -1,23 \text{ м}$, $y_{11} = -0,51 \text{ м}$, $z_{11} = -1,35 \text{ м}$, $x_{12} = -0,94 \text{ м}$, $y_{12} = 2,90 \text{ м}$, $z_{12} = -1,35 \text{ м}$, $x_{13} = 1,24 \text{ м}$, $y_{13} = 2,55 \text{ м}$, $z_{13} = -1,35 \text{ м}$, $x_{14} = 0,99 \text{ м}$, $y_{14} = -0,40 \text{ м}$, $z_{14} = -1,35 \text{ м}$.
2	$IW2 = 25,6 \text{ A}$, $S = 36 \text{ ВА}$, $h = 1,35 \text{ м}$.	$x_{21} = 4,41 \text{ м}$, $y_{21} = -0,22 \text{ м}$, $z_{21} = -1,35 \text{ м}$, $x_{22} = 4,40 \text{ м}$, $y_{22} = 2,98 \text{ м}$, $z_{22} = -1,35 \text{ м}$, $x_{23} = 6,40 \text{ м}$, $y_{23} = 2,30 \text{ м}$, $z_{23} = -1,35 \text{ м}$, $x_{24} = 6,40 \text{ м}$, $y_{24} = -0,48 \text{ м}$, $z_{24} = -1,35 \text{ м}$.

Как показывают результаты моделирования (рис. 5), при использовании синтезированной САЭ уровень индукции МП как на плоскости D1, так и во всем жилом помещении уменьшается до безопасного значения 0,5 мкТл. При этом синтезированная САЭ имеет минимальное количество КО, размещенных в помещении ТП и обеспечивает необходимую эффективность экранирования (не менее 6 единиц) при энергопотреблении не более 0,1 кВт.

Экранирование МП в помещении, расположенном рядом с ТП (вариант Б). Выполним синтез КО САЭ, обеспечивающих необходимую эффективность экранирования МП в помещении, расположенном рядом с ТП на одном этаже (рис. 6).

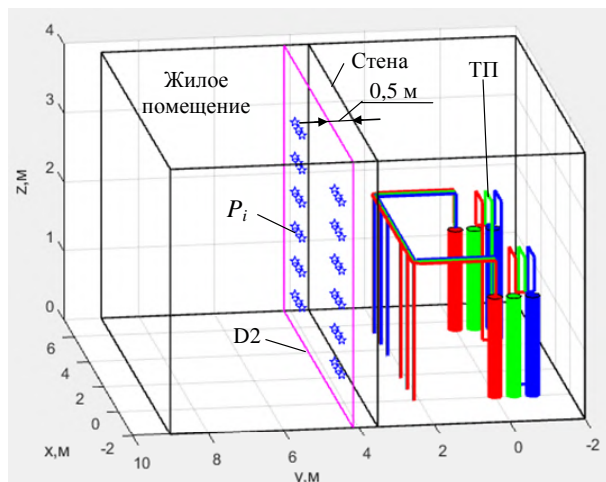


Рис. 6. Расположение помещения сбоку от ТП (вариант Б)

На рис. 7 представлено расчетное значение индукции исходного МП ТП, которое достигает 1,2 мкТл,

что в 2,4 раза превышает уровень санитарных норм 0,5 мкТл.

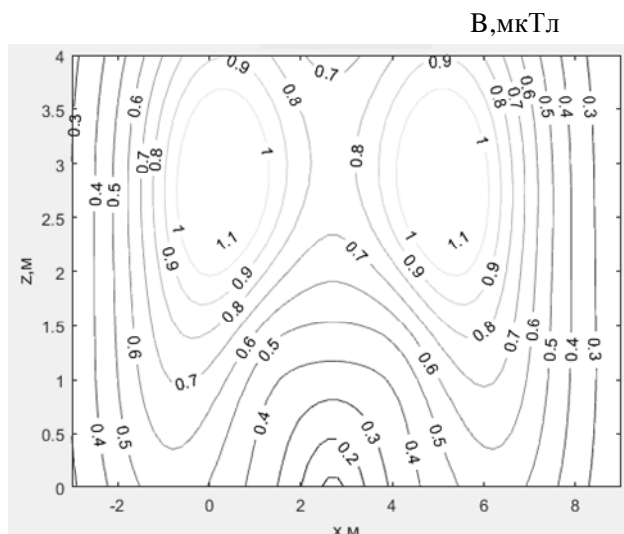


Рис. 7. Распределение исходной индукции МП в жилом помещении, расположенном сбоку от ТП, вариант Б, на плоскости D2, отстоящей на 0,5 м от стены помещения

На основе моделирования выполнен синтез КО САЭ (рис. 8), расположенных на расстоянии 0,35 м от плоскости стены помещения ТП, позволяющих реализовать необходимую эффективность экранирования и уменьшить индукцию исходного МП ТП (рис. 7) до уровня санитарных норм (0,5 мкТл) при использовании КО с параметрами в соответствии с табл. 2.

Таблица 2

Параметры компенсационных обмоток САЭ (вариант Б)

№ КО	Ампер-витки, мощность КО	Координаты КО
1	$IW1 = 9,45 \text{ A}$, $S = 10 \text{ BA}$, $h = 1,15 \text{ м}$.	$x11 = -1,42 \text{ м}$, $y11 = 3,0 \text{ м}$, $z11 = 2,50 \text{ м}$, $x12 = -2,0 \text{ м}$, $y12 = 3,0 \text{ м}$, $z12 = 3,70 \text{ м}$, $x13 = 2,0 \text{ м}$, $y13 = 3,0 \text{ м}$, $z13 = 3,70 \text{ м}$, $x14 = 2,0 \text{ м}$, $y14 = 3,0 \text{ м}$, $z14 = 1,28 \text{ м}$.
2	$IW2 = 9,44 \text{ A}$, $S = 10 \text{ BA}$, $h = 1,15 \text{ м}$.	$x21 = 3,47 \text{ м}$, $y21 = 3,0 \text{ м}$, $z21 = 1,11 \text{ м}$, $x22 = 3,74 \text{ м}$, $y22 = 3,0 \text{ м}$, $z22 = 3,70 \text{ м}$, $x23 = 7,40 \text{ м}$, $y23 = 3,0 \text{ м}$, $z23 = 3,70 \text{ м}$, $x24 = 6,56 \text{ м}$, $y24 = 3,0 \text{ м}$, $z24 = 2,40 \text{ м}$.

Схема расположения КО САЭ показана на рис. 8,а, а расчетное распределение результирующей индукции МП в жилом помещении сбоку от ТП при использовании САЭ (вариант Б) на контрольной плоскости D2 стены помещения представлено на рис. 8,б.

Как показывают результаты моделирования (рис. 8), при использовании синтезированной САЭ уровень индукции МП в объеме жилого помещения уменьшается до безопасного значения 0,5 мкТл. При этом синтезированная САЭ также имеет минимальное количество КО, размещенных вблизи плоскости стены помещения ТП, и обеспечивает необходимую эффективность экранирования (не менее 2,4 единицы) при энергопотреблении не более 0,03 кВт.

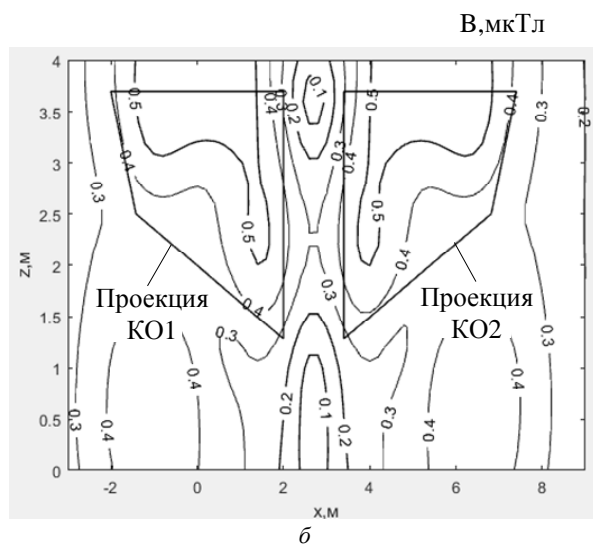
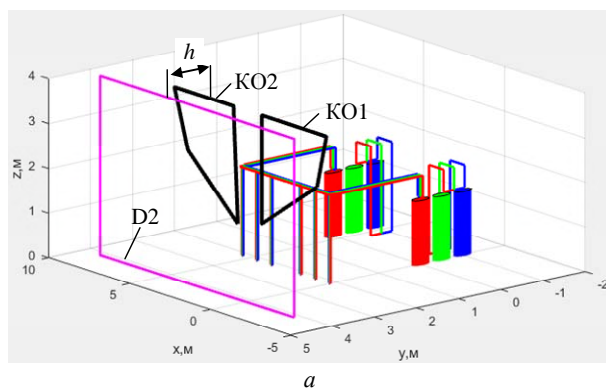


Рис. 8. Распределение результирующей индукции МП в жилом помещении сбоку от ТП при использовании САЭ, вариант Б: (а) – положение КО и ТП; (б) – МП на контрольной плоскости D2

Таким образом, проведенный выше анализ подтверждает возможность уменьшения индукции МП в жилых помещениях площадью 40 м², расположенных рядом с городскими ТП 2×400 кВА, 6/0,4 кВ, до уровня санитарных норм с помощью простейших САЭ с двумя плоскими компенсационными обмотками, размещаемыми вблизи пола (стены) помещений ТП. При этом энергопотребление САЭ составляет не более 0,1 кВт, площадь КО - не более 10 м² при количестве ампер-витков КО не более 30. Эффективность (фактор) экранирования, реализуемая синтезированной САЭ ТП (рис. 2) достигает более 6 единиц, что имеет экспериментальное подтверждение в лабораторных условиях.

На следующих этапах создания САЭ МП ТП планируется разработка ее структурных элементов (рис. 2) и проведение экспериментальных исследований полномасштабных моделей САЭ в жилых домах со встроенными ТП.

Выводы.

1. Впервые обоснована возможность решения задачи уменьшения до уровня санитарных норм индукции магнитного поля в жилом помещении, расположенном рядом с городской трансформаторной подстанцией мощностью до 2×400 кВА, с помощью простейших систем активного экранирования. Обоснование выполнено при компьютерном моделировании с исполь-

зованием алгоритмов оптимизации мультируем частот из множества Парето-оптимальных решений с учетом бинарных отношений предпочтения.

2. Выполнен синтез простейших систем активного экранирования магнитного поля трансформаторных подстанций с двумя плоскими компенсационными обмотками, размещаемыми вблизи потолка (стен) помещения ТП и позволяющих уменьшить до уровня санитарных норм индукцию магнитного поля в расположенном рядом жилым помещением площадью до 40 м². При этом энергопотребление системы активного экранирования составляет не более 0,1 кВт, площадь компенсационных обмоток – не более 10 м² при количестве ампер-витков не более 30, а эффективность (фактор) экранирования достигает более 6 единиц, что имеет экспериментальное подтверждение в лабораторных условиях.

3. Практическое использование синтезированных систем активного экранирования, при условии положительных результатов экспериментальных исследований их полномасштабных физических моделей, позволит эффективно решить актуальную и социально значимую задачу защиты здоровья населения жилых домов со встроенными трансформаторными подстанциями от негативного действия магнитного поля промышленной частоты.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Сердюк А.М., Думанський В.Ю., Біткін С.В., Дідик Н.В., Думанський Ю.Д. та інші. Гігієнічне обґрунтування вимог до розміщення та експлуатації кабельних ліній електропередачі та їх обладнання в умовах сучасної міської забудови. *Гігієна населених місць: Сб. наук. пр.*, 2015, № 66, С. 20-29.
2. Правила улаштування електроустановок. – Видання офіційне. Міненерговугілля України. – Х.: Видавництво «Форт», 2017. – 760 с.
3. Розов В.Ю., Пелевин Д.Е., Пелевина Е.Д. Внешнее магнитное поле городских трансформаторных подстанций и методы его нормализации. *Електротехніка і електромеханіка*, 2017, №5, С. 60-66. doi: 10.20998/2074-272X.2017.5.10.
4. Ополева Г.Н. Схемы и подстанции электроснабжения. Справочник. – М: Форум-Инфра, 2006. – 480 с.
5. Leung S.W., Chan K.H., Fung L.C. Investigation of power frequency magnetic field radiation in typical high-rise building. *European Transactions on Electrical Power*, 2011, vol. 21, no. 5, pp. 1711-1718. doi: 10.1002/etep.517.
6. Rahman N.A., Rashid N.A., Mahadi W.N., Rasol Z. Magnetic field exposure assessment of electric power substation in high rise building. *Journal of Applied Sciences*, 2011, vol. 11, pp. 953-961. doi: 10.3923/jas.2011.953.961.
7. Grbić M., Canova A., Giaccone L. Magnetic field in an apartment located above 10/0.4 kV substation: levels and mitigation techniques. *CIREN – Open Access Proceedings Journal*, 2017, vol. 2017, no. 1, pp. 752-756. doi: 10.1049/oap-cired.2017.1230.
8. Bravo-Rodríguez J., del-Pino-López J., Cruz-Romero P. A Survey on Optimization Techniques Applied to Magnetic Field Mitigation in Power Systems. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 7, p. 1332. doi: 10.3390/en12071332.
9. Canova A., Giaccone L. Real-time optimization of active loops for the magnetic field minimization. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 2018, vol.56, pp. 97-106. doi: 10.3233/jae-172286.
10. del Pino Lopez J.C., Giaccone L., Canova A., Cruz Romero P. Ga-based active loop optimization for magnetic field mitiga-

tion of MV/LV substations. *IEEE Latin America Transactions*, 2014, vol.12, no.6, pp. 1055-1061. doi: 10.1109/ltla.2014.6894000.

11. Шидловский А.К., Розов В.Ю. Системы автоматической компенсации внешних магнитных полей энергонасыщенных объектов. *Технічна електродинаміка*, 1996, №1, С. 3-9.

12. Розов В.Ю., Резинкина М.М., Думанский Ю.Д., Гвозденко Л.А. Исследование техногенных искажений геомагнитного поля в жилых и производственных помещениях и определение путей их снижения до безопасного уровня. *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки»*, 2008, Ч. 2, С. 3-8.

13. Kuznetsov V.I., Nikitina T.B., Bovdvi I.V. High voltage power lines magnetic field system of active shielding with compensation coil different spatial arrangement. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no.4, pp. 17-25. doi: 10.20998/2074-272X.2019.4.03.

14. Kuznetsov V.I., Nikitina T.B., Bovdvi I.V. Active shielding of power frequency magnetic field in buildings in the vicinity of the electric airlines. *Problemele energeticii regionale*, 2019, no. 1-1(40), pp. 11-24. doi: 10.5281/zenodo.3239130.

15. Розов В.Ю., Пелевин Д.Е., Гринченко В.С., Чунихин К.В. Моделирование электромагнитного поля в помещениях жилых домов, расположенных вблизи линий электропередачи. *Технічна електродинаміка*, 2016, №3, С. 6-8. doi: 10.15407/techned2016.03.006.

16. Пелевин Д.Е. Экранирование магнитного поля промышленной частоты стенами жилых домов. *Електротехніка і електромеханіка*, 2015, № 4, С. 53-55. doi: 10.20998/2074-272X.2015.4.10.

REFERENCES

1. Serdiuk A.M., Dumanskiy V.Yu., Bitkin S.V., Didyk N.V., Dumanskiy Yu.D. Hygienical ground of requirements to placing and exploitation of cable busses of electricity transmission and their equipment in the conditions of modern municipal building. *Hygiene of populated places*, 2015, no.66, pp. 20-29. (Ukr).
2. *Pravila ulashtuvannya electroustanovok* [Electrical installation regulations]. Kharkiv, Fort Publ., 2017. 760 p. (Ukr).
3. Rozov V.Yu., Pelevin D.Ye., Pielievina K.D. External magnetic field of urban transformer substations and methods of its normalization. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no.5, pp. 60-66. doi: 10.20998/2074-272X.2017.5.10.
4. Opoleva G.N. *Skhemy i podstantsii elektrosnabzheniia. Spravochnik* [Schemes and substations of power supply. Directory]. Moscow, Forum-Infra Publ., 2006. 480 p. (Rus).
5. Leung S.W., Chan K.H., Fung L.C. Investigation of power frequency magnetic field radiation in typical high-rise building. *European Transactions on Electrical Power*, 2011, vol. 21, no. 5, pp. 1711-1718. doi: 10.1002/etep.517.
6. Rahman N.A., Rashid N.A., Mahadi W.N., Rasol Z. Magnetic field exposure assessment of electric power substation in high rise building. *Journal of Applied Sciences*, 2011, vol. 11, pp. 953-961. doi: 10.3923/jas.2011.953.961.
7. Grbić M., Canova A., Giaccone L. Magnetic field in an apartment located above 10/0.4 kV substation: levels and mitigation techniques. *CIREN – Open Access Proceedings Journal*, 2017, vol. 2017, no. 1, pp. 752-756. doi: 10.1049/oap-cired.2017.1230.
8. Bravo-Rodríguez J., del-Pino-López J., Cruz-Romero P. A Survey on Optimization Techniques Applied to Magnetic Field Mitigation in Power Systems. *Energies*, 2019, vol. 12, no. 7, p. 1332. doi: 10.3390/en12071332.
9. Canova A., Giaccone L. Real-time optimization of active loops for the magnetic field minimization. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 2018, vol.56, pp. 97-106. doi: 10.3233/jae-172286.
10. del Pino Lopez J.C., Giaccone L., Canova A., Cruz Romero P. Ga-based active loop optimization for magnetic field mitiga-

tion of MV/LV substations. *IEEE Latin America Transactions*, 2014, vol.12, no.6, pp. 1055-1061. doi: **10.1109/la.2014.6894000**.

11. Shydlovskiy A.K., Rozov V.Yu. The system of automatic compensation of external magnetic fields of energy-objects. *Technical electrodynamic*, 1996, no.1, pp. 3-9. (Rus).

12. Rozov V.Yu., Rezinkina M.M., Dumanskiy Yu.D., Gvozdenko L.A. The study of man-caused distortions in the geomagnetic field of residential and industrial buildings and to identify ways to reduce them to a safe level. *Technical electrodynamic*. Thematic issue «Problems of modern electrical engineering». 2008, chapter 2, pp. 3-8. (Rus).

13. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdii I.V. High voltage power lines magnetic field system of active shielding with compensation coil different spatial arrangement. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no.4, pp. 17-25. doi: **10.20998/2074-272X.2019.4.03**.

14. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdii I.V. Active shielding of power frequency magnetic field in buildings in the vicinity of the electric airlines. *Problemele energeticii regionale*, 2019, no. 1-1(40), pp. 11-24. doi: **10.5281/zenodo.3239130**.

15. Rozov V.Yu., Grinchenko V.S., Pelevin D.Ye., Chumikhin K.V. Simulation of electromagnetic field in residential buildings located near overhead lines. *Technical Electrodynamic*, 2016, no. 3, pp. 6-8. (Rus). doi: **10.15407/techned2016.03.006**.

16. Pelevin D.Ye. Screening magnetic fields of the power frequency by the walls of houses. *Electrical engineering & electromechanics*, 2015, no. 4, pp. 53-55. (Rus). doi: **10.20998/2074-272X.2015.4.10**.

Поступила (received) 04.05.2020

Розов Владимир Юрьевич¹, д.т.н., чл.-корр. НАН Украины,
Кундиус Екатерина Дмитриевна¹, аспирант,

Пелевин Дмитрий Евгеньевич¹, к.т.н.,

¹ Государственное учреждение «Институт технических проблем магнетизма Национальной академии наук Украины», 61106, Харьков, ул. Индустриальная, 19,
e-mail: Rozov@nas.gov.ua, pelevindmitro@ukr.net

V.Yu. Rozov¹, K.D. Kundius¹, D.Ye. Pelevin¹

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

Active shielding of external magnetic field of built-in transformer substations.

This paper deals with the mitigation of low-frequency magnetic field of build-in transformer substations down to the reference level 0.5 μ T in nearby living spaces. To meet the reference level, we substantiate the actuality of the usage of active shielding methods having higher efficiency, comparably to metal consuming passive shielding. We show that the optimization of parameters and localization of compensation coils is the main goal of the synthesis of the active shielding system. The solution of synthesis problem is based on the developed 3D numerical model by using particles multiswarm optimization algorithms from Pareto-optimal solutions set taking into account binary preference relations. This allows justifying the usage of simple active shielding system for magnetic field mitigation down to the reference level in living spaces, located near build-in transformer substations (2×400 kVA, 6/0.4 kV). The synthesized active shielding system has two plane compensation coils installed near the ceiling (wall) of the substation room. The area of each coil is less than 10 m² and the number of ampere-turns is less than 30. We show that the efficiency of the active shielding system is 6 when it electric power consumption is less than 100 W. This allows mitigating the magnetic field down to 0.5 μ T in 40 m² living space located on top or side from the substation. The application of synthesized active shielding system (subject to the positive results of experimental studies of their full-scale physical models) allows solving the actual and socially significant problem of the health protection of tenants of residential buildings with build-in transformer substations from the negative effects of power frequency magnetic field. References 16, tables 2, figures 8.

Key words: urban transformer substation, living space, active shielding of the magnetic field.

Н.Я. Хлопенко

РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ РОБАСТНОГО РЕГУЛЯТОРА СКОРОСТИ СИСТЕМЫ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Мета. Метою роботи є розрахунок і проектування робастного регулятора швидкості системи частотного управління асинхронного електроприводу з параметричною невизначеністю та наявністю перешкод в каналі зворотного зв'язку. *Методологія.* Розрахунок і проектування регулятора проводився в чотири етапи. На першому етапі будувалася лінеаризована математична модель об'єкта управління з параметричною невизначеністю і розраховувалася в пакеті *Robust Control Toolbox* передавальна функція H_{∞} -субоптимального регулятора за методом мішаної чутливості. На другому етапі досліджувалася стійкість робастної системи і точність стабілізації швидкості асинхронної машини при випадкових варіаціях невизначених параметрів об'єкта і регулятора в заданих межах. На третьому етапі вивчався в пакеті *Simulink* вплив перешкод, що виникають в каналі зворотного зв'язку, на швидкість електродвигуна. На заключному етапі виконувалося розв'язання передавальної функції H_{∞} -субоптимального регулятора в ланцюгову дріб за алгоритмом Евкліда. Ця дріб використовувалася для побудови електричної схеми регулятора. *Результати.* Проведено комп'ютерне моделювання передавальної функції H_{∞} -субоптимального регулятора, системи робастної стабілізації швидкості частотно-регульованого електроприводу при випадкових варіаціях невизначених параметрів об'єкта і регулятора в заданих межах, а також при наявності перешкод різної інтенсивності в каналі зворотного зв'язку. Вибір варійованих параметрів здійснювався за методом Монте-Карло. Побудовано криві перехідних процесів швидкості асинхронної машини з параметричною невизначеністю і при розмахах перешкод, а також діаграма Боде для розімкнутої системи. За розкладом отриманих кривих перехідних процесів визначалася точність стабілізації швидкості машини, а по діаграмі Боде – запаси стійкості за амплітудою і фазою робастної системи. Вони знаходяться в межах допусків при порівняно великих відхиленнях варійованих параметрів і розмахах перешкод. На базі проведених досліджень розроблено електричну схему H_{∞} -субоптимального робастного регулятора. *Новизна.* Розроблена математична модель та запропонована методика розрахунку і проектування H_{∞} -субоптимального робастного регулятора швидкості системи частотного управління асинхронного електроприводу при випадкових варіаціях невизначених параметрів об'єкта і регулятора в заданих межах і наявності перешкод в каналі зворотного зв'язку, яка забезпечує стійкість системи з запасами за амплітудою і фазою, що допускаються, та високу точність стабілізації швидкості машини в межах допусків невизначених параметрів системи і перешкод. *Практичне значення.* Отримана структура регулятора з аналогових елементів дає можливість проводити модернізацію систем частотного управління електроприводів, що знаходяться в експлуатації, з мінімальними фінансовими витратами. Бібл. 11, рис. 7.

Ключові слова: електропривод асинхронний, частотне управління, робастний регулятор, електрична схема.

Цель. Целью работы является расчет и проектирование робастного регулятора скорости частотно-регулируемого асинхронного электропривода с параметрической неопределенностью и наличием помех в канале обратной связи. *Методология.* Расчет и проектирование регулятора проводился в четыре этапа. На первом этапе строилась линейризованная математическая модель объекта управления с параметрической неопределенностью и рассчитывалась в пакете *Robust Control Toolbox* передаточная функция H_{∞} -субоптимального регулятора по методу смешанной чувствительности. На втором этапе исследовалась устойчивость робастной системы и точность стабилизации скорости асинхронной машины при случайных вариациях неопределенных параметров объекта и регулятора в заданных границах. На третьем этапе изучалось в пакете *Simulink* влияние помех, возникающих в канале обратной связи, на скорость электродвигателя. На заключительном этапе выполнялось разложение передаточной функции H_{∞} -субоптимального регулятора в цепную дробь по алгоритму Евклида. Эта дробь использовалась для построения электрической схемы регулятора. *Результаты.* Проведено компьютерное моделирование передаточной функции H_{∞} -субоптимального регулятора, системы робастной стабилизации скорости частотно-регулируемого электропривода при случайных вариациях неопределенных параметров объекта и регулятора в заданных границах, а также при наличии помех различной интенсивности в канале обратной связи. Выбор варьируемых параметров осуществлялся по методу Монте-Карло. Построены кривые переходных процессов скорости асинхронной машины с параметрической неопределенностью и при размахах помех, а также диаграмма Боде для разомкнутой системы. По разбору полученных кривых переходных процессов определялась точность стабилизации скорости машины, а по диаграмме Боде – запасы устойчивости по амплитуде и фазе робастной системы. Они находятся в пределах допусков при сравнительно больших отклонениях варьируемых параметров и размахах помех. На базе проведенных исследований разработана электрическая схема H_{∞} -субоптимального робастного регулятора. *Новизна.* Разработана математическая модель и предложена методика расчета и проектирования H_{∞} -субоптимального робастного регулятора скорости системы частотного управления асинхронного электропривода при случайных вариациях неопределенных параметров объекта и регулятора в заданных границах и наличии помех в канале обратной связи, обеспечивающая устойчивость системы с допускаемыми запасами по амплитуде и фазе и высокую точность стабилизации скорости машины в пределах допусков неопределенных параметров системы и помех. *Практическое значение.* Полученная структура регулятора из аналоговых элементов дает возможность проводить модернизацию систем частотного управления электроприводов, находящихся в эксплуатации, с минимальными финансовыми затратами. Библ. 11, рис. 7.

Ключевые слова: электропривод асинхронный, частотное управление, робастный регулятор, электрическая схема.

Введение. В частотно-регулируемых асинхронных электроприводах, функционирующих в условиях неопределенности, существенное значение имеет задача робастной стабилизации частоты вращения элект-

родвигателя с заданной точностью. Известно несколько методов [1-5], которые чаще всего использовались в различное время отечественными и зарубеж-

© Н.Я. Хлопенко

ными учеными для решения этой задачи. Из них наибольшее применение находит метод синтеза стабилизирующего H_∞ -субоптимального робастного регулятора. В работах [6-9] на базе этого метода разработана методология научного исследования, методика расчета и электрическая схема стабилизирующего H_∞ -регулятора системы управления потокоцеплением ротора при случайных вариациях неопределенных параметров в заданных границах и помехах в канале обратной связи.

В настоящей работе эта методология применяется для построения математической модели, а также методики расчета и проектирования электрической схемы H_∞ -субоптимального робастного регулятора скорости системы частотного управления асинхронного электропривода.

Целью работы является расчет и проектирование робастного регулятора скорости системы частотного управления асинхронного электропривода с параметрической неопределенностью и наличием помех в канале обратной связи.

Методы и результаты исследований. На рис. 1 представлена структурная схема линеаризованного в пределах рабочего участка механической характеристики объекта управления в пространстве сигналов «вход-выход» [10, 11]. Она содержит передаточные функции преобразователя частоты с коэффициентом передачи K_{fc} и постоянной времени T_{fc} и асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Асинхронный двигатель представлен апериодическим звеном первого порядка с модулем жесткости β и электромагнитной постоянной времени T_e и интегрирующим звеном с моментом инерции J , учитывающим приведенный к оси ротора момент инерции исполнительного механизма. Момент нагрузки (статический момент сопротивления) будем считать постоянным и приложенным к ротору на установившемся режиме. Поэтому его приращением M_{rs} в рабочей точке статической механической характеристики пренебрегаем. Приращение электромагнитного момента M двигателя в этой же точке принимается равным этому моменту [10, 11].

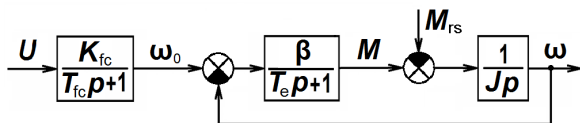


Рис. 1. Структурная схема асинхронного электропривода

Перейдем от структурной схемы объекта к уравнениям состояния в нормальной операторной форме:

$$\begin{aligned} p\omega &= \frac{1}{J}M; \\ pM &= -\frac{1}{T_e}M + \frac{\beta}{T_e}(\omega_0 - \omega); \\ p\omega_0 &= -\frac{1}{T_{fc}}\omega_0 + \frac{K_{fc}}{T_{fc}}U, \end{aligned} \quad (1)$$

где

$$\beta = \frac{2M_{cr}}{\omega_{0n}s_{cr}}; \quad T_e = \frac{1}{z_p\omega_{0n}s_{cr}}; \quad (2)$$

p – оператор Лапласа; U – управляющее воздействие; ω , ω_0 – соответственно угловая скорость ротора и вращающегося магнитного поля относительно статора; M , M_{cr} – соответственно электромагнитный и критический момент двигателя; s_{cr} – критическое скольжение; z_p – число пар полюсов; n – индекс номинальных величин.

Введем безразмерные величины

$$x_1 = \frac{\omega}{\omega_n}; \quad x_2 = \frac{M}{M_n}; \quad x_3 = \frac{\omega_0}{\omega_{0n}}; \quad u = \frac{U}{U_n}. \quad (3)$$

Перейдем в уравнениях (1) к безразмерным переменным (3). Тогда получим с учетом (2) следующие уравнения состояния объекта:

$$\begin{aligned} px_1 &= \frac{M_n}{J\omega_n}x_2; \\ px_2 &= 2z_pM_{cr}\left(\frac{\omega_{0n}}{M_n}x_3 - \frac{1}{\beta}x_2 - \frac{\omega_n}{M_n}x_1\right); \\ px_3 &= -\frac{1}{T_{fc}}x_3 + \frac{K_{fc}}{T_{fc}K_{fcn}}u. \end{aligned} \quad (4)$$

Воспользовавшись уравнениями (4), построим структурную схему объекта в пространстве состояний (рис. 2).

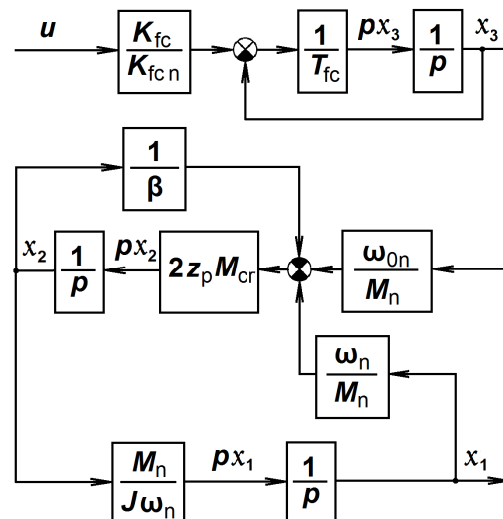


Рис. 2. Структурная схема объекта управления в пространстве состояний

В этой схеме за неопределенные параметры, наиболее чувствительные к изменениям модели объекта, примем коэффициент передачи K_{fc} преобразователя частоты, критический момент M_{cr} , модуль жесткости β и момент инерции J асинхронного двигателя.

Предположим, что неопределенные параметры системы K_{fc} , M_{cr} , β и J изменяются в интервалах:

$$\begin{aligned} K_{fc} &= K_{fcn}(1 + p_{K_{fc}}\delta_{K_{fc}}); \\ M_{cr} &= M_{crn}(1 + p_{M_{cr}}\delta_{M_{cr}}); \\ \beta &= \beta_n(1 + p_\beta\delta_\beta); \\ J &= J_n(1 + p_J\delta_J), \end{aligned} \quad (5)$$

где $p_{K_{fc}}$, $p_{M_{cr}}$, p_β , p_J – коэффициенты, учитывающие отклонения относительных значений неопределенных параметров $\delta_{K_{fc}}$, $\delta_{M_{cr}}$, δ_β и δ_J .

Как и следовало ожидать, представленные на рис. 4 кривые не выходят за границы 3 % трубки.

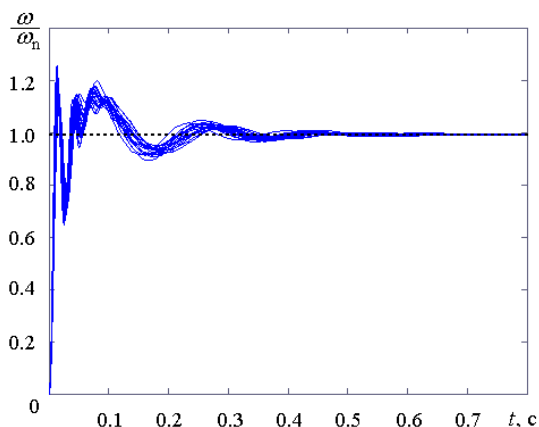


Рис. 4. Переходные процессы угловой скорости ротора

Для исследования устойчивости системы применим метод логарифмических частотных характеристик со случайным выбором по методу Монте-Карло неопределенных параметров объекта и регулятора в заданных диапазонах.

На рис. 5 изображена диаграмма Бode с 20 сгенерированными кривыми амплитудных $L(\omega)$ и с 20 кривыми фазовых $\varphi(\omega)$ частотных характеристик при тех же параметрах, что использовались для расчета кривых, показанных на рис.4.

Из представленных на этой диаграмме амплитудных $L(\omega)$ и фазовых $\varphi(\omega)$ характеристик видно, что система устойчива, так как амплитудная характеристика пересекает ось абсцисс раньше, чем фазовая характеристика, окончательно спадая, переходит за значение угла -180° . При этом расчетное значение запаса устойчивости по амплитуде составляет 23,12 дБ, а по фазе $-31,75^\circ$ для номинальных значений параметров объекта и регулятора при разбросе случайных кривых, не превышающих 4 дБ для амплитудных и 15° для фазовых частотных характеристик.

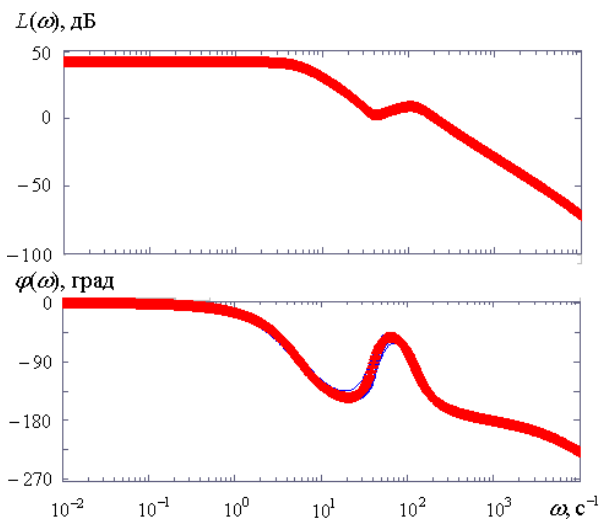


Рис. 5. Диаграмма Бode разомкнутой системы

Перейдем к построению электрической схемы H_∞ -субоптимального робастного регулятора.

Разложим передаточную функцию (7) в цепную дробь по алгоритму Евклида:

$$\frac{28,33}{10^7} p + \frac{1}{2,32 + \frac{1}{34,1 \cdot 10^3 p + \frac{1}{-0,252 + \frac{1}{-\frac{31,78}{10^3} p + \frac{1}{r}}}}}, \quad (8)$$

где $r = 118,1$.

Электрическая схема регулятора, соответствующая дроби (8), показана на рис. 6. При ее создании использовались известные методы и правила выполнения электрических схем.

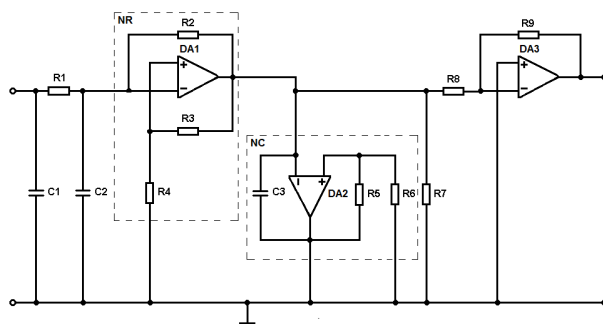


Рис. 6. Электрическая схема робастного регулятора

Схема, изображенная на рис. 6, выполнена в виде четырехполюсника и состоит из последовательно соединенных первого пассивного четырехполюсника с параллельно подключенным конденсатором $C1$, второго пассивного четырехполюсника с последовательно подключенным резистором $R1$ и параллельно соединенным конденсатором $C2$, третьего активного четырехполюсника с последовательно подключенным негатроном отрицательного сопротивления NR , состоящим из операционного усилителя $DA1$ и сопротивлений $R2, R3, R4$, четвертого активного четырехполюсника с параллельно подключенным негатроном отрицательной емкости NC , состоящим из операционного усилителя $DA2$, конденсатора $C3$ и резисторов $R5, R6$, пятого пассивного четырехполюсника с параллельно подключенным резистором $R7$, и операционного усилителя $DA3$ с резисторами $R8$ и $R9$, соединенного с выходом пятого четырехполюсника.

Параметры ее конденсаторов и резисторов $C1 = 28,4$ пФ; $R1 = 2,32$ кОм; $C2 = 34$ мкФ; $R2 = 252$ Ом; $C3 = 31,8$ мкФ; $R7 = 118$ кОм; $R8 = 1$ Мом; $R9 = 1$ кОм и соответствуют стандартным значениям округленных коэффициентов, дроби (8) при умножении ее числителя и знаменателя на некоторое постоянное число, а $R3 = R4$ и $R5 = R6$ выбираются из конструктивных соображений.

Как показывают расчеты, выполненные по методике [7], при таких значениях емкостей и сопротивлений значения коэффициентов $a_1, a_2, a_3, a_4, b_1, b_2, b_3$ регулятора (7) не выходят за границы заданного выше диапазона $\pm 15\%$.

В системе робастного управления могут возникнуть помехи, вызванные, например, шумами датчиков, контактами разъемов, электромагнитными полями, наводками с частотой питающей сети и другими причинами. Робастный регулятор, как элемент этой

системы, способен, как известно, фильтровать эти помехи. Поэтому были выполнены расчеты переходных процессов угловой скорости электродвигателя при различных значениях интенсивности помех в канале обратной связи системы частотного управления с робастным регулятором. Расчеты проводились в пакете Simulink. Статическая нагрузка на двигатель величиной $0,75 \cdot M_n$ прикладывалась к ротору машины на установившемся режиме.

Результаты расчетов кривых переходных процессов угловой скорости ротора, отфильтрованных системой робастного управления, для двух различных значений сгенерированных размахов помех при единичном скачкообразном изменении задающего воздействия приведены на рис. 7.

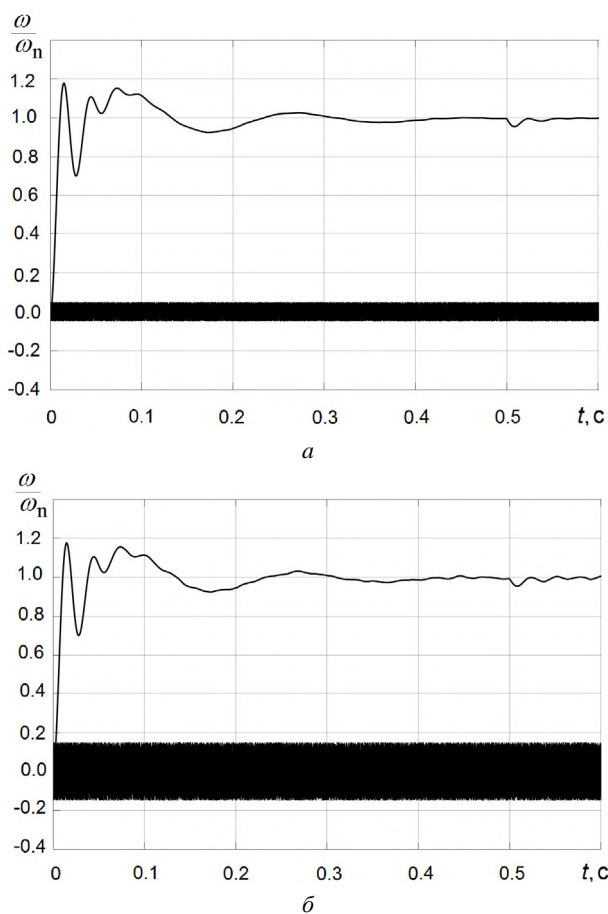


Рис. 7. Переходные процессы угловой скорости ω/ω_n при отфильтрованных робастной системой помехах и нагрузке на ротор $0,75M_n$ в момент времени 0,5 с:
а – размах помех 10 %; б – 30 %

Анализ этих кривых показывает, что уровень фильтрации помех робастной системой в значительной степени зависит от интенсивности размахов помех и на установившемся режиме находится в диапазоне допусков $\pm 2,5$ %, кроме локальной области приложения нагрузки M_{rs} в момент времени 0,5 с.

Выводы.

1. Разработаны математическая модель и методика расчета и проектирования электрической схемы H_∞ -субоптимального робастного регулятора скорости системы частотного управления асинхронного электропривода при случайных вариациях неопределен-

ных параметров объекта и регулятора в заданных границах и наличии помех в канале обратной связи.

2. Результаты моделирования переходных процессов угловой скорости ротора по разработанной методике подтверждают высокую точность стабилизации при случайных вариациях неопределенных параметров в заданных границах и малую чувствительность к помехам в канале обратной связи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баландин Д.В., Коган М.М. Синтез законов управления на основе линейных матричных неравенств. – М.: Физматлит, 2007. – 280 с.
2. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в пяти томах. Том 3: Синтез регуляторов систем автоматического управления / Под ред. К.А. Пупкова и И.Д. Егупова. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 616 с.
3. Никитина Т.Б. Парето-оптимальное решение многокритериальной задачи синтеза робастных регуляторов многомассовых электромеханических систем на основе многомерной стохастической мультигенной оптимизации. *Электротехника і електромеханіка*, 2017, № 2, С. 34-38. doi: 10.20998/2074-272X.2017.2.05.
4. Richard Y., Chiang R., Michael G., Safonov M. MATLAB: Robust Control Toolbox. User's Guide. Version 2, 1998. – 230 p. – Режим доступа: <http://www.mathworks.com>.
5. Rigatos G., Siano P., Wira P., Profumo F. Nonlinear H-infinity Feedback Control for Asynchronous Motors of Electric Trains. *Intelligent Industrial Systems*, 2015, vol. 1, no. 2, pp. 85-98. doi: 10.1007/s40903-015-0020-y.
6. Хлопенко Н.Я., Хлопенко И.Н. Структурный синтез стабилизирующего робастного регулятора потокосцепления ротора. *Электротехніка і електромеханіка*, 2017, № 1, С. 21-25. doi: 10.20998/2074-272X.2017.1.04.
7. Хлопенко И.Н., Рожков С.А., Хлопенко Н.Я. Устойчивость и точность робастной системы стабилизации потокосцепления ротора асинхронного электропривода при случайных вариациях неопределенных параметров в заданных границах. *Электротехніка і електромеханіка*, 2018, № 4, С. 35-39. doi: 10.20998/2074-272X.2018.4.06.
8. Хлопенко Н.Я., Рожков С.А., Хлопенко И.Н. Фильтрация помех робастным регулятором в системе управления потокосцеплением ротора. *Науковий вісник Херсонської державної морської академії*, 2019, № 1 (20), С. 122-131. doi: 10.33815/2313-4763.2019.1.20.122-131.
9. Хлопенко М.Я., Рожков С.О., Хлопенко И.М. Патент України на корисну модель № 137157. Система векторного керування швидкістю асинхронного електродвигуна. Заявл. 18.03.2019; опубл. 10.10.2019. Бюл. № 19.
10. Ключев В.И. Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
11. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями: учебное пособие. СПб: СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с.

REFERENCES

1. Balandyn D.V., Kogan, M.M. *Sintez zakonov upravleniya na osnove linejnyh matrichnyh neravenstv* [Synthesis of control rules based on linear matrix inequalities]. Moscow, Fizmatlit Publ., 2007. 280 p. (Rus).
2. Pupkov K.A., Egupov I.D. *Metody klassicheskoj i sovremennoj teorii avtomati-cheskogo upravleniya: Uchebnik v 5 tomakh. Tom 3: Sintez regulatorov sistem avtomaticheskogo upravleniya* [Methods of the classical and modern theory of automatic control: A textbook in 5 vols. Vol. 3: Synthesis of regulators of automatic control systems]. Moscow, Bauman Moscow State Technical University Publ., 2004. 616 p. (Rus).

3. Nikitina T.B. Pareto optimal solution of multiobjective synthesis of robust controllers of multimass electromechanical systems based on multiswarm stochastic multiagent optimization. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no. 2, pp. 34-38. doi: 10.20998/2074-272X.2017.2.05.
4. Richard Y., Chiang R., Michael G., Safonov M. *MATLAB: Robust Control Toolbox. User's Guide. Version 2*, 1998. 230 p. Available at: <http://www.mathworks.com> (Accessed 14 May 2018).
5. Rigatos G., Siano P., Wira P., Profumo F. Nonlinear H-infinity Feedback Control for Asynchronous Motors of Electric Trains. *Intelligent Industrial Systems*, 2015, vol. 1, no. 2, pp. 85-98. doi:10.1007/s40903-015-0020-y.
6. Khlopenko N.J., Khlopenko I.N. Structural synthesis of a stabilizing robust controller of the rotor flux linkage. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no. 1, pp. 21-25. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2017.1.04.
7. Khlopenko I.N., Rozhkov S.A., Khlopenko N.J. Stability and accuracy of the robust system for stabilizing the rotor flux-linkage of an asynchronous electric drive at random variations of the uncertain parameters within the specified boundaries. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.4, pp. 35-39. doi: 10.20998/2074-272X.2018.4.06.
8. Khlopenko N., Rozhkov S., Khlopenko I. Filtration Of Undesired Signals By The Robust Controller In The Rotor Flux-Linkage Control System. *Scientific Bulletin Kherson State Maritime Academy*, 2019, vol. 1, no. 20, pp. 122-131. (Rus). doi: 10.33815/2313-4763.2019.1.20.122-131.
9. Khlopenko N.Y., Rozhkov S.O., Khlopenko I.M. *Sistema vektornogo keruvannya shvidkisty asinhronnogo elektrodviguna* [Asynchronous motor vector speed control system]. Patent UA, no. 137157, 2019. (Ukr).
10. Kliuchev V.I. *Teoriia elektroprivoda* [Theory of the electric drive]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 2001. 704 p. (Rus).
11. Usol'tsev A.A. *Chastotnoe upravlenie asinkhronnymi dvigateliami: uchebnoe posobie* [Frequency Control of Asynchronous Motors: A Tutorial]. St. Petersburg, SPbGU ITMO Publ., 2006. 94 p. (Rus).

Поступила (received) 26.03.2020

Хлопенко Николай Яковлевич, д.т.н., проф.,
Херсонская государственная морская академия,
73009, Херсон, пр. Ушакова, 20,
e-mail: khlopenko.n@gmail.com

N.J. Khlopenko
Kherson State Marine Academy,
20, Ushakov Ave., Kherson, 73009, Ukraine.

Calculation and design of a robust speed controller of a frequency-controlled induction electric drive.

Purpose. The aim of the work is the calculation and design of a robust speed controller of a frequency-controlled induction electric drive with parametric uncertainty and the presence of interferences in the feedback channel. **Methodology.** The calculation and design of the controller was carried out in four stages. At the first stage, a linearized mathematical model of the control object with parametric uncertainty was constructed and the transfer function of the H_∞ -suboptimal controller was calculated in the Robust Control Toolbox using the mixed sensitivity method. At the second stage, the stability of the robust system and the accuracy of stabilization of the induction machine speed with random variations of the object's and controller's uncertain parameters within the specified boundaries were explored. At the third stage, the influence of interferences arising in the feedback channel on the speed of the electric motor was explored in the Simulink package. At the final stage, the transfer function of the H_∞ -suboptimal controller was decomposed into a continued fraction using the Euclidean algorithm. This fraction was used to build the electric scheme of the controller. **Results.** Computer modelling of the transfer function of H_∞ -suboptimal controller, the robust stabilization system for the speed of the frequency-controlled electric drive with random variations of the uncertain parameters of the object and the controller at specified boundaries, as well as with the presence of varying intensity interferences in the feedback channel, was carried out. The choice of variable parameters was carried out according to the Monte-Carlo method. The curves of transient processes of the induction machine speed with parametric uncertainty and at different ranges of interference are constructed, as well as a Bode diagram for an open system. By the scatter of the obtained curves of the transient processes, the accuracy of speed stabilization of the machine was determined, and according to the Bode diagram, stability reserves in the amplitude and the phase of the robust system were determined. They are within tolerances with comparatively large deviations of the varied parameters and the range of interferences. Based on the investigations, an electrical circuit of the H_∞ -suboptimal robust controller was developed. **Originality.** The mathematical model has been developed and the methodology for calculating and designing of H_∞ -suboptimal robust speed controller of the frequency-controlled system of an induction electric drive with random variations of the uncertain parameters of the object and the controller at determined boundaries and the presence of interferences in the feedback channel, ensuring the stability of the system with allowable reserves of the amplitude and the phase and high accuracy of speed stabilization of the machine within the tolerances of uncertain system parameters and interferences was proposed. **Practical value.** The obtained structure of the controller from analog elements makes it possible to carry out modernization of the electric drives frequency-controlled systems in operation with minimal financial costs. References 11, figures 7.

Key words: induction electric drive, frequency control, robust controller, electric circuit.

Ю.О. Онікієнко, В.В. Пілінський, П.В. Попович, В.С. Лазебний, О.І. Смоленська, В.С. Баран

МОДЕЛЮВАННЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ ТА ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА GaN ТРАНЗИСТОРАХ

У роботі досліджено вплив частоти перетворення на ефективність роботи напівмостового перетворювача на GaN транзисторах. Наведено результати комп'ютерного моделювання такого перетворювача з урахуванням втрат на різних частотах. Показано, що запропонована комп'ютерна модель дозволяє визначити рівень струму споживання, а, отже, і ККД напівмостового перетворювача на GaN транзисторах. Моделювання з параметрами, взятими зі схеми від виробника призводить до завищених оцінок споживання струму до 2,3 рази. Зміна параметрів RC-кіл, що формують інтервал «мертвого часу» транзисторів зменшує похибку визначення струму споживання до менш як 5 %. Збільшення тривалості «мертвого часу» суттєво не впливає на точність моделювання несиметричних електромагнітних завад і призводить до зміни їх рівня в межах 3 дБ. У результаті дослідження встановлено, що комп'ютерна модель має достатню точність для оціночних розрахунків, а розглянуті перетворювачі на GaN транзисторах найкраще використовувати з частотами перетворення близько 500 кГц. Такі перетворювачі можуть знайти застосування в джерелах живлення бортової апаратури і автомобільних підсилювачах класу D. Бібл. 10, табл. 3, рис. 5.

Ключові слова: GaN-транзистори, комп'ютерне моделювання, електромагнітні завади, енергоефективність.

В работе исследовано влияние частоты переключения на эффективность работы полумостового преобразователя на GaN транзисторах. Приведены результаты компьютерного моделирования такого преобразователя с учетом потерь на разных частотах. Показано, что предложенная компьютерная модель позволяет определить уровень тока потребления, а, следовательно, и КПД полумостового преобразователя на GaN транзисторах. Моделирование с параметрами, взятыми из схемы от производителя, дает завышенное потребление тока до 2,3 раз. Изменение параметров RC-цепей, задающих интервал «мертвого времени» транзисторов уменьшает погрешность определения тока потребления до менее 5 %. При этом, увеличение продолжительности «мертвого времени» не влияет в значительной степени на точность моделирования несимметричных электромагнитных помех, изменяя их уровень в пределах 3 дБ. В результате исследования установлено, что компьютерная модель имеет достаточную точность для оценочных расчетов, а рассмотрены преобразователи на GaN транзисторах лучше использовать на частотах переключения около 500 кГц. Такие преобразователи могут найти применение в источниках питания для бортовой аппаратуры и автомобильных усилителях класса D. Библ. 10, табл. 3, рис. 5.

Ключевые слова: GaN-транзисторы, компьютерное моделирование, электромагнитные помехи, энергоэффективность.

Вступ. В останні роки значного поширення набули транзистори на основі нітриду галію (GaN) і карбїду кремнію (SiC). Такі транзистори мають невеликі втрати на управління і перемикання, малий час перемикання і хорошу теплопередачу. Ці властивості надають GaN-транзисторам низку переваг порівняно з кремнієвими (Si) MOSFET і IGBT-транзисторами і розширюють сферу їх застосування. Натепер GaN-транзистори є перспективними заміниками потужних Si транзисторів. Їх використання забезпечує виконання сучасних вимог щодо зменшення енергоспоживання і габаритів електронної апаратури. Але GaN-транзистори мають поки що порівняно високу вартість. Завдяки своїм перевагам транзистори GaN і SiC широко використовують в радіолокації, телекомунікаційному обладнанні і є перспективними для багатьох застосувань, де вимоги щодо високого ККД і малих габаритів знаходяться на першому місці. Наприклад, для використання в аудіо підсилювачах класу D та електроприводі.

Так у роботі [1] наведено результати порівняльного аналізу ефективності застосування GaN і SiC транзисторів для високошвидкісного електропривода. Підвищення частоти перетворення, завдяки використанню GaN транзисторів, призвело до зменшення втрат ротора в приводі з постійними магнітами і підвищенню його ефективності та питомої потужності в цілому. В роботі [2] зроблено порівняння ефективності трьох транзисторних випрямлячів: IGBT, MOSFET і GaN FET. Через те, що робочу частоту обрано низь-

кою (50 Гц), GaN перетворювач не показав більшу ефективність, ніж інші, але забезпечив менший коефіцієнт гармонік. Застосування SiC транзисторів замість IGBT в потужних перетворювачах (до 12 кВт) не надає переваги щодо ККД, але дозволяє використовувати їх за великих робочих температур [3].

У роботі [4] наведено результати порівняння несиметричних (Common Mode) електромагнітних завад (ЕМЗ), генерованих Si і GaN транзисторами. Для дослідження автори обрали обидва типи транзисторів, характеристиками яких подібні і мало відрізняються. Як наслідок, в результаті їх дослідження не було виявлено суттєвої відмінності щодо рівнів завад в регламентованому стандартом діапазоні частот від 150 кГц до 30 МГц. Відмінності мали місце тільки на частотах понад 30 МГц.

Вплив номіналу розв'язувального конденсатора на рівень ЕМЗ, створюваних напівмостовим перетворювачем на GaN транзисторах досліджено в роботі [5]. Оцінено вплив додаткової ємності як на симетричну, так і несиметричну складові завад із застосуванням комп'ютерної моделі. Моделювання широко використовують для аналізу ЕМЗ тому, що значно полегшує процес дослідження і розроблення перетворювачів, забезпечує простоту побудови моделі та можливість оперативно її змінювати. Крім того дозволяє зекономити кошти на процес розроблення.

Однак обґрунтуванню вибору частоти перетворення перетворювачів на GaN транзисторах в літера-

турі приділено недостатньо уваги. Тому доцільно створити комп'ютерну модель перетворювача, дослідити за яких параметрів можна забезпечити найбільшій ККД та наскільки результати моделювання збігаються з експериментальними даними.

Метою роботи є аналіз ефективності роботи та електромагнітних завад напівмостового перетворювача на GaN транзисторах на різних частотах комутації з використанням його комп'ютерної моделі та формування рекомендацій щодо його застосування.

Для досягнення поставленої мети треба було вирішити такі завдання:

- оцінити ефективність перетворювача на GaN транзисторах залежно від частоти перетворення;
- оцінити адекватність комп'ютерної моделі перетворювача для обчислення ККД під час роботи на різних частотах;
- оцінити адекватність комп'ютерної моделі для розрахунку ЕМЗ перетворювача, виміряних на виході еквівалента мережі;
- за результатами досліджень сформулювати рекомендації розробникам щодо доцільності використання GaN транзисторів для різних завдань.

Опис комп'ютерної моделі. Для досліджень обрано плату розробки EPC9035 від компанії Efficient Power Conversion. Ця плата є модулем напівмостового перетворювача, реалізованого на транзисторах EPC2022 eGaN®, і містить драйвер керування цими транзисторами. У табл. 1 наведено основні параметри плати EPC9035.

Час вмикання і час вимикання транзистора EPC2022 вказано орієнтовно, вони виміряні під час експерименту.

Комп'ютерне моделювання напівмостового перетворювача на GaN транзисторах раніше вже було зроблене із застосуванням плати EPC9062 [6]. В роботі також наведено результати моделювання ЕМЗ при роботі на активне навантаження. У запропонованій нижче моделі враховано відмінності конструкції плат, використаних компонентів і зроблено моделювання роботи на активне навантаження з LC-фільтром. Комп'ютерну модель плати EPC9035, з'єднану з джерелом живлення через еквівалент мережі, наведено на рис. 1. Логічні елементи U1 і U2 використано на платі EPC9035 як буфери і для інвертування вхідного сигналу. RC коло, що складається з R2, C2 і діода D1 формує затримку вмикання транзистора Q1, RC коло R7, C4 і діод D2 – формує затримку вмикання транзистора Q2. Мікросхема U3 є драйвером транзисторів Q1 і Q2.

Таблиця 1

Основні електричні і часові характеристики плати для розробки EPC9035

Параметри	Значення
Вихідна напруга, В	80
Вихідний струм, А	25
Час наростання і спаду вихідної напруги, нс	3-5
Опір транзисторів у відкритому стані, мОм	4
Мінімальна ширина вхідного імпульсу в «високому» стані, нс	50
Мінімальна ширина вхідного імпульсу в «низькому» стані, нс	100

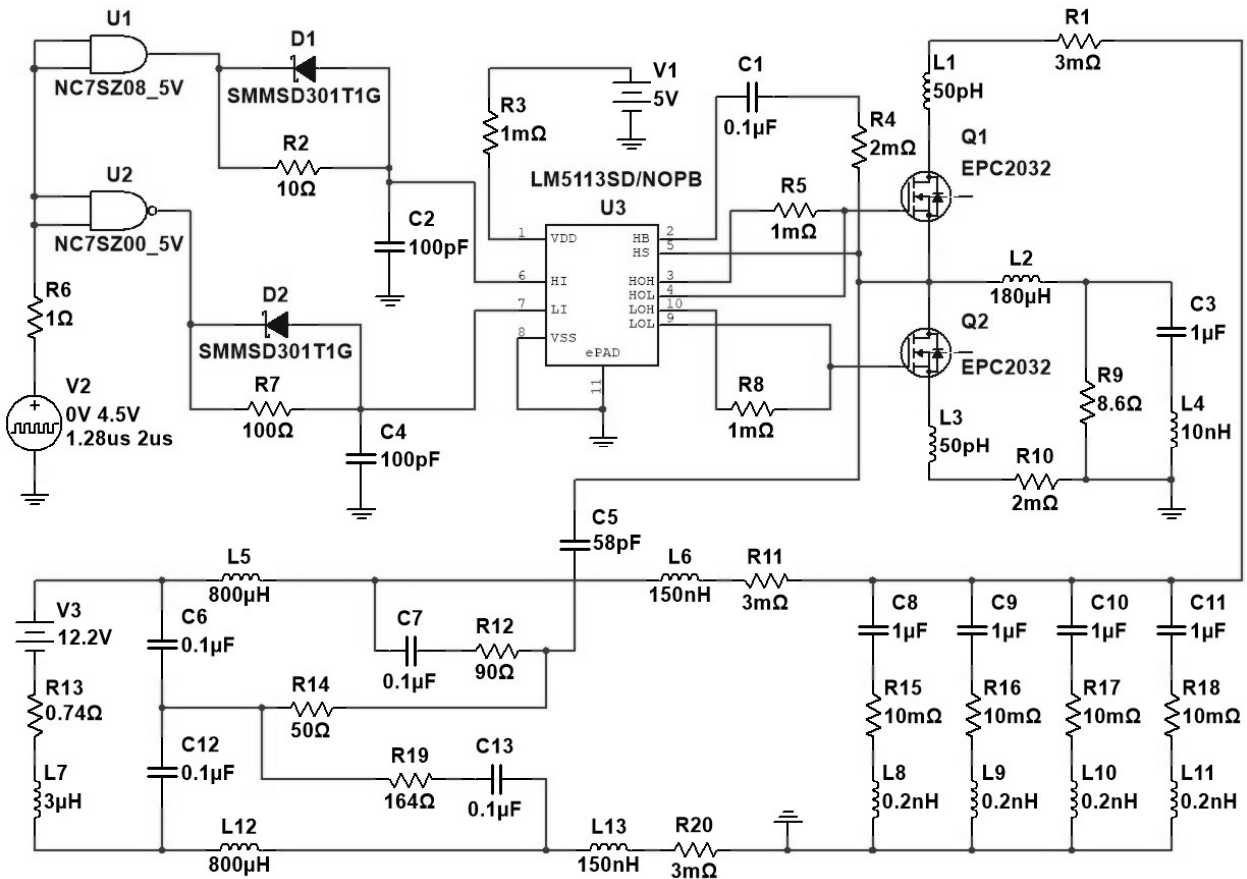


Рис. 1. Комп'ютерна модель напівмостового перетворювача з еквівалентом мережі та джерелом живлення

Компоненти, для моделювання процесу поширення ЕМЗ і втрат на друкованій платі (дроселі L1, L3, резистори R1, R10), чотири розв'язувальні конденсатори C8 – C11 подано на схемі з паразитними параметрами: дроселі L8 – L11 (індуктивність виводів) і резистори R15-R18 (внутрішній опір). Паразитні параметри дротів живлення подано дроселями L6, L13 і резисторами R11, R20. Навантаженням перетворювача є дросель L2, навантажувальний резистор R9 і конденсатор фільтра C3 з індуктивністю виводів L4. Еквівалент мережі подано конденсаторами C6, C7, C12, C13, дроселями L5, L12 і резисторами R12, R19. Вхідний опір селективного мікровольтметра подано резистором R14. Резистором R13 враховано внутрішній опір джерела живлення та опір дротів живлення. Конденсатором C5 враховано паразитну ємність між виходом перетворювача і «землею».

Оцінювання енергоефективності напівмостового перетворювача на GaN транзисторах. На рис. 2 наведено осцилограми вихідної напруги GaN транзисторів EPC2022 під час вмикання (рис. 2,а) і під час вимикання (рис. 2,б).

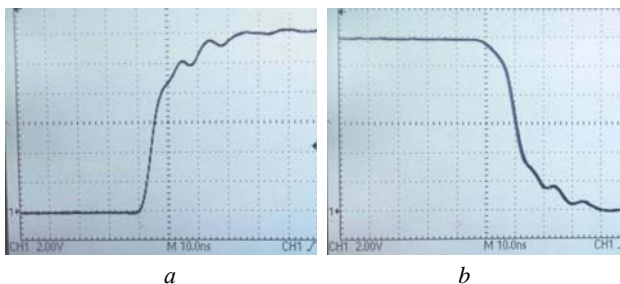


Рис. 2. Форми фронтів імпульсу вихідної напруги напівмостового перетворювача EPC9035, а – фронт імпульсу, б – спад імпульсу

Втрати потужності напівмостового перетворювача визначено для кожного з GaN транзисторів окремо [7]. Загальні втрати P_{Q1} транзистора Q1 складаються з втрат у відкритому стані P_{cond_Q1} , втрат на перезаряд вихідної ємності P_{OSS} , втрат під час вмикання $P_{on_overlap}$, втрат під час вимикання $P_{off_overlap}$, втрат на перезаряд вхідної ємності P_{G_Q1} . Загальні втрати P_{Q2} транзистора Q2 складаються з втрат у відкритому стані P_{cond_Q2} , втрат на перезаряд вихідної ємності в реверсивному режимі P_{OSS_sd} , втрат на збудованому діоді до моменту, поки відкриється транзистор P_{sd} і втрат на перезаряд вхідної ємності P_{G_Q2} . Втрати транзисторів Q1 і Q2 можна обчислити за формулами [8]:

$$P_{Q1} = P_{cond_Q1} + P_{OSS} + P_{on_overlap} + P_{off_overlap} + P_{G_Q1};$$

$$P_{Q2} = P_{cond_Q2} + P_{OSS_sd} + P_{sd} + P_{G_Q2}.$$

Для транзистора Q1 втрати під час вимикання $P_{off_overlap}$ і втрати на перезаряд вхідної ємності P_{G_Q1} незначні і ними можна знехтувати. Для транзистора Q2 можна знехтувати втратами на перезаряд вихідної ємності в реверсивному режимі P_{OSS_sd} , і втратами на перезаряд вхідної ємності P_{G_Q2} . Решта видів втрат можна визначити за формулами:

$$P_{cond_Q1} = \left(I_{OUT}^2 + \frac{I_{ripple}^2}{12} \right) \cdot (D - t_{dt1} \cdot f_{sw}) \cdot R_{DS(on)_Q1};$$

$$P_{OSS} = f_{sw} \cdot V_{BUS} \cdot \int_0^{V_{BUS}} C_{OSS}(V_{ds}) \cdot dV_{ds};$$

$$P_{on_overlap} = f_{sw} \cdot \frac{1}{2} \cdot V_{BUS} \cdot I_{L,turn_on} \cdot (t_{cr} + t_{vf});$$

$$P_{cond_Q2} = \left(I_{OUT}^2 + \frac{I_{ripple}^2}{12} \right) \cdot (1 - D - t_{dt2} \cdot f_{sw}) \cdot R_{DS(on)_Q2};$$

$$P_{OSS_sd} = [(I_{L,turn_off} \cdot V_{SD1} \cdot t_{SD1}) + (I_{L,turn_on} \cdot V_{SD2} \cdot t_{SD2})] \cdot f_{sw};$$

$$I_{ripple} = \frac{(V_{BUS} - V_{OUT}) \cdot D}{f_{sw} \cdot L_{OUT}};$$

$$I_{L,turn_on} = I_{OUT} - \frac{I_{ripple}}{2};$$

$$I_{L,turn_off} = I_{OUT} + \frac{I_{ripple}}{2},$$

де V_{BUS} – вхідна напруга, I_{OUT} – вихідний струм, V_{OUT} – вихідна напруга, f_{sw} – частота перемикання, L_{OUT} – індуктивність дроселя, D – коефіцієнт заповнення, $R_{DS(on)_Q1}$ – опір транзистора Q1 у відкритому стані, $R_{DS(on)_Q2}$ – опір транзистора Q2 у відкритому стані, $C_{OSS}(V_{ds})$ – залежність вихідної ємності від опорного стік-венті, t_{cr} – час наростання струму стоку транзистора, t_{vf} – час спаду напруги стік-венті транзистора, t_{dt1} – «мертвий час» перед вмиканням транзистора Q1, t_{dt2} – «мертвий час» перед вмиканням транзистора Q2, t_{SD1} і t_{SD2} – час протікання струму через зворотний діод до моменту відкриття відповідно транзисторів Q1 і Q2, V_{SD1} і V_{SD2} – напруга стік-венті транзисторів Q1 і Q2 в режимі протікання зворотного струму, I_{ripple} – максимальне значення струму дроселя, $I_{L,turn_on}$, $I_{L,turn_off}$ – значення струму дроселя в моменти включення та виключення відповідно.

Навіть наближений розрахунок втрат у напівмостовому перетворювачі за наведеними вище формулами досить трудомістка процедура. Для спрощення оцінювання ефективності перетворення можна скористатися комп'ютерною моделлю, наведеною на рис. 1. Для розрахунку достатньо задати частоту перетворення, напругу живлення, вихідну напругу і опір навантаження. Якщо відомий період, нескладно визначити тривалість імпульсів керування, після визначення коефіцієнта заповнення за формулою

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{BUS}}.$$

У табл. 2 наведено значення ККД GaN модуля з LC-фільтром і навантаженням 8,6 Ом з вихідною напругою 7,5 В, напругою живлення 12 В для різних частот перетворення. Ефективність роботи перетворювача досліджено на частотах від 50 кГц до 5 МГц з використанням запропонованої комп'ютерної моделі з номіналами елементів згідно зі схемою, наведеною в Development Board EPC9031/32/33/34/35 Quick Start Guide. Також для порівняння в табл. 2 наведені значення ККД, що розраховані за результатами вимірю-

вання напруги на виході джерела живлення та струму споживання плати EPC9035.

Таблиця 2
Залежність ККД перетворювача від частоти перетворення з номіналами елементів згідно схеми

Частота, МГц	0,05	0,5	1	2	3	5
U_p , В	11,74	11,73	11,71	11,67	11,62	11,52
$I_{c\ m}$, А	0,59	0,6	0,63	0,68	0,75	0,9
η_{calc}	0,94	0,93	0,89	0,82	0,75	0,63
$U_{p\ mod}$, В	11,77	11,64	11,44	11,0	10,8	10,48
I_{R13} , А	0,58	0,75	1,0	1,6	1,9	2,33
η_{model}	0,96	0,75	0,57	0,37	0,32	0,27

У табл. 2 використано такі скорочення: U_p – напруга джерела живлення, $I_{c\ m}$ – вимірний постійний струм споживання від джерела живлення, η_{calc} – ККД, розрахований з використанням U_p та $I_{c\ m}$, $U_{p\ mod}$ та I_{R13} – відповідно змодельовані напруга джерела живлення та струм через його внутрішній опір, η_{model} – ККД, отримане за допомогою моделювання.

Як впливає з табл. 2 вимірний та змодельований ККД перетворювача досить точно збігаються тільки на частоті 50 кГц. З ростом частоти відмінність між ними збільшується. З результатів моделювання випливає, що струм споживання містить наскрізний струм транзисторів, який досягає 80 А у моменти перемикавання. Форму та амплітуду струму транзистора Q1 та напруги на затворах транзисторів Q1 та Q2 наведено на рис. 3.

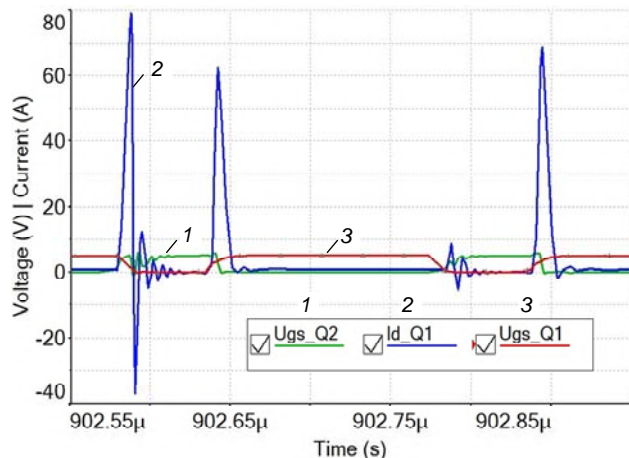


Рис. 3. Змодельовані напруги керування і струм стоків транзисторів перетворювача

Як видно з рис.3 викиди наскрізного струму через транзистори мають місце, коли один з них ще не заклався, а інший вже відкрився. Цей струм залежить від тривалості «мертвого часу» між інтервалами, коли транзистори Q1 та Q2 відкриті, та часовими затримками, які задані в SPICE-моделі драйвера LM5113. «Мертвий час», в свою чергу, задано RC-ланкою з елементів R8, C1 для транзистора Q1, та RC-ланкою з елементів R7, C4 для транзистора Q2. Таким чином, SPICE-модель драйвера LM5113 з вказаними виробником номіналами компонентів працює некоректно на частотах вище 50 кГц. Зменшити амплітуду наскріз-

ного струму через транзистори можна, якщо подовжити тривалість «мертвого часу» заміною параметрів RC-ланок R8C1 та R7C4. Резистори вибрано номіналом 100 Ом, а номінали конденсаторів збільшено вдвічі до 200 пФ. У табл. 3 наведено результати моделювання зі зміненою тривалістю «мертвого часу». Також для порівняння наведено значення ККД, розраховане за результатами експерименту.

Таблиця 3
Залежність ККД перетворювача від частоти перетворення зі зміненими номіналами елементів моделі

Частота, МГц	0,05	0,5	1	2	3	5
$U_{p\ mod}$, В	11,79	11,77	11,74	11,7	11,64	11,54
I_{R13} , А	0,56	0,59	0,61	0,67	0,76	0,89
η_{model}	0,98	0,94	0,91	0,83	0,74	0,64
η_{calc}	0,94	0,93	0,89	0,82	0,75	0,63

Як видно з табл. 3, ККД напівмостового перетворювача на GaN транзисторах, отриманий у процесі моделювання η_{model} після зміни параметрів RC-ланок, майже збігається з ККД, отриманим експериментально η_{calc} . Перетворювач на транзисторах EPC2022 має найбільший ККД на частоті 50 кГц і зменшується на 0,03-0,04 на частоті 500 кГц. Таким чином робочу частоту рекомендовано вибирати поблизу цього значення, тому що зі зростанням частоти ефективність роботи модуля знижується, а зі зменшенням частоти втрачається перевага у швидкодії.

Оцінювання ЕМЗ перетворювача на GaN-транзисторах за допомогою запропонованої моделі. Важливим показником перетворювача є рівень створюваних ЕМЗ. У роботі [8] виконано дослідження рівня ЕМЗ підвищувального перетворювача з частотою перетворення 100 кГц, в якому по чергово були використані Si IGBT IRG4BC30U, каскадний GaN NCT8G206N та SiC SCT2120AF транзистори у корпусі TO-220. В результаті різниця в рівнях ЕМЗ в діапазоні частот до 30 МГц склала не більше 3 дБ, за винятком однієї частоти з провалом на АЧХ, де різниця склала 10 дБ. Таким чином, на рівень ЕМЗ у заданому діапазоні частот більшою мірою впливає частота перетворення, параметри пасивних елементів та конструкція перетворювача, а значно меншою мірою тип транзисторів.

Параметри друкованої плати та конструктив визначають рівень несиметричної складової завад через паразитну ємність. Вона утворюється між дротами живлення і навантаження, доріжками друкованої плати і «землею». Найбільший вплив на несиметричні завади має паразитна ємність між вихідними колами перетворювача і «землею».

Паразитна ємність плати перетворювача виміряна методом, описаним в [9] за допомогою додаткового конденсатора, який підключено між виходом перетворювача і «землею». Рівень ЕМЗ вимірний з додатковим конденсатором і без нього. Потім обчислено паразитну ємність, яка складає 1,8 – 2 пФ.

Нижче наведено результати оцінювання впливу параметрів моделі на рівень змодельованих ЕМЗ у порівнянні з виміряними. На рис. 4 наведено рівні завад для схеми, що наведена на рис. 1. На рис. 4,а показано ЕМЗ з «мертвим часом» згідно документації, а на рис. 4,б – з подовженим «мертвим часом» (конденсатори С2, С4 мають ємність 200 пФ). Моделювання зроблено з додатковим конденсатором, для того, щоб збільшити несиметричну складову завад. Конденсатор С5 на схемі має номінал 58 пФ (ємність плати ЕРС9035 плюс ємність додаткового конденсатора 56 пФ).

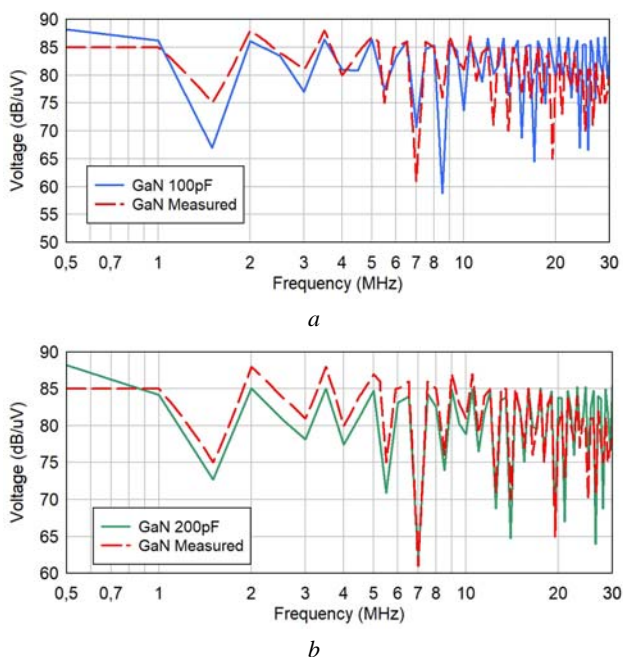


Рис. 4. Рівні ЕМЗ з додатковою ємністю 56 пФ, з'єднаною з виходом перетворювачів

Як видно з рис. 4 відмінність тривалості «мертвого часу» не має такого суттєвого впливу на рівень змодельованих ЕМЗ, як на ККД. Найбільша відмінність між результатами моделювання і експерименту спостерігається на частотах близько 30 МГц.

Опис випробовуваного модуля і випробувального стенду. Плата ЕРС9035 змонтована на іншій платі, яка містить елементи, необхідні для забезпечення правильного порядку вмикання і вимикання живлення і підведення сигналу керування відповідно до Інструкції щодо роботи з платою ЕРС9035. Варто відмітити, що мінімальна тривалість вихідних імпульсів, яку забезпечує драйвер LM5113, складає 40 нс. Це дозволило побудувати на основі плати ЕРС9035 генератор коротких імпульсів з напругою до 90 В і струмом до 20 А [10].

У складі випробувального стенду (рис. 5) використано селективний мікровольтметр SMV11, V-подібний еквівалент мережі NNB101 (Line Impedance Stabilization Network – LISN), амперметр і трансформаторний блок живлення 12 В з лінійним стабілізатором напруги. Збірка металоплівкових резисторів загальним опором 8 Ом з'єднана зі виходом перетворювача дротами мінімальної довжини.

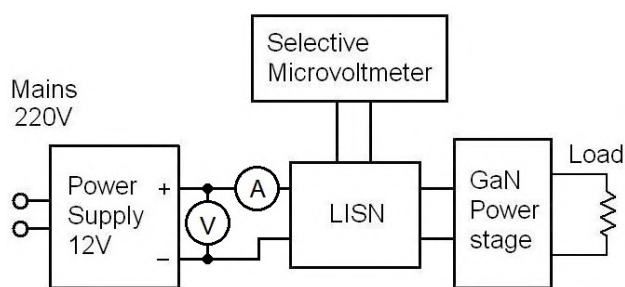


Рис. 5. Схема стенду для вимірювання струму споживання та ЕМЗ

Висновки.

1. В результаті проведеного дослідження з використанням запропонованої комп'ютерної моделі встановлено, що результати моделювання з параметрами, взятими зі схеми виробника мають велику похибку (до 2,3 разів) внаслідок неточної SPICE-моделі драйвера GaN транзисторів. Зміна параметрів RC-кіл, які формують інтервал «мертвого часу» підвищує точність визначення струму споживання до не менш як 5 %.

2. ККД перетворювача на GaN транзисторах практично не змінюється до частоти 500 кГц, що дозволяє використовувати конденсатори і дроселі малих номіналів і габаритів. Далі зі зростанням частоти перетворення ККД зменшується.

3. Для перетворювача з додатковою ємністю на виході параметри SPICE-моделі драйвера не впливають у значній мірі на точність моделювання несиметричних ЕМЗ.

4. Таким чином, з огляду на великий вихідний струм, високу робочу напругу і малий час перемикання GaN транзистори є перспективними для застосування в імпульсних генераторах, блоках живлення з робочими частотами перетворення понад 500 кГц і в потужних Hi-Fi підсилювачах класу D з малими необхідними габаритами, наприклад, автомобільних.

5. Недоліком GaN транзисторів є висока вартість, в декілька разів більша ніж у кремнієвих MOSFET і IGBT транзисторів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ / REFERENCES

1. Tüysüz A., Bosshard R., Kolar J.W. Performance comparison of a GaN GIT and a Si IGBT for high-speed drive applications. *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 – ECCE ASIA)*, Hiroshima, 2014, pp. 1904-1911. doi: 10.1109/IPEC.2014.6869845.
2. Lee D., Soh M.Y., Teo T.H., Yeo K.S. Evaluation of Low Voltage Rectifier Design Using IGBT, MOSFET, and GaN FETs. *TENCON 2018 – 2018 IEEE Region 10 Conference*, Jeju, Korea (South), 2018, pp. 0389-0393. doi: 10.1109/TENCON.2018.8650321.
3. Biela J., Schweizer M., Waffler S., Kolar J.W. SiC versus Si-Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Inverter and DC-DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no. 7, pp. 2872-2882. doi: 10.1109/TIE.2010.2072896.
4. Han D., Li S., Lee W., Choi W., Sarlioglu B. Trade-off between switching loss and common mode EMI generation of GaN devices-analysis and solution. *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, FL, 2017, pp. 843-847. doi: 10.1109/apec.2017.7930794.
5. Liu X., Costa F., Revol B., Gautier C. EMI investigation in a GaN HEMT power module. *PCIM Europe 2016; International*

Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2016, pp. 1-8.

6. Gedz O., Lazebnyi V., Onikienko Y., Vlasjuk A. EMI simulation of GaN power stage for audio class D amplifiers. *2018 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Slavske, 2018, pp. 204-207. doi: **10.1109/TCSET.2018.8336187**.

7. Lidow A., Strydom J., de Rooij M., Reusch D., Glaser J. *GaN Transistors for Efficient Power Conversion, Third Edition*. New York, John Wiley & Sons, 2020. doi: **10.1002/9781119594406**.

8. Ibuchi T., Funaki T. A comparative study on conducted noise characteristics of SiC and GaN power transistor. *2016 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC EUROPE*, Wroclaw, 2016, pp. 193-198. doi: **10.1109/emceurope.2016.7739169**.

9. Onikienko Y., Pilinsky V., Rodionova M. Conductive EMI of class D audio amplifiers prediction system. *2015 IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kiev, 2015, pp. 437-440. doi: **10.1109/elnano.2015.7146925**.

10. Onikienko Y., Vlasyuk A., Marchenko O., Popovych P., Filipova N., Shevchenko I. High Frequency Half-Bridge GaN-Based Pulse Generator. *2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 700-703. doi: **10.1109/elnano.2019.8783532**.

Надійшла (received) 14.02.2020

Оникієнко Юрій Олександрович¹, к.т.н.,
Пілінський Володимир Володимирович¹, к.т.н., проф.,
Попович Павло Васильович¹, к.т.н.,
Лазєбний Володимир Семенович¹, к.т.н., доц.,
Смоленська Олександра Ігорівна¹, магістр,
Баран Вадим Сергійович¹, магістр,
¹ Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
03056, Київ, пр. Перемоги, 37,
тел/phone +380 44 2366093;
e-mail: yurionik@gmail.com, pww@ukr.net, ppv_ua@ukr.net,
s.smolenska.05@gmail.com, vadybrn@gmail.com

Y.O. Onikienko¹, V.V. Pilinsky¹, P.V. Popovych¹, V.S. Lazebnyi¹,
O.I. Smolenska¹, V.S. Baran¹

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

Modelling of operation modes and electromagnetic interferences of GaN-transistor converters.

Goal. To analyze the efficiency and EMI of a half-bridge converter built on GaN transistors at different switching frequencies and to issue recommendations for its application. **Methodology.** An EPC9035 development board from Efficient Power Conversion was selected for research. This board is a half-bridge converter built on the EPC2022 eGaN® transistors and contains a driver for controlling these transistors. To simplify the assessment of the conversion efficiency, it is suggested to use a computer model of the development board and LISN, which simulates the active load with the LC filter. **Results.** Simulation results of the converter efficiency with the nominal values of the elements according to the EPC9035 manual showed significant deviations from the calculated values at frequencies above 50 kHz. This is explained by the presence of inrush current through transistors. The inrush current depends on the «dead time» between the intervals when the transistors are open and the delays specified in the SPICE model of LM5113 driver. To reduce the amplitude of inrush current and, accordingly, to increase the duration of the «dead time» interval, it is proposed to double the capacitors responsible for the formation of this interval. Simulation of the converter efficiency with the doubled values of the circuit elements showed that the results almost coincide with the calculated values of the efficiency in the range from 0.05 MHz to 5 MHz. The converter on the EPC2022 transistors has the highest efficiency at 50 kHz which decreases by 0.03-0.04 at 500 kHz. Therefore, it is recommended that the operating frequency should be set close to 500 kHz. Simulation of EMI levels resulted that the difference in the duration of the «dead time» does not have a significant effect on the levels of simulated EMI. The largest difference between the simulation results and the experiment is observed at frequencies about 30 MHz and is 3-6 dB. **Originality.** For the first time, the computer model was used to calculate the efficiency of a half-bridge converter on GaN transistors at different frequencies. **Practical significance.** Considering the high output current, high operating voltage and short switching times, GaN transistors are promising for use in pulse generators, power supplies with operating frequencies exceeding 500 kHz, and in powerful Class D hi-fi amplifiers with small dimensions, such as automotive ones. References 10, tables 3, figures 5.

Key words: GaN transistors, computer simulation, electromagnetics interferences, energy efficiency.

Г.В. Безпрозванних, М.В. Гринишина, О.Г. Кессаєв, О.М. Гречко

ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ТЕХНІЧНИХ ПАРАМЕТРІВ РЕЗИСТИВНИХ КАБЕЛІВ СИСТЕМИ ТЕПЛОЇ ПІДЛОГИ ЗА УМОВИ ЗБЕРІГАННЯ ТЕПЛОВОЇ СТІЙКОСТІ ІЗОЛЯЦІЇ

Встановлено діапазон значень лінійного теплового потоку в залежності від розмірів конструктивних елементів резистивного нагрівального кабелю коаксіальної конструкції. На підставі теплового балансу потужностей, що виділяється в струмопровідній жилі та розсіюється з поверхні кабелю, визначено питома потужність нагрівальних резистивних кабелів системи теплої підлоги за умови забезпечення теплової стійкості поліетиленової терморективної ізоляції. Обґрунтовано товщина ізоляції та лінійна напруга нагрівального резистивного кабелю в залежності від матеріалу струмопровідної жили, що забезпечують теплову стійкість ізоляції. Бібл. 10, табл. 2, рис. 4.

Ключові слова: резистивний однопровідниковий нагрівальний кабель, питома потужність, лінійна напруга, теплова стійкість, поліетиленова терморективна ізоляція.

Установлен диапазон значений линейного теплового потока в зависимости от размеров конструктивных элементов резистивного нагревательного кабеля коаксиальной конструкции. На основании теплового баланса мощностей, выделяемой в токопроводящей жиле и рассеиваемой с поверхности кабеля, определена удельная мощность нагревательных резистивных кабелей системы теплого пола при условии обеспечения тепловой устойчивости полиэтиленовой терморективной изоляции. Обоснованы толщина изоляции и линейное напряжение нагревательного резистивного кабеля в зависимости от материала токопроводящей жилы, обеспечивающие тепловую устойчивость изоляции. Библ. 10, табл. 2, рис. 4.

Ключевые слова: резистивный однопроводниковый нагревательный кабель, удельная мощность, линейное напряжение, тепловая устойчивость, полиэтиленовая терморективная изоляция.

Вступ. Основу кабельної системи теплої підлоги становить кабель. Найбільш розповсюдженими є резистивні нагрівальні кабелі, котрі за виконанням бувають однопровідниковими (двостороннього підключення) і двопровідниковими (одностороннього підключення). Однопровідникові кабелі (табл. 1) являють собою струмопровідну жилу (1) з ізоляцією (2) в металевому екрані (3) та захисній полімерній оболонці (4). Причому ізоляція може бути як одно-, так і двошаровою. Наявність захисного екрану є обов'язковою за вимогами Правил експлуатації електроустановок, причому в своєму перетині він повинен бути еквівалентний 1,0 мм² мідного провідника [1, 2].

Конструкція таких кабелів подібна до радіочастотних, що призначені, наприклад, для передачі телевізійних сигналів. Матеріал струмопровідної жили – мідь, оцинкована сталь або сплави високого опору. В якості ізоляції застосовується зшитий хімічним або фізичним методом поліетилен (терморективна ізоляція); кремнійорганічна гума, теплостійкий полівінілхлоридний пластикат [3]. Опір ізоляції повинен бути не менше 100 ГОм·м. Захисна оболонка виготовляється на основі полівінілхлоридного пластикату або світлостабілізованого поліетилену.

Основне призначення резистивних кабелів – перетворювати струм, що протікає по кабелю, в тепло. Максимальна робоча температура струмопровідної жили не повинна перевищувати 100 °С [4, 5]. Потужність, що виділяється в кабелі на одиницю довжини, (номінальна питома електрична потужність, що припадає на 1 м нагрівального кабелю при номінальній лінійній напрузі на 1 м кабелю) – це головний технічний параметр цих кабелів. Характерні тепловиділення в таких кабелях не перевищують 10 Вт/м за умови розташування кабелю в повітрі (табл. 1) [4, 5].

Таблиця 1
Типові характеристики одно провідникового нагрівального резистивного кабелю для теплої підлоги

Параметр	Показник
Максимальна температура жили, °С	100
Максимально припустима температура без навантаження, °С	100
Максимальне лінійне тепловиділення, Вт/м	10
Мінімальна температура монтажу, °С	-10
Номінальна напруга частоти 50 Гц, В	220
Максимальний струм навантаження, А	16
Мінімальний радіус вигину при експлуатації й зберіганні, мм	150
Мінімальний припустимий радіус однократного вигину, мм	30

Постановка проблеми. Тепло P_v , що виділяється при протіканні струму по жилі з урахуванням змінення питомого опору матеріалу провідника від температури [6, 7] $\rho_{gt} = \rho_{T_0} \cdot (1 + \alpha_p \cdot (T_g - T_0))$, прямо пропорційно квадрату лінійного падіння напруги U_p на жилі, та зворотно пропорційно лінійному опору

$$R_{gt} = \frac{\rho_{gt}}{\pi \cdot r_1^2} \text{ струмопровідної жили з радіусом } r_1$$

$$P_v = U_p^2 / R_{gt} = \frac{U_p^2}{\rho_{gt}} \cdot \pi \cdot r_1^2, \text{ [Вт/м]}, \quad (1)$$

де α_p – температурний коефіцієнт питомого опору ($\alpha_p = 0,004 \text{ K}^{-1}$ – для міді, $\alpha_p = (0,0001-0,00025) \text{ K}^{-1}$ – для ніхрому); T_g , T_0 – температура струмопровідної

© Г.В. Безпрозванних, М.В. Гринишина, О.Г. Кессаєв, О.М. Гречко

жили в нагрітому стані за рахунок протікання номінального струму та початковому стані (20 °С) відповідно.

В резистивних кабелях струмопровідна жила має високий внутрішній опір і при підключенні до електричної мережі рівномірно нагрівається по всій довжині. Ця властивість змушує строго стежити за температурним режимом працюючого кабелю: при погіршенні тепловіддачі на окремій ділянці можливий перегрів і перегорання кабелю. Тому, як правило, ці кабелі підключаються через регулятори температури нагріву. Фіксований питомий опір кабелю накладає обмеження на загальну довжину: її зменшення відносно значень, що рекомендовано, призводить до збільшення питомої потужності, що знижує довговічність роботи кабелю. І, навпаки, – збільшення довжини знижує питому потужність і, відповідно, ефективність обігріву.

Сукупність конструктивних особливостей та матеріалів, що застосовуються в конструкціях кабелів для теплої підлоги, повинні забезпечувати комплекс електричних, теплових та механічних характеристик відповідно до умов експлуатації при оптимальних масогабаритних розмірах.

В роботі [6] сформульовано задачу оптимізації силового кабелю коаксіальної конструкції для забезпечення максимального теплого потоку, що розсіюється з поверхні кабелю, при фіксованій товщині полімерної ізоляції. Цільовою функцією оптимізації обрано лінійну щільність теплового потоку, що розсіюється з поверхні кабелю, в залежності від товщини захисної полімерної оболонки. В низьковольтних нагрівальних резистивних кабелях забезпечення максимальної лінійної щільності теплового потоку можливо шляхом варіацій як товщини захисної полімерної оболонки, так і товщини ізоляції. Основна умова оптимізації конструкції кабелю – забезпечення теплової стійкості ізоляції, що обмежує, по-перше, довготривалу робочу температуру струмопровідної жили, а по-друге, температуру на поверхні кабелю, яка не повинна перевищувати 60 °С відповідно до вимог на електричну кабельну систему опалення [2].

Отже, метою статті є визначення питомої потужності кабельної системи при варіюванні товщини ізоляції та захисної полімерної оболонки за умови забезпечення теплової стійкості ізоляції на підставі теплового балансу між потужністю, що виділяється в струмопровідній жилі, та потужністю, що віддається в оточуюче середовище з поверхні резистивного нагрівального кабелю.

Модель для визначення лінійного теплового потоку. Лінійний тепловий потік q_l , що розсіюється в резистивному кабелі коаксіальної конструкції (рис. 1) при протіканні номінального струму по жилі, визначається як [6]

$$q_l = \frac{\pi (T_g - T_{OS})}{R_\Sigma}, \text{ [Вт/м]}, \quad (2)$$

де T_{OS} – температура навколишнього середовища – повітря, К; R_Σ – загальний тепловий опір елементів кабелю і навколишнього середовища, (К·м) / Вт.

Розрахунок лінійного теплового потоку виконано в два етапи: на першому – при зміні радіусу по ізоляції r_{2var} (товщині ізоляції) та сталій товщині захисної полімерної оболонки; на другому – навпаки: при сталій товщині ізоляції та зміні радіусу r_{4var} захисної полімерної оболонки.

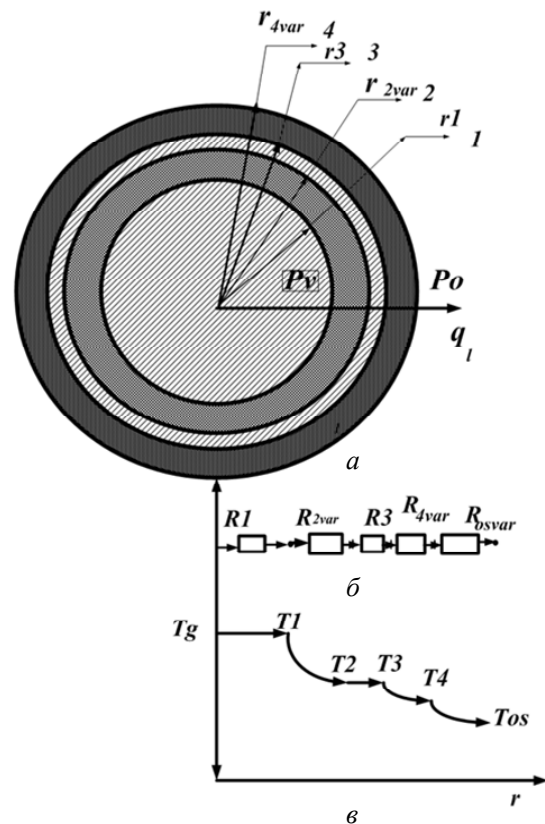


Рис. 1. Типова конструкція (а), тепла схема заміщення (б) та схематичне представлення розподілення температури (в) за товщиною конструктивних елементів резистивного нагрівального кабелю коаксіальної конструкції (1 – струмопровідна жила, 2 – ізоляція, 3 – металевий екран по ізоляції, 4 – захисна полімерна оболонка)

В обох випадках загальний тепловий опір R_Σ [6-10]

$$R_\Sigma = R_2 + R_4 + R_{OS}, \quad (3)$$

є функцією конструктивних розмірів кабелю.

Теплові опори струмопровідної металеві жили та металевому екрану прийнято рівними нулю (коефіцієнти теплопровідності металів в 20-100 разів більше за коефіцієнти теплопровідності ізоляційних матеріалів [7, 9]), тобто $R_1 = R_3 \approx 0$.

Складові теплового опору: тепловий опір ізоляції (для першого етапу розрахунку при зміні r_{2var}):

$$R_{2var} = \frac{1}{2\pi\lambda_2} \cdot \ln\left(\frac{2r_{2var}}{2r_1}\right), \quad (4)$$

тепловий опір захисної полімерної оболонки (для другого етапу розрахунку при зміні r_{4var}):

$$R_{4var} = \frac{1}{2\pi\lambda_4} \cdot \ln\left(\frac{2r_{4var}}{2r_3}\right), \quad (5)$$

тепловий опір оточуючого середовища (повітря) (в обох випадках змінення кожної складової теплового опору призводить до змінення поверхні охолодження S_{OS} кабелю):

$$R_{os\ var} = \frac{1}{\alpha_{ef} \cdot S_{os\ var}} \quad (6)$$

У наведених формулах (4, 5) позначено: λ_2, λ_4 – коефіцієнти теплопровідності ізоляції і захисної полімерної оболонки; α_{ef} – ефективний коефіцієнт тепловіддачі в навколишнє середовище за рахунок конвекції і випромінювання, $2r_1$ – діаметр жили, $2r_{2var}$ – діаметр ізольованого проводу, $2r_3$ – діаметр по металевому екрану, $2r_{4var}$ – діаметр по полімерній захисній оболонці.

На рис. 2 показано вплив товщини поліетиленової ізоляції ($\lambda_2 = 0,25$ Вт/(м·К)) та полівінілхлоридної захисної оболонки ($\lambda_4 = 0,35$ Вт/(м·К)) на лінійний тепловий потік резистивного нагрівального кабелю коаксіальної конструкції. Розрахунок виконано для трьох діаметрів струмопровідної жили:

- $2r_1 = 0,4$ мм – криві 1 та 1';
- $2r_1 = 0,8$ мм – криві 2 та 2';
- $2r_1 = 1,6$ мм – криві 3 та 3' при варіюванні радіусу ізоляції (r_{2var} / r_1) – криві 1, 2 і 3, та при варіюванні радіусу полімерної захисної оболонки (r_{4var} / r_1) – криві 1', 2' і 3' відповідно.

Ефективний коефіцієнт теплопередачі дорівнює 10 Вт/(м² К). Товщина полімерної оболонки $0,5$ мм для кривих 1, 2 і 3. Товщина ізоляції $0,8; 1,6$ і $3,3$ мм для кривих 1', 2' і 3' відповідно.

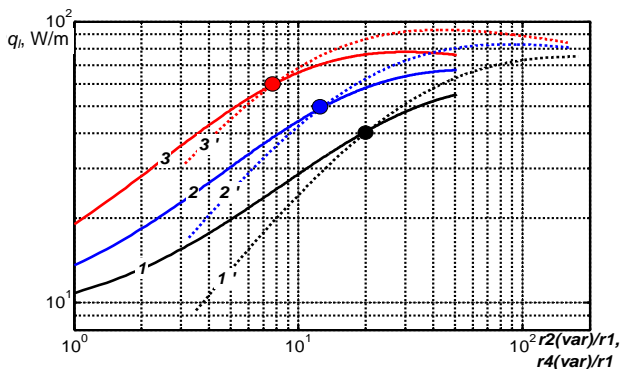


Рис. 2. Визначення очікуваних значень лінійного теплового потоку в залежності від розмірів конструктивних елементів резистивного нагрівального кабелю коаксіальної конструкції

Як доводять результати розрахунку (див. рис. 2), максимальні значення лінійного теплового потоку, що може розсіюватися з поверхні кабелю, знаходяться в діапазоні від 70 до 90 Вт/м (криві 1 та 3). Такі значення відповідають значному, в 40 - 100 разів, більшому діаметру по ізоляції та захисній оболонці відносно діаметру струмопровідної жили. Значення лінійного теплового потоку в діапазоні $(40$ - $50)$ Вт/м забезпечуються при менших співвідношеннях геометричних розмірів (показано точками на кривих 1, 2, 3 на рис. 2).

Питома потужність нагрівальних резистивних кабелів за умови забезпечення теплової стійкості ізоляції. Значення лінійного теплового потоку в діапазоні $(40$ - $50)$ Вт/м (рис. 3, крива 5) забезпечується конструкцією кабелю, струмопровідна жила котрого виконана на основі ніхрому діаметром $0,8$ мм, зі зшитої поліетиленової ізоляції товщиною $4,8$ мм та полівінілхлоридної захисної оболонки товщиною $0,5$ мм. Загальний діаметр кабелю становить $11,6$ мм при

товщині алюмінієвого екрану $0,1$ мм. Такі значення спостерігаються при лінійній напрузі 10 В/м, що відповідає тепловому балансу між потужністю, що виділяється в жилі P_v , та потужністю, що розсіюється з поверхні кабелю P_0 в повітря (див. рис. 1,а; крива 5 на рис. 3,а).

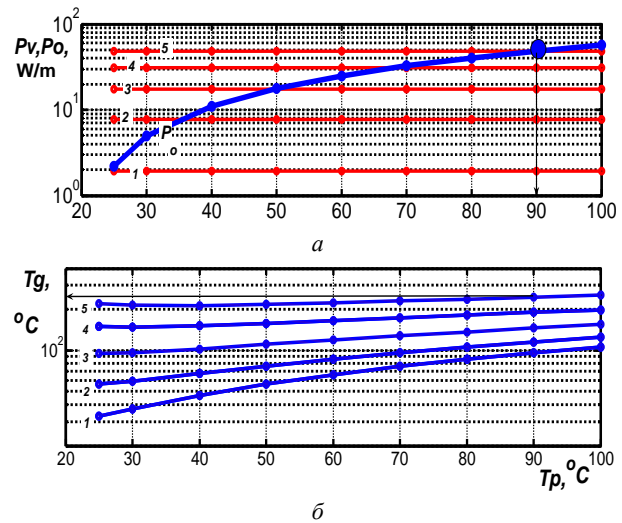


Рис. 3. До визначення питомої потужності за умови теплової стійкості ізоляції нагрівальних резистивних кабелів (крива 1 – лінійна напруга 2 В/м; крива 2 – 4 В/м; крива 3 – 6 В/м; крива 4 – 8 В/м; крива 5 – 10 В/м)

Температура на поверхні кабелю ($T_p = T_4$) становить 90 °С, струмопровідної жили – $T_g = 250$ °С (крива 5 на рис. 3,б). За таких температур порушується теплова стійкість зшитої поліетиленової ізоляції, що унеможливує працездатність нагрівального кабелю в системі теплої підлоги. Температура зшитої поліетиленової ізоляції не повинна перевищувати 90 °С [3, 9]. Застосування більш нагрівостійкої на основі політетрафторетилену або мінеральної ізоляції забезпечує створення високотемпературних кабелів для підігріву нафтопроводів та технологічного обладнання [5].

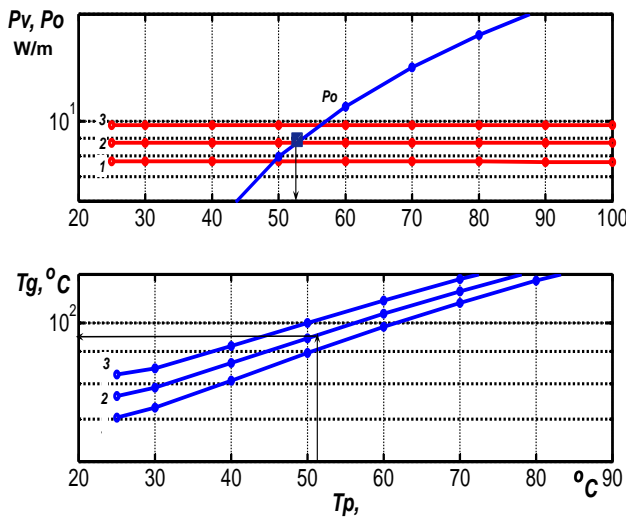
Зменшення лінійної напруги до 6 В/м (рис. 3, крива 3) забезпечує тепловий баланс ($P_v = P_0$) на рівні 18 Вт/м при температурі поверхні кабелю 50 °С. При цьому температура струмопровідної жили перевищує максимально допустиме значення 100 °С та становить 115 °С (дивись крива 3 на рис. 3,б).

Зменшення товщини ізоляції до 1 мм забезпечує тепловий баланс при температурі поверхні кабелю 53 °С та температури жили 86 °С при номінальній лінійній напрузі 4 В/м (рис. 4,а, крива 2). Очікуване значення питомої потужності становить $8,8$ Вт/м (рис. 4,а, крива 2 на верхньому рисунку).

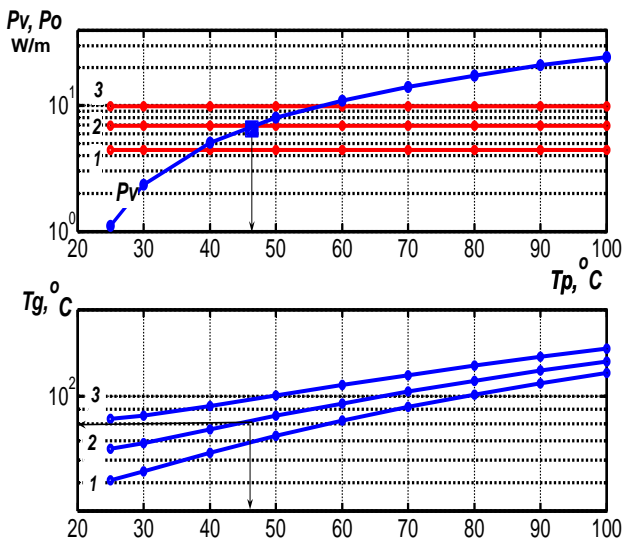
При застосуванні мідної жили такої самої конструкції значення питомої потужності дорівнює 7 Вт/м (рис. 4,б, крива 2 на верхньому рисунку) при лінійній напрузі $0,5$ В/м. Температура поверхні кабелю становить 47 °С, температура жили – 80 °С (рис. 4,б, крива 2). Діаметр кабелю – 4 мм.

Порівняння двох однакових за розміром конструкцій кабелю, що відрізняються матеріалом струмопровідної жили, доводить: при напрузі живлення

220 В довжина секції кабелю з ніхромовою жилою становить 55 м загальною потужністю 484 Вт; довжина секції кабелю з мідною жилою – 440 м загальною потужністю 3080 Вт. Вісім секцій на основі кабелю з ніхромовою жилою загальною довжиною 440 м забезпечують потужність 3872 Вт.



а
крива 1 – лінійна напруга 3,75 В/м;
крива 2 – 4 В/м; крива 3 – 4,25 В/м



б
крива 1 – лінійна напруга 0,4 В/м;
крива 2 – 0,5 В/м; крива 3 – 0,6 В/м

Рис. 4. Вплив товщини ізоляції та лінійної напруги нагрівального резистивного кабелю на теплову стійкість термореактивної поліетиленової ізоляції

При розміщенні кабелю безпосередньо в підлозі (цементно-піщаному розчині) тепловий опір оточуючого середовища [7]

$$R_{OS} = \frac{1}{2\pi\lambda_{OS} \cdot L} \ln \left(\frac{h}{d} + \sqrt{\left(\frac{h}{d}\right)^2 - 1} \right),$$

де $\lambda_{OS} = 0,6$ Вт/(м·К) – коефіцієнт теплопровідності цементно-піщаного розчину; $L = 1$ м – довжина кабелю, d – діаметр кабелю, h – глибина розташування кабелю.

В табл. 2 наведено порівняльний аналіз теплових опорів при розташуванні кабелю в повітрі та цементно-піщаному розчині на відстані 50 мм від поверхні полу.

Таблиця 2

Вплив середовища, що оточує кабель діаметром 4 мм, на загальний тепловий опір

Тепловий опір кабелю: $R_2 + R_4$, К·м/Вт	При розташуванні кабелю в повітрі		При розташуванні кабелю в цементно-піщаному розчині	
	Тепловий опір повітря: R_{OS} , К·м/Вт	Загальний тепловий опір R_{Σ} , К·м/Вт	Тепловий опір середовища, що оточує кабель: R_{OS} , К·м/Вт	Загальний тепловий опір R_{Σ} , К·м/Вт
1,3507	3,2811	4,6318	1,0376	2,3883

Розташування кабелю в цементно-піщаному розчині зменшує загальний опір в 1,94 рази в порівнянні з розташуванням в повітрі, що забезпечує ефективність дії нагрівального резистивного кабелю.

Висновки.

1. Встановлено, що найбільші значення лінійного теплового потоку на рівні (70-90) Вт/м досягаються для оптимальної конструкції однопровідникового резистивного кабелю зі струмопровідної жили в діапазоні від 0,4 мм до 1,6 мм при варіюванні товщини зшитой поліетиленової ізоляції та захисної оболонки на основі полівінілхлоридного пластикату.

2. На підставі теплового балансу потужностей, що виділяється в струмопровідній жилі та розсіюється з поверхні кабелю, визначена питома потужність нагрівальних резистивних кабелів системи теплої підлоги для забезпечення теплової стійкості поліетиленової термореактивної ізоляції. Доведено, що для двох однакових конструкцій кабелю, що відрізняються матеріалом струмопровідної жили, більш ефективним є застосування ніхрому в порівнянні з міддю: питома потужність більша в 1,26 рази, лінійна напруга – в 8,5 рази відповідно. В обох випадках забезпечується теплова стійкість зшитой поліетиленової ізоляції.

3. Розглянута методика обґрунтування питомої потужності, що відповідає тепловій стійкості нагрівальних резистивних кабелів на підставі теплового балансу, може бути застосована як для системи теплої підлоги, так і для інших сфер застосування нагрівальних кабелів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. ДНАОП 0.00-1.32-01. Правила улаштування електроустановок. Електрообладнання спеціальних установок. – Київ, 2001.
2. ДБН В.2.5-24-2012 Електрична кабельна система опалення. – Київ: Мінрегіон України, 2012. – 83 с.
3. Михайлин Ю.А. Тепло-, термо- і огнестійкість полимерних матеріалів. – Спб.: Научные основы и технологии, 2011. – 416 с.
4. Кабельні системи DEVI. Посібник. – Київ, 2018. – 52 с. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://devi.rv.ua/data/pages/img/63/DEVI_posibnyk_2018.pdf.
5. Струпинский М.Л., Хренков Н.Н., Кувалдин А.Б. Проектирование и эксплуатация систем электрического обогрева в нефтегазовой отрасли. – М.: Инфра-Инженерия, 2015. – 272 с.
6. Беспроводных А.В., Мирчук И.А. Оптимизация конструкции силовых кабелей по условиям охлаждения в эксплуатации. *Вісник НТУ «ХПІ»*, 2019, № 42 (948), С. 65-68.

7. Беспрозванных А.В., Набока Б.Г. Математические модели и методы расчета электроизоляционных конструкций. – Харків: НТУ «ХПИ», 2012. – 108 с.
8. IEC 60287-2-1: 2001. Electric cables. Calculation of the current rating. Part 2-1: Thermal resistance – Calculation of thermal resistance. – 84 p.
9. Беспрозванных А.В., Золотарев В.М., Антонен Ю.А. Влияние толщины изоляции защищенных проводов высоковольтных ЛЭП на их пропускную способность по току. *Електротехніка і електромеханіка*, 2018, № 2, С. 41-46. doi: **10.20998/2074-272X.2018.2.07**.
10. Carslaw H.S., Jaeger J.C. Conduction of heat in solids. – Second Ed. Clarendon Press, London, 2003. – 510 p.

REFERENCES

1. DNAOP 0.00-1.32-01. Pravyly ulashtuvannia elektrostanofov. Elektroobladnannia spetsialnykh ustanovok [DNAOP 0.00-1.32-01. Rules of arrangement of electrical installations. Electrical equipment of special installations]. Kyiv, 2001. (Ukr).
2. DBN V.2.5-24-2012 Elektrychna kabelna systema opalennia [DBN V.2.5-24-2012. Electric cable heating system]. Kyiv, Minregion of Ukraine Publ., 2012. 83 p. (Ukr).
3. Mikhailin Yu.A. *Тепло-, термо- и огнестойкость полимерных материалов* [Heat, thermal and fire resistance of polymeric materials]. St. Petersburg, Scientific Foundations and Technologies Publ., 2011. 416 p. (Rus).
4. DEVI Cable Systems. Manual. Kyiv, 2018. 52 p. Available at: https://devi.rv.ua/data/pages/img/63/DEVI_posibnyk_2018.pdf (accessed 20 June 2018). (Ukr).
5. Strupinskiy M.L., Khrenkov N.N., Kuvaldin A.B. *Проектирование и эксплуатация систем электрического обогрева в нефтегазовой отрасли* [Design and operation of electric heating systems in the oil and gas industry]. Moscow, Infra-Inzheneriia Publ., 2015. 272 p. (Rus).
6. Bezprozvannykh G.V., Mirchuk I.A. Optimization of design of power ship cables under conditions of cooling in operation. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2019, no. 42 (948), pp. 65-68. (Rus).
7. Bezprozvannykh G.V., Naboka B.G. *Математические модели и методы расчета электроизоляционных конструкций* [Mathematical models and methods of calculation of electrical designs]. Kharkiv, NTU «KhPI» Publ., 2012. 108 p. (Rus).
8. IEC 60287-2-1: 2001. Electric cables. Calculation of the current rating. Part 2-1: Thermal resistance – Calculation of thermal resistance. – 84 p.
9. Bezprozvannykh G.V., Zolotaryov V.M., Antonets Yu.A. Effect of the thickness of insulation of protected wires of high-voltage overhead transmission lines to their current carrying capacity. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no. 2, pp. 41-46. doi: **10.20998/2074-272X.2018.2.07**.
10. Carslaw H.S., Jaeger J.C. Conduction of heat in solids. Second Ed. Clarendon Press, London, 2003. 510 p.

Надійшла (received) 21.02.2020

Безпрозваних Ганна Вікторівна¹, д.т.н., проф.,
Гринишина Маргарита Володимирівна², техн. директор,
Кессаєв Олександр Геннадійович¹, к.т.н.,
Гречко Олександр Михайлович¹, к.т.н., доц.,

¹ Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»
61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,
тел/phone +38 057 7076010,
e-mail: bezprozvannykh@kpi.kharkov.ua

² ТОВ «Інтеркабель Київ»,
08112, Київська обл., Києво-Святошинський р-н,
с. Капітанівка, вул. Дачна, 5,
тел/phone +38 044 2215405,
e-mail: m.grynyshyna@interkabel.ua

G.V. Bezprozvannykh¹, M.V. Grynyshyna², O.G. Kyessayev¹,
O.M. Grechko¹

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

² TOV «Interkabel Kiev»,

5, Dachnaya Str., p. Kapitanovka,

Kiev-Svyatoshinsky district, Kiev region, 08112, Ukraine.

Providing technical parameters of resistive cables of the heating floor system with preservation of thermal resistance of insulation.

Introduction. The main purpose of resistive cables is to convert the current flowing through the cable into heat. The maximum operating temperature of the conductive core should not exceed 100 °C. Power output per cable per unit length (nominal specific electrical power per 1 m of heating cable at rated line voltage per 1m cable) is the main technical parameter of these cables. The heat released by the conductivity of the core current, taking into account the change in the resistivity of the core material from temperature, is directly proportional to the square of the linear voltage drop across the core, and inversely proportional to the linear resistance of the core. Typical heat dissipation in such cables does not exceed 10 W/m, provided the cable is placed in the air. **Purpose.** Determination of the specific power of the cable system when varying the thickness of the insulation and the protective polymer shell, provided the thermal stability of the insulation on the basis of thermal balance between the power released in the core and the power released into the environment from the surface of the resistive heating. **Methodology.** The calculation of the linear heat flux is performed in two steps: when changing the radius of insulation (thickness of insulation) and the constant thickness of the protective polymer shell; at constant thickness of insulation and change of radius of the protective polymer jacket. The highest values of linear heat flux at (70-90) W/m are achieved for the optimum design of a single-conductor resistive cable from a conductive core in the range of 0,4 mm to 1,6 mm when varying the thickness of the cross-linked polyethylene insulation and protective sheath based on polyvinyl chloride plastic. The specific power of heating resistive cables, provided the thermal stability of the crosslinked polyethylene insulation is determined based on the thermal balance between the power generated in the core and the power dissipated from the surface of the cable into the air. **Practical value.** The thickness of the insulation and the linear voltage of the heating resistive cable, depending on the material of the core, providing thermal stability of the insulation are substantiated. The methodology of substantiation of specific power, which corresponds to thermal stability of heating resistive cables on the basis of thermal balance, can be applied to both the floor heating system and other areas of application of heating cables. References 10, tables 2, figures 4.

Key words: resistive single conductor heating cable, specific power, linear voltage, thermal stability, polyethylene thermosetting insulation.

I. Boukhechem, A. Boukadoum, L. Boukelkoul, R. Lebled

SENSORLESS DIRECT POWER CONTROL FOR THREE-PHASE GRID SIDE CONVERTER INTEGRATED INTO WIND TURBINE SYSTEM UNDER DISTURBED GRID VOLTAGES

Wind turbines with permanent magnet synchronous generator (PMSG) are widely used as sources of energy connected to a grid. The studied system is composed of a wind turbine based on PMSG, a bridge rectifier, a boost converter, and a controlled inverter to eliminate low-order harmonics in grid currents under disturbances of grid voltage. Traditionally, the grid side converter is controlled by using the control VFOC (Virtual Flux Oriented Control), which decouple the three-phase currents indirect components (i_d) and in quadratic (i_q) and regulate them separately. However, the VFOC approach is dependent on the parameters of the system. This paper illustrates a new scheme for the grid-connected converter controller. Voltage imbalance and harmonic contents in the three-phase voltage system cause current distortions. Hence, the synchronization with the network is an important feature of controlling the voltage converter. Thus, a robust control method is necessary to maintain the adequate injection of the power during faults and/or a highly distorted grid voltage. The proposed new control strategy is to use the direct power control based virtual flux to eliminate side effects induced by mains disturbances. This control technique lowers remarkably the fluctuations of the active and reactive power and the harmonic distortion rate. The estimated powers used in the proposed control approach is calculated directly by the positive, negative, and harmonic items of the estimated flux and the measured current without line sensor voltage. References 27, tables 6, figures 13.

Key words: direct power control based virtual flux, disturbances of grid voltage, permanent magnet synchronous generator.

Ветряные турбины с синхронным генератором на постоянных магнитах (PMSG) широко используются в качестве источников энергии, подключенных к сети. Исследуемая система состоит из ветряной турбины на основе PMSG, мостового выпрямителя, повышающего преобразователя и управляемого инвертора для устранения гармоник низкого порядка в токах сетки при возмущениях напряжения сети. Традиционно преобразователь на стороне сети управляется с помощью виртуального потокоориентированного управления VFOC (Virtual Flux Oriented Control), который разделяет трехфазные токи на косвенные компоненты (i_d) и на квадратичные компоненты (i_q) и регулирует их отдельно. Однако подход VFOC зависит от параметров системы. Данная статья иллюстрирует новую схему для контроллера преобразователя, подключенного к сети. Дисбаланс напряжения и содержание гармоник в трехфазной системе напряжения вызывают искажения тока. Следовательно, синхронизация с сетью является важной особенностью управления преобразователем напряжения. Таким образом, надежный метод управления необходим для поддержания адекватной подачи энергии во время неисправностей и/или значительно искаженного напряжения сети. Предложенная новая стратегия управления заключается в использовании виртуального потока на основе прямого управления мощностью для устранения побочных эффектов, вызванных помехами в сети. Этот метод управления значительно снижает колебания активной и реактивной мощности и уровень гармонических искажений. Оценочные мощности, используемые в предлагаемом подходе к управлению, рассчитываются непосредственно по положительным, отрицательным и гармоническим элементам оцененного потока и измеренного тока без напряжения линейного датчика. Библ. 27, табл. 6, рис. 13.

Ключевые слова: виртуальный поток на основе прямого управления мощностью, возмущения напряжения сети, синхронный генератор с постоянными магнитами.

Introduction. Renewable sources connected to a grid with their inherent intermittent behavior inevitably impose a major challenge to the conception of the controller voltage source converter. The majority of control approaches have equivocal statements according to their performance under conditions of non-ideal voltage grid prevailing in an integrated micro-grid system with renewable energy. Renewable energy production has become a significant development trend for contemporary grids because of environmental concerns. Wind energy is one of the important sources of renewable energy and is a fast-growing technology [1, 2]. There are two types of wind energy systems: the grid-connected system and the stand-alone wind system. Actually, the application of grid-connected is largely preferred to stand-alone wind systems. The most common configuration for MWT systems connected to the grid of less than 20 kW normally consists of a high-pole-pair PMSG supplying a three-phase rectifier followed by a boost converter and an inverter [3]. At the generator terminals, a diode bridge rectifier can be used since no external excitation current is required. The non-controlled rectifier with a boost

converter or supercharged converter serves to regulate the rotor voltage or speed. The interfaces between renewable energy sources and a grid-side have played a crucial role in terms of reliability, the flexibility of connection, and quality of energy and gradually attracted attention from the academic and the industrial worlds these last years. These interfaces can regulate the powers with a constant power factor or constant currents. Various studies of these electronic power interfaces and control methodologies have been largely realized, including the development of schemas of switching to improve the quality of the energy [4]. Traditionally, the grid side converter is controlled by using the control VFOC (Virtual Flux Oriented Control) [5] or VOC [6], which decouple the three-phase currents in Direct components (i_d) and in quadratic (i_q) and regulate them separately. A reference frame aligned with the rotary vectors voltage or virtual flux [7]. However, the VFOC or VOC approaches are dependent on the parameters of the system and various simplifying approximations are made; for instance, the magnetic saturation of the inductor is not considered that is, the

© I. Boukhechem, A. Boukadoum, L. Boukelkoul, R. Lebled

inductor is constant whatever of the current values [8]. The three-phase rectifier control approaches in width of impulse can be classified, as quoted in the literature, as vector control (VOC) and direct power control (DPC) [16]. The vector control (VC) can be based on grid side voltage [17-19] or virtual flux (VF) [20] using integral proportional controllers (PI). However, it offers some disadvantages, such as its addiction to the variation of system parameters, and that its performance largely depends on the agreement of the PI parameters. The direct power control strategy (DPC) has become one of the most recent research topics in recent years relying on its fast dynamic response, its a simple structure, and its high power factor [21, 22]. In DPC schemes developed, instant active and reactive powers are directly controlled [24]. This is what we need more than sensors (voltage sensors and AC mains sensors) that not only raises the volume and cost of the system but also lowers the reliability of the system [22]. The grid-connected three-phase rectifier can be seen as a virtual AC motor, its virtual flux link can be used to estimate the voltage of the rectifier [26]. Virtual flux (VF) based schematics are popular in voltage-free controller designs for the following two reasons. The application of VF remains the common benefits of sensorless strategies, such as cost reduction, reliability, and overall improvement. During this time, it eliminates the orientation point limitation for the control system [25] and improves the harmonic tolerance [26]. A more complete comparative study is conducted to evaluate the performance of the system in different grid voltage conditions where the voltage unbalances vary by up to 20 % and the distortion varies by 10 %. The global

magnitude of total harmonic distortion (THD) presented by VF-DPC and the resilient direct power control RV-DPC is always inferior to that of V-DPC [15]. The V-DPC possesses a low immunity to asymmetric and deformed voltage; the VF-DPC shows a better reliability only under distorted grid voltage [15] a new method of VF-DPC control based on the virtual flux estimate Capable of handling these problems; it results in a stable and regular estimated virtual flux with a sectorial detection at a high precision [23].

The aim of this article is to inject all the power provided by a wind turbine based on the PMSG is a three-phase microgrid subjected to various voltage conditions. This document also seeks to propose a new strategy by integrating new theory, Direct Power Control, based on the virtual flux (VF_DPC) to ensure that the injected currents in the three-phase grid emulate the sinusoidal forms even when the grid voltage is no longer ideal.

Modeling Of The Wind Conversion. In the suggested system of energy, the PMSG is plugged to the grid through an inverter assisted by a rectifier bridge and a boost converter (Fig. 1). The rectifier consisted of diodes that convert the AC output voltage from PMSG to a DC voltage. The boost converter increases the output rectifier voltage at a regulated DC level. The boost converter regulates the speed of the generator or the active power of the generator to capture the maximum power of available wind energy. The grid-side converter (GSC) is then utilized to control the DC link voltage and transfer all the active power provided by the turbine to the grid.

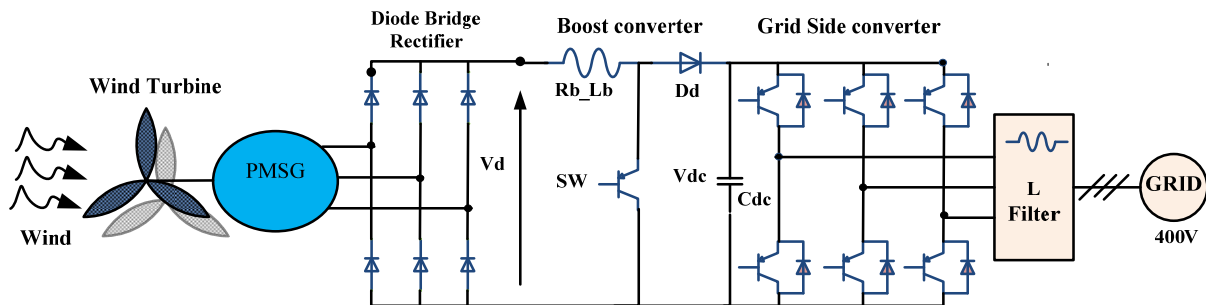


Fig. 1. The system under study comprising PMSG assisted with diode rectifier and boost converter

Wind Turbine Modeling. The wind turbine is three-dimensional, with complex shapes in movement, inundated in a stream air; it changes over the wind's motor vitality and conveys mechanical force portrayed by a rotating speed and mechanical torque. The dynamic force accessible to the turbine is given by:

$$P_{\omega} = \frac{1}{2} \rho S V_{\omega}^3 = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V_{\omega}^3, \quad (1)$$

where ρ is density of air (1.25 kg/m³), S is area swept by the turbine (m²), R is turbine radius (m), V_{ω} is wind speed (m/s).

Aerodynamic shaft power is given by:

$$P_{urb} = C_p P_{\omega} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V_{\omega}^3 C_p(\lambda, \beta), \quad (2)$$

where C_p is the power coefficient which is a function of the pitch angle of rotor blades and of the tip speed ratio; β is orientation angle of the blades; λ is specific speed

$$\lambda = \frac{\omega_{urb} R}{V_{\omega}}, \quad (3)$$

where ω_{urb} is speed of the turbine.

Modeling of PMSG. The model of PMSG in d-q transformation is given by the accompanying voltage framework condition

$$V_d = -R_s I_d - L_d \frac{d}{dt} I_d + \omega L_q I_q; \quad (4)$$

$$V_q = -R_s I_q - L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega L_d I_d + \omega \varphi_f.$$

The electromagnetic coupling

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f; \\ \varphi_q = L_q i_q, \end{cases} \quad (5)$$

where L_d is stator inductance in d-axis, L_q is stator inductance in q-axis, L_q and L_d are supposed independent of θ , φ_f is magnet flux.

Equation (6) represent the expression of electromagnetic torque:

$$\begin{aligned} V_d &= -R_s I_d - C_{em} = \\ &= \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \varphi_f] L_d \frac{d}{dt} I_d + \omega L_q I_q; \quad (6) \\ V_q &= -R_s I_q - L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega L_d I_d + \omega \varphi_f, \end{aligned}$$

in which $C_{em} = 3/2 \cdot p \cdot \varphi_f \cdot I_q$, where p is the pole pair number; R_s is stator resistance; V_d and V_q are stator voltage components; I_d and I_q are stator current components.

Control Of Boost Converter. At the output of certain renewable sources (such as wind systems) in general, the voltage generated is not enough to ensure the proper functioning of the inverter. For this, a DC/DC boost converter must be used, built with electronic semiconductor devices, an inductor and a capacitor in parallel [12]. The wind generator is tied to a boost converter, and its input voltage is controlled so that the wind generator delivers the maximum power to its output terminals. The boost converter is connected between the output terminals of the non-controlled rectifier and the input of the inverter, as shown in Fig. 2.

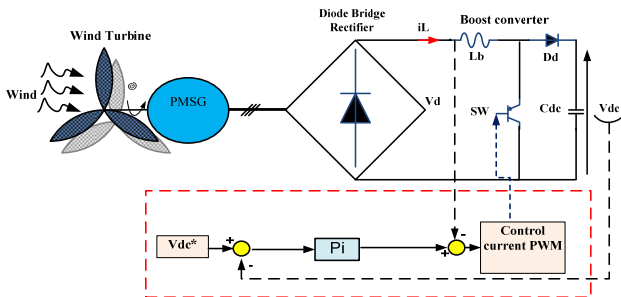


Fig. 2. Structure and principle control of an AC / DC converter

The essential role of the boost converter is to convert the variable input DC voltage, due to different operating conditions, to a suitable constant DC voltage. The DC link voltage can be maintained constant at the reference value by adjusting the duty cycle of the converter. In doing so, the DC voltage is controlled to sufficient and non-fluctuating levels so that maximum power is injected under better conditions through the grid side inverter. The control framework of the DC-DC boost converter is founded on the use of the PI controller to keep the DC link voltage at the reference value as shown in Fig. 2. The voltage/current input/output relationship of the boost converter can be written as [13].

Direct Power Control Based On Virtual Flux (VF_DPC). In this situation, the direct power control based on the virtual flux (DPC-VF) is used instead of the direct power control (DPC). This control technique greatly lowers the fluctuations of the active and reactive power and the harmonic distortion rate THD, keeping the advantage of control without the line voltage sensor. In the VF concept, the virtual AC motor is assumed from the behavior of grid voltages and AC side coupling impedance with inductance L in series with equivalent resistance R . As a result, L and R are analogous to the leakage inductance and the stator resistance of an AC motor, respectively [26]. The control of the active (P_{ref})

and reactive (Q_{ref}) power are compared with the estimated active and reactive power values (P_{es} and Q_{es}) by hysteresis controllers, respectively. The output digitized signals (SP) and (SQ) and the vector position (θ_ϕ) make it possible to select the appropriate voltage vector according to the switching table defined in [24].

Figure 3 shows the maximum power point tracking (MPPT) control charts for the optimal torque control method respectively. The torque reference multiplied by the speed of the turbine (ω_t) gives the optimal power reference. As shown in Fig. 3, the maximum power of the wind turbine is calculated from the equation [$P_{ref}^* = T_{ref}^* \cdot \omega_t$] which represents the power reference injected into the grid.

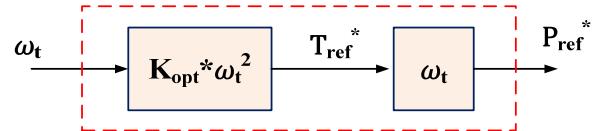


Fig. 3. Block diagram of MPPT Optimal torque control

Model of Grid Side Converter. The vector of virtual flux $\varphi_{\alpha\beta}$ can be estimated from the integration of the vector of grid voltages $e_{\alpha\beta}$ as indicated follow in equation (8).

The voltages of the converter (Fig. 4) are estimated in the block as follows

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \times (S_a - (S_b + S_c)); \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} V_{dc} \times (S_b - S_c), \end{cases} \quad (7)$$

where S_a , S_b , and S_c are the switching states of the rectifier and ($V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$) are the AC side voltages of the converter. V_{dc} is rectified voltage.

The components of the virtual flux φ_s are calculated as follows:

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} + L \frac{di_\alpha}{dt}) dt; \\ \varphi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} + L \frac{di_\beta}{dt}) dt, \end{cases} \quad (8)$$

where $V_{s(\alpha\beta)}$ is the voltage at the output of the inverter at the α , β mark; i_α and i_β are grid currents in the Concordia.

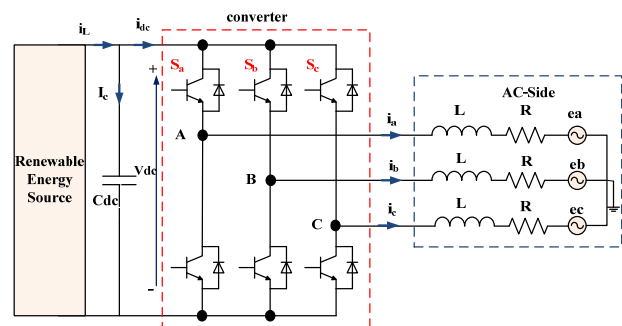


Fig. 4. Simplified representation of a three-phase PWM inverter

The virtual flux concept has been developed for a better estimate of instantaneous active and reactive power in AC-free sensor operation. The use of an ideal integrator for computing the virtual flux produces a DC offset. According to (7) and (8) the integrator can be used to

estimate the virtual flux, but the initial value of the flux has to be estimated first, this complicates the simulation and the DC offset could be produced easily [14]. The virtual line stream observer (Fig. 5) shows that the new algorithm responds faster than traditional control.

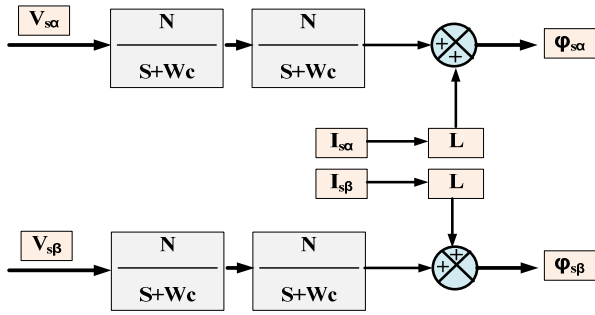


Fig. 5. The virtual line flux linkage observer

The active and instantaneous reactive powers are observed in the (power observer block) by the measurement of the line current and the observation of the virtual flux components in equation [9]. Instant active and reactive powers can be estimated as

$$\begin{cases} P_{es} = \omega(\varphi_{s\alpha} \times i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \times i_{s\alpha}); \\ Q_{es} = \omega(\varphi_{s\alpha} \times i_{s\alpha} + \varphi_{s\beta} \times i_{s\beta}). \end{cases} \quad (9)$$

There is a change in the sector. These sectors may be expressed as follows (Fig. 6)

$$(N-5)\frac{\pi}{6} < \theta_N < (N-4)\frac{\pi}{6}.$$

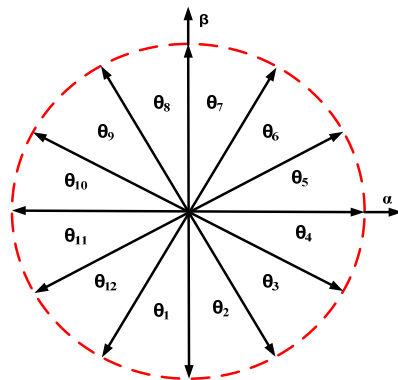


Fig. 6. Virtual flux plane 12 sectors

The position of the VF vector

$$\theta_N = \tan^{-1}\left(\frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}}\right)$$

is used in the VF-DPC scheme to select the appropriate converter voltage vector according to the switch table defined in Table 1.

Table 1

Switching Table		θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅
	1	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃
0	0	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆
	1	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁

Modified Direct Power Control (M DPC) for Converter. When the grid is unbalanced and harmonized,

according to the theory of symmetrical decomposition, an unbalanced and distorted three-phase system can be decomposed into three symmetrical components: the positive sequence, the negative sequence, and the zero sequence.

In fixed reference systems the flux and the measured current are expressed as

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = (\varphi_{s\alpha}^+ + \varphi_{s\alpha}^- + \varphi_{s\alpha}^h); \\ \varphi_{s\beta} = (\varphi_{s\beta}^+ + \varphi_{s\beta}^- + \varphi_{s\beta}^h). \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = (i_{s\alpha}^+ + i_{s\alpha}^- + i_{s\alpha}^h); \\ i_{s\beta} = (i_{s\beta}^+ + i_{s\beta}^- + i_{s\beta}^h). \end{cases} \quad (11)$$

According to the theory of symmetric decomposition:

$$\begin{bmatrix} X^+ \\ X^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}, \quad (12)$$

here the indices (+) and (-) indicate the positive sequence

and the negative sequence, $a = e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)}$, the zero sequence is $X^h = X - X^+ - X^-$.

After substituting the flux and the current by their values indicated in (10) and (11), the results of the active and reactive powers can be grouped as follows

$$\begin{aligned} P_{es} &= \omega \times \left[(\varphi_{s\alpha}^+ + \varphi_{s\alpha}^- + \varphi_{s\alpha}^h) \times (i_{s\beta}^+ + i_{s\beta}^- + i_{s\beta}^h) - \right. \\ &\quad \left. - (\varphi_{s\beta}^+ + \varphi_{s\beta}^- + \varphi_{s\beta}^h) \times (i_{s\alpha}^+ + i_{s\alpha}^- + i_{s\alpha}^h) \right]; \\ P_{es} &= \omega \times \left[(\varphi_{s\alpha}^+ \times i_{s\beta}^+ - \varphi_{s\beta}^+ \times i_{s\alpha}^+) + (\varphi_{s\alpha}^- \times i_{s\beta}^- - \varphi_{s\beta}^- \times i_{s\alpha}^-) + \right. \\ &\quad + (\varphi_{s\alpha}^h \times i_{s\beta}^h - \varphi_{s\beta}^h \times i_{s\alpha}^h) + (\varphi_{s\alpha}^+ \times i_{s\beta}^- - \varphi_{s\beta}^+ \times i_{s\alpha}^-) + \\ &\quad + (\varphi_{s\alpha}^- \times i_{s\beta}^+ - \varphi_{s\beta}^- \times i_{s\alpha}^+) + (\varphi_{s\alpha}^+ \times i_{s\beta}^h - \varphi_{s\beta}^+ \times i_{s\alpha}^h) + \\ &\quad + (\varphi_{s\alpha}^- \times i_{s\beta}^h - \varphi_{s\beta}^- \times i_{s\alpha}^h) + (\varphi_{s\alpha}^h \times i_{s\beta}^+ - \varphi_{s\beta}^h \times i_{s\alpha}^+) + \\ &\quad \left. + (\varphi_{s\alpha}^h \times i_{s\beta}^- - \varphi_{s\beta}^h \times i_{s\alpha}^-) \right]; \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} Q_{es} &= \omega \times \left[(\varphi_{s\alpha}^+ + \varphi_{s\alpha}^- + \varphi_{s\alpha}^h) \times (i_{s\alpha}^+ + i_{s\alpha}^- + i_{s\alpha}^h) + \right. \\ &\quad \left. + (\varphi_{s\beta}^+ + \varphi_{s\beta}^- + \varphi_{s\beta}^h) \times (i_{s\beta}^+ + i_{s\beta}^- + i_{s\beta}^h) \right]; \\ Q_{es} &= \omega \times \left[(\varphi_{s\alpha}^+ \times i_{s\alpha}^+ + \varphi_{s\beta}^+ \times i_{s\beta}^+) + (\varphi_{s\alpha}^- \times i_{s\alpha}^- + \varphi_{s\beta}^- \times i_{s\beta}^-) + \right. \\ &\quad + (\varphi_{s\alpha}^h \times i_{s\alpha}^h + \varphi_{s\beta}^h \times i_{s\beta}^h) + (\varphi_{s\alpha}^+ \times i_{s\alpha}^- + \varphi_{s\beta}^+ \times i_{s\beta}^-) + \\ &\quad + (\varphi_{s\alpha}^- \times i_{s\alpha}^+ + \varphi_{s\beta}^- \times i_{s\beta}^+) + (\varphi_{s\alpha}^+ \times i_{s\alpha}^h + \varphi_{s\beta}^+ \times i_{s\beta}^h) + \\ &\quad + (\varphi_{s\alpha}^- \times i_{s\alpha}^h + \varphi_{s\beta}^- \times i_{s\beta}^h) + (\varphi_{s\alpha}^h \times i_{s\alpha}^+ + \varphi_{s\beta}^h \times i_{s\beta}^+) + \\ &\quad \left. + (\varphi_{s\alpha}^h \times i_{s\alpha}^- + \varphi_{s\beta}^h \times i_{s\beta}^-) \right]; \end{aligned} \quad (14)$$

The target control of the DPC strategy is to eliminate the negative and harmonic components of the current, so we can force

$$i_{s\alpha}^- = i_{s\beta}^- = i_{s\alpha}^h = i_{s\beta}^h = 0. \quad (15)$$

Leading to

$$P_{neg} = \omega \times \left[\left(\varphi_{s\alpha}^- \times i_{s\beta}^+ - \varphi_{s\beta}^- \times i_{s\alpha}^+ \right) \right]; \quad (16)$$

$$Q_{neg} = \omega \times \left[\left(\varphi_{s\alpha}^- \times i_{s\alpha}^+ + \varphi_{s\beta}^- \times i_{s\beta}^+ \right) \right];$$

where P_{neg} and Q_{neg} represent the interaction between the negative sequence and the positive sequence of flux and currents that generate oscillation in active and reactive power with a frequency of 2ω .

So we have

$$P_{har} = \omega \times \left[\left(\varphi_{s\alpha}^h \times i_{s\beta}^+ - \varphi_{s\beta}^h \times i_{s\alpha}^+ \right) \right]; \quad (17)$$

$$Q_{har} = \omega \times \left[\left(\varphi_{s\alpha}^h \times i_{s\alpha}^+ + \varphi_{s\beta}^h \times i_{s\beta}^+ \right) \right];$$

where P_{har} and Q_{har} represent the interaction between the harmonic parts of the flux and the positive sequence of the currents.

It can be seen from equations [16, 17] that if we want to eliminate the effect of the negative and harmonic components of the unbalanced and deformed grid, the active and reactive power of compensation can be obtained as

$$P_{com} = \omega \times \left[\left(\varphi_{s\alpha}^- \times i_{s\beta}^+ - \varphi_{s\beta}^- \times i_{s\alpha}^+ \right) + \left(\varphi_{s\alpha}^h \times i_{s\beta}^+ - \varphi_{s\beta}^h \times i_{s\alpha}^+ \right) \right]; \quad (18)$$

$$Q_{com} = \omega \times \left[\left(\varphi_{s\alpha}^- \times i_{s\alpha}^+ + \varphi_{s\beta}^- \times i_{s\beta}^+ \right) + \left(\varphi_{s\alpha}^h \times i_{s\alpha}^+ + \varphi_{s\beta}^h \times i_{s\beta}^+ \right) \right];$$

Figure 7 shows the overall configuration of the direct power control without a voltage sensor based on the virtual flux.

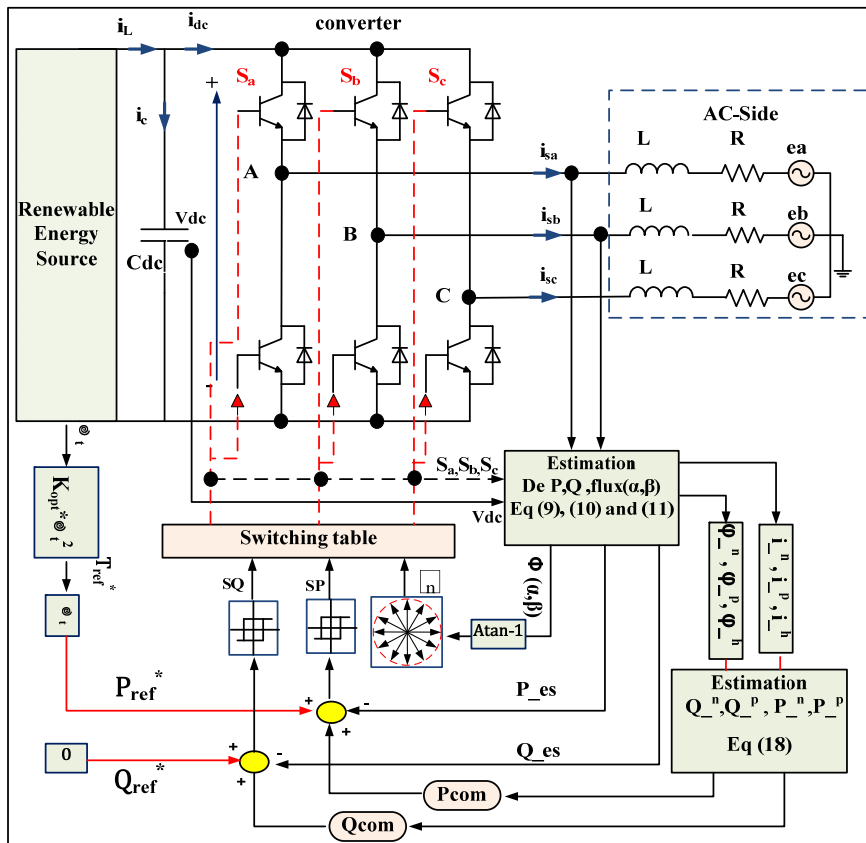


Fig. 7. Control block diagram of the grid-side converter

Simulation Results. In order to verify the performance of the optimal VF-DPC proposed on a two-level voltage source inverter, simulation studies were performed in the Matlab/Simulink environment under various grid voltage conditions. All the results are obtained at the maximum power of the wind turbine P_{ref}^* [W] and Q_{ref}^* of 0 [VAR].

The simulation model is developed from a Kollmorgen 6 kW industrial permanent magnet synchronous machine [27]. The values of the turbine and the PMSG used parameters are given in Appendix in Table A.1 and Table A.2. The converter power and its monitoring algorithm are also implemented and included in the model. The sampling time used for the simulation is $2 \cdot 10^{-5}$ s.

Test 1. Maximum Power Generation injected.

In this test, the purpose of the algorithm is to follow the

maximum power of the system. Fig. 8 and 9 show several results obtained.

Figure 8 shows the system response for a gradual change in wind speed from 9 m/s to 7.5 m/s to 8 m/s then back to 9.5 m/s. It can be seen in Fig. 8,d that the electromagnetic torque of the generator T_g also follows the reference torque of the turbine T_m . Figures 8,c and 8,e show that the voltage of the PMSG varies with wind speed as well as the DC voltage at the output of the rectifier. Figure 8,f shows that the current is controlled according to the MPPT strategy and can be better regulated to reach the optimum current. Figure 8.g illustrates that the DC capacitor voltage (V_{dc}) reaches its reference quickly to 700 V using the proposed power factor correction controller (PFC). The PFC attests its capability to give a fast response time and to pursue the reference voltage regardless of the variation in wind speed.

Figure 9 shows the performance of the converter with a balanced and free-harmonic voltage (Fig. 9,a and 9,b). Figure 9,c and 9,d exhibit that the injected current in

the range is controlled to be sinusoidal and balanced. Figure 9,g and 9,h indicate that the estimated active and reactive powers are identical to the measured power.

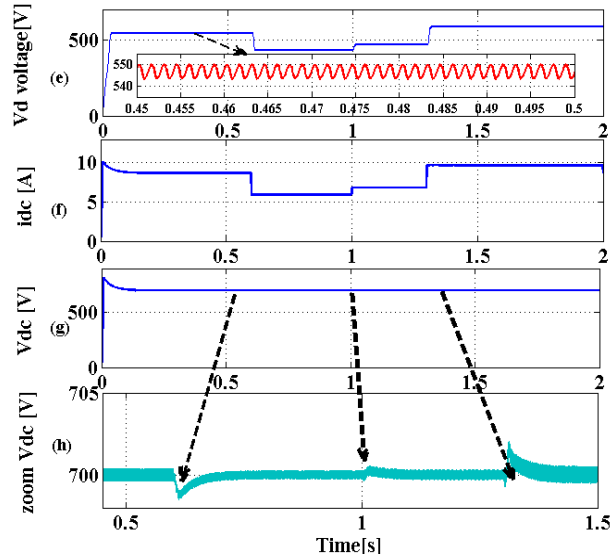
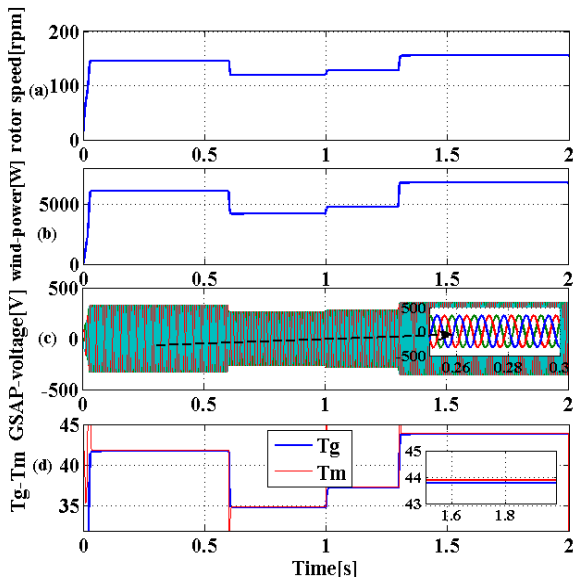


Fig. 8. System response for a change of wind speed at 9 m/s to 7.5 m/s to 8 m/s to 9.5 m/s:

(a) rotor speed; (b) output power; (c) voltage generator; (d) torque reference and generator electromagnetic torque; (e) output voltage rectifier; (f) current boost converter; (g) voltage boost converter; (h) zoom of voltage boost converter

This indicates that the applied virtual flux DPC has high performance. The injected currents rise and drop according to the variation of the wind speed and thus the

power. It can easily be shown that the dynamic response for a brusque change in the speed level is preferable for the proposed system.

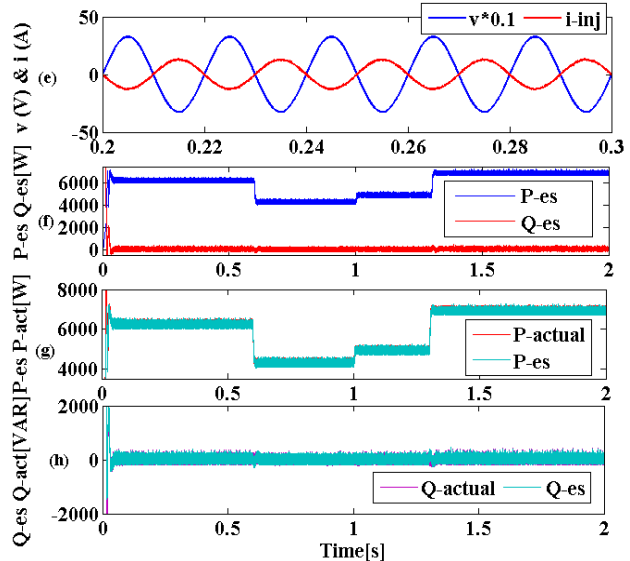
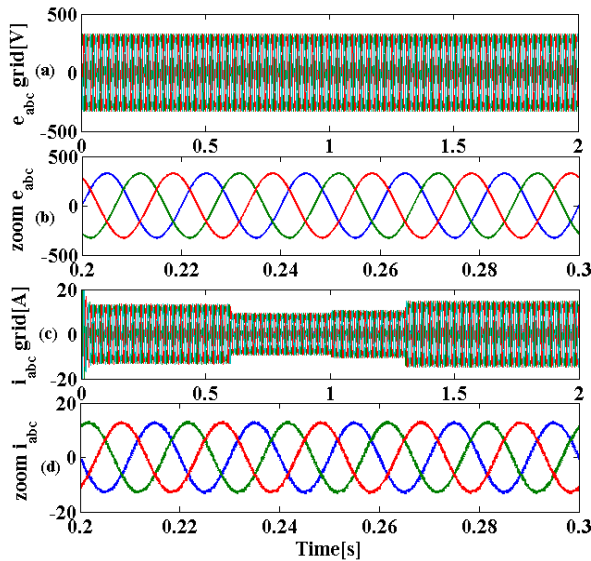


Fig. 9. Performance of the VF_DPC in a balanced and non-distorted grid during different periods of wind variation:

(a) grid voltage; (b) zoom grid voltage; (c) grid current injected; (d) zoom grid current; (e) current injected with the grid voltage; (f) the estimated active and reactive power; (g) the active power estimated at the measured power; (h) the reactive power estimated at the measured reactive power

Test 2. Simulated Transient Responses in Various Grid Voltage Conditions.

1. Without Compensation. In order to check the implementation of the VF_DPC on a two-level voltage source inverter, simulations were performed under various grid voltage conditions. Four grid voltage states are applied. Initially, the main voltages are balanced and sinusoidal, afterward, a voltage unbalance of 30 % is created. secondly, the amplitude of each phase voltage is

restored. But, the 5th and 7th harmonics with an amplitude of 20 % are added to the fundamental. Hence, the grid voltages are balanced but distorted. Finally, the worst case of grid voltages, both unbalanced and distorted of 20 % and harmonic 7th of 20 %, is also included in the last condition. The curves in Fig. 10 are three-phase mains voltages, three-phase mains currents, active and reactive power. For further justification, comprehensive quantitative analyses were performed for grid voltages

with a defined range of rate and distortion imbalance. To guarantee the normal operation of the system, the European Standard (EN 50160) recommends that the worst case for limiting THD voltage should hold at most

8 %; the permissible variation of the supply voltage should not exceed $\pm 10\%$ [14]. However, the IEEE Standard 519 recommends a THD voltage limit of 5 % [15] for general applications.

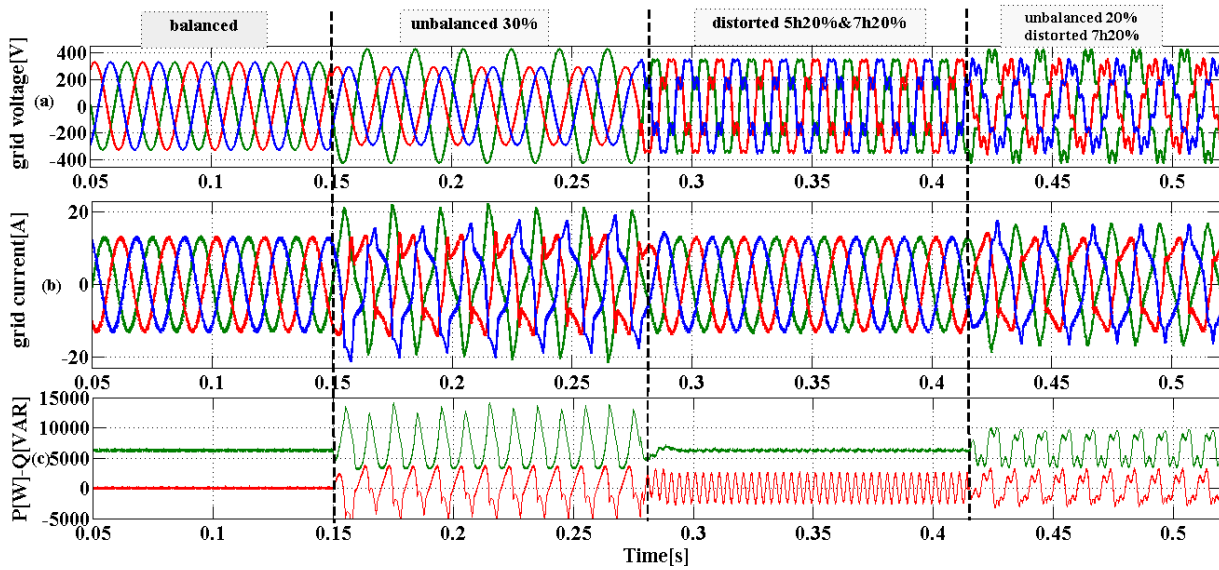


Fig. 10. The response of currents and injected power in distorted grid voltage: (a) grid voltage; (b) grid current; (c) active power and reactive power

The study is conducted to evaluate the performance of the system under different grid voltage conditions. It is seen that under balanced gate voltages, the results give a sinusoidal grid current. Table 2 shows the THD ratio of two periods for each applied condition.

Table 2

Currents THD

Case	Balanced	Unbalanced 30 %	Distorted 5th and 7th 20 %	Unbalanced and distorted 7th 20 %
THD	1.89 %	27.83 %	2.38 %	18.46 %

According to Table 2, the THD of the currents is different for each condition of the applied voltages. The more unbalance in grid voltage, the more increase in THD we get, however it is not affected by the harmonic content in voltage as mentioned in [9].

2. With Proposed FV-DPC Compensation.

Figures 11 and 12 show the results of the simulation after compensation. Figure 11 shows the performance of VF_DPC proposed under unbalanced and distorted voltages.

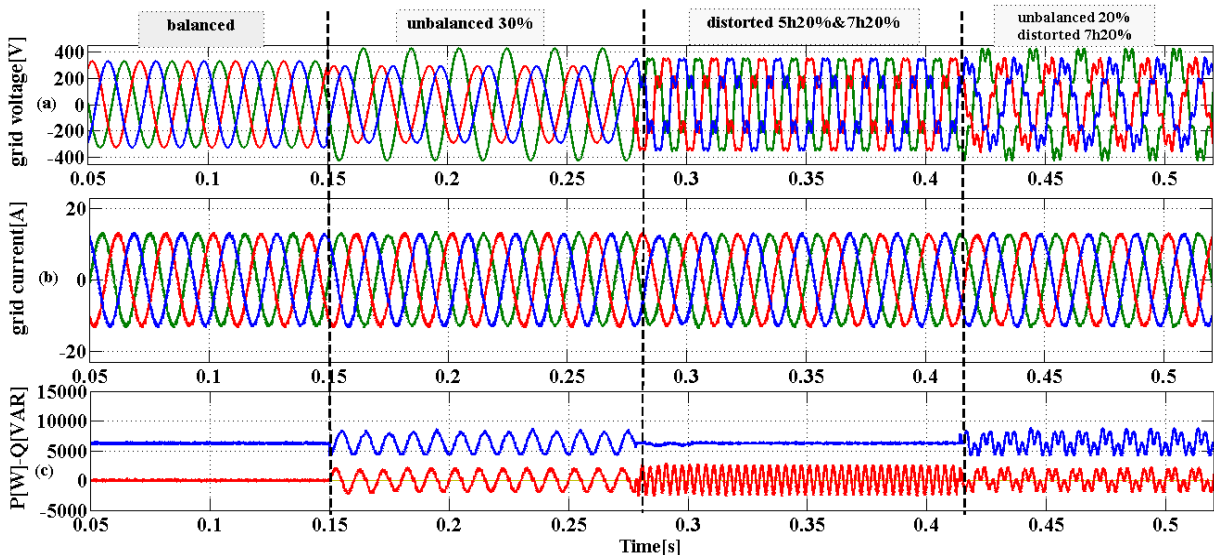


Fig. 11. The performance of the proposed VF_DPC in an unbalanced and distorted grid during different periods of wind variation: (a) grid voltage; (b) grid current; (c) the active power and reactive power

As indicated in Figure 11, *b*, that the currents after the compensation are sinusoidal and balanced even for distorted and unbalanced voltages. The negative sequence and higher harmonic components of the gate currents are

also controlled at zero. The THD of the grid currents, according to the IEEE Standard 519 harmonic, after compensation is limited. Table 3 presents the THD percentage of two periods of each condition applied.

Table 3

Currents THD

Case	Balanced	Unbalanced 30 %	Distorted 5th and 7th 20 %	Unbalanced and distorted 7th 20 %
THD	1.7 %	1.73 %	0.25 %	2.26 %

From Table 3, it is clear that the proposed control satisfactorily compensates for distortions and imbalances under all three-phase grid conditions demonstrating the superiority and performance of the proposed control.

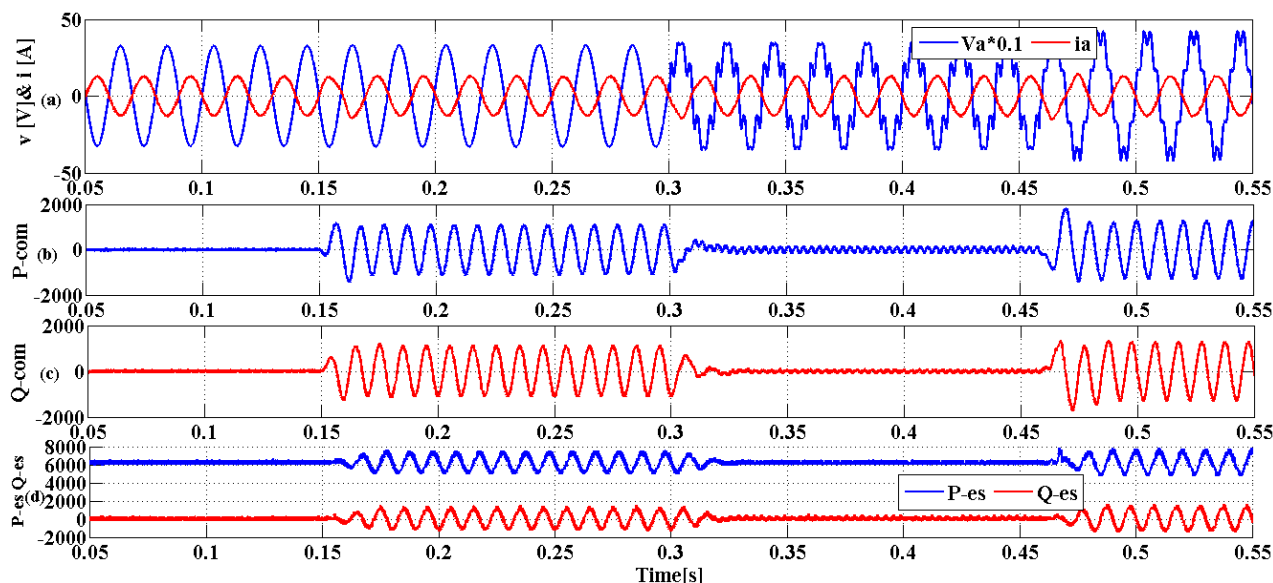


Fig. 12. Performance of the proposed VF_DPC in an unbalanced and distorted grid during different periods of wind variation: (a) grid voltage and current injected; (b) active power compensation; (c) reactive power compensation; (d) reactive and active power estimated and injected into the grid

Figure 12,d reveals that both active and reactive powers are well controlled. The reactive power is controlled to be zero to get a unity power factor. Figure 12,b and 12,c show the estimation block response of compensation powers. The use of this control process removes the effect of harmonic content and unbalanced voltages on the currents. We also note that the compensating powers of the distorted part are almost null in the case of harmonics in voltages, Figure 12,b and 12,c) [0.3 s 0.55 s].

The following relations show how to compensate with only negative power. We have

$$P_{har} = \omega \times \left[\left(\varphi_{s\alpha}^h \times i_{s\beta}^+ - \varphi_{s\beta}^h \times i_{s\alpha}^+ \right) \right] \cong 0;$$

$$Q_{har} = \omega \times \left[\left(\varphi_{s\alpha}^h \times i_{s\alpha}^+ + \varphi_{s\beta}^h \times i_{s\beta}^+ \right) \right] \cong 0.$$

So, it becomes

$$P_{com} = \omega \times \left[\left(\varphi_{s\alpha}^- \times i_{s\beta}^+ - \varphi_{s\beta}^- \times i_{s\alpha}^+ \right) \right];$$

$$Q_{com} = \omega \times \left[\left(\varphi_{s\alpha}^- \times i_{s\alpha}^+ + \varphi_{s\beta}^- \times i_{s\beta}^+ \right) \right].$$

Figure 13 shows the simulation results with only negative power compensation.

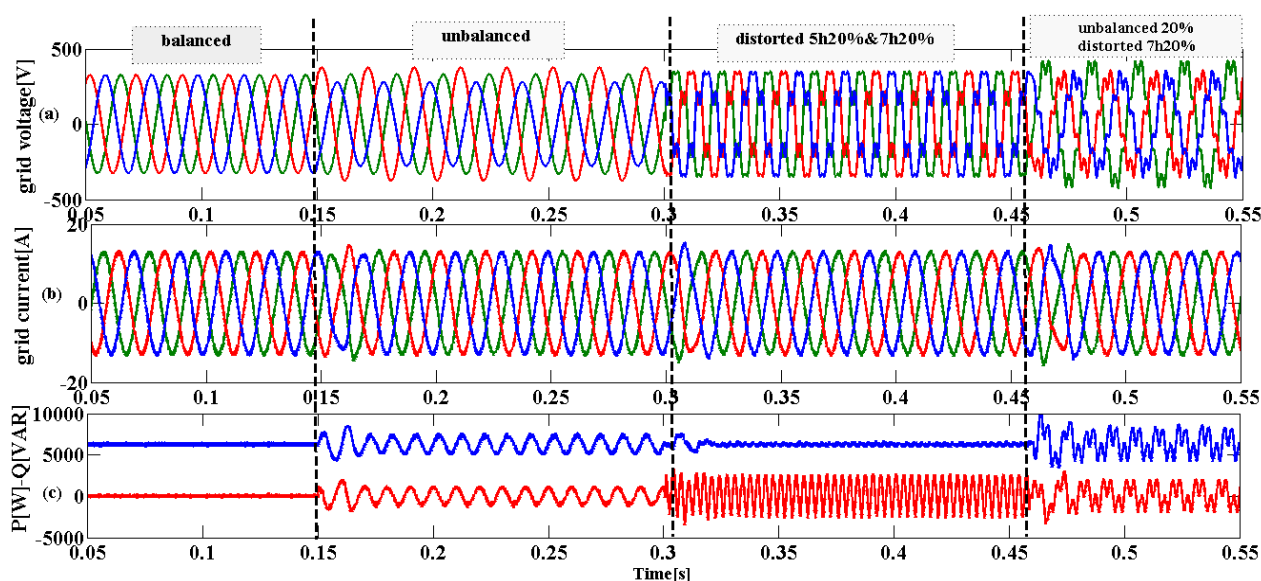


Fig. 13. The performance of VF_DPC with only negative power compensation: (a) grid voltage; (b) grid current; (c) active and reactive powers

Figure 13 shows that this method (compensation with negative powers) gives almost the same results similar to the previous method in terms of THD as shown in Table 4, except that a delay in response is estimated for one period. This is shown in Figure 13,b.

Table 4 presents the THD percentage of two periods of each condition applied.

Currents THD

Table 4

Case	Balanced	Unbalanced 30 %	Distorted 5th and 7th 20 %	Unbalanced and distorted 7th 20 %
THD	1.7 %	1.9 %	2.22 %	2.53 %

Conclusion.

This article proposes a strategy of controlling a micro wind turbine based on a PMSG by injecting maximum power and adapting to all disturbances that occur in the grid.

For this, a new control strategy VF_DPC is suggested for the grid converter. Thanks to the efficiency of the proposed controller, the three-phase grid currents are effectively regulated to be balanced and sinusoidal with very low direct current component despite deformed and unbalanced grid voltages. All the results are obtained at the maximum power of the wind turbine P_{ref}^* [W] and Q_{ref}^* of 0 [VAR].

The total harmonic distortion and the direct current component of the grid current are still kept very low and completely comply with European Standard (EN 50160) and IEEE Standard 519.

The simulation results gave 2.26 % for unbalanced and distorted voltage. In addition to good steady-state performance, this controller also provides a very fast dynamic response under the reference variation. The use of this control process removes the effect of harmonic content and unbalanced voltages on the currents.

The proposed current control scheme can be implemented without the need for grid-side voltage sensors; it can be easily integrated into the grid with reduced cost.

APPENDIX

Parameters of wind turbine

Table A.1

Parameter	Symbol	Value
Power	P_t	7.5 kW
Radius	R	3.24 m
Rated wind speed	N	296 rpm
Wind speed range	V_{cut-in}, V_{max}	4-12 m/s
Inertia	J_t	7.5 kg·m ²
Friction coefficient	B_t	0.06 N·m·s/rad

Micro grid parameters: $V_{rms} = 230$ V, $R_s = 0.1$ Ω , $L_s = 0.01$ H, $N = 50$.

Table A.2

Parameters of PMSG

Parameter	Symbol	Value
Rated power	P_g	6 kW
Rated torque	T_g	40 N·m
Rated current	I	12 A
Rated speed	v	153 rad/sec
Number of poles	p	10
Magnet flux linkage	φ_m	0.433 Wb
Armature resistance	R_a	0.425 Ω
Stator inductance	L_s	8.4 mH

REFERENCES

- Mendis N., Muttaqi K.M., Sayeef S., Perera S. Standalone Operation of Wind Turbine-Based Variable Speed Generators With Maximum Power Extraction Capability," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 4, pp. 822–834, Dec. 2012. doi: 10.1109/tec.2012.2206594.
- Barote L., Marinescu C., Cirstea M.N. Control Structure for Single-Phase Stand-Alone Wind-Based Energy Sources. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, vol. 60, no. 2, pp. 764-772. doi: 10.1109/tie.2012.2206346.
- Zammit D., Staines C.S., Micallef A., Apap M., Licari J. Incremental Current Based MPPT for a PMSG Micro Wind Turbine in a Grid-Connected DC Microgrid. *Energy Procedia*, 2017, vol. 142, pp. 2284-2294. doi: 10.1016/j.egypro.2017.12.631.
- Venkatraman R., Bhat A. K. S. Large-signal transient analysis of a soft-switching, two-switch AC-to-DC converter. *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, 2000, vol. 147, no. 2, pp. 146-152. doi: 10.1049/ip-cds:20000177.
- Razali A.M., Rahman M.A. Virtual grid flux oriented control method for front-end three phase boost type voltage source rectifier. *2012 25th IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, Montreal, Quebec, Canada, Apr. 2012. doi: 10.1109/ccece.2012.6334922.
- Dannehl J., Wessels C., Fuchs F.W. Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, vol. 56, no. 2, pp. 380-388. doi: 10.1109/tie.2008.2008774.
- Xu Lie, Zhi Dawei, Williams B.W. Predictive Current Control of Doubly Fed Induction Generators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, vol. 56, no. 10, pp. 4143-4153. doi: 10.1109/tie.2009.2017552.
- Lorenz R.D., Lipo T.A., Novotny D.W. Motion control with induction motors. *Proceedings of the IEEE*, 1994, vol. 82, no. 8, pp. 1215-1240. doi: 10.1109/5.301685.
- Lee S.S., Heng Y.E. Table-based DPC for grid connected VSC under unbalanced and distorted grid voltages: Review and optimal method. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, vol. 76, pp. 51-61. doi: 10.1016/j.rser.2017.03.033.
- Malinowski M. *Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers*. Ph.D. Thesis Warsaw University of Technology Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics. Warsaw, Poland, 2001.
- Zheng Z., Wang C. Research on Direct Power Control Strategy for PWM Rectifier. *2010 International Conference on Future Power and Energy Engineering*, Jun. 2010. doi: 10.1109/ICFPPE.2010.30.
- Lauria D., Coppola M. Design and control of an advanced PV inverter. *Solar Energy*, 2014, vol. 110, pp. 533-542. doi: 10.1016/j.solener.2014.09.040.
- Hussein M.M., Senjyu T., Orabi M., Wahab M.A.A., Hamada M.M. Load power management control for a stand alone wind energy system based on the state of charge of the battery. *2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*, Dec. 2012. doi: 10.1109/pecon.2012.6450352.
- European Standard EN 50160. *Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems*. CENELEC, 2005.
- IEEE Std 519-1992. *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*, 1993, 112 p. doi: 10.1109/IEEESTD.1993.114370.
- Allagui M., Hasnaoui O.B.k., Belhadj J. A 2MW direct drive wind turbine; vector control and direct torque control techniques comparison. *Journal of Energy in Southern Africa*, 2017, vol. 25, no. 2, pp. 117-126. doi: 10.17159/2413-3051/2014/v25i2a2679.
- Prasad A.R., Ziogas P.D., Manias S. An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers.

- IEEE Transactions on Power Electronics*, 1991, vol. 6, no. 1, pp. 83-92. doi: **10.1109/63.65006**.
18. Mohd Yusoff N.A., Razali A.M., Abdul Karim K., Sutikno T., Jidin A. A Concept of Virtual-Flux Direct Power Control of Three-Phase AC-DC Converter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 2017, vol. 8, no. 4, pp. 1776-1784. doi: **10.11591/ijpeds.v8.i4.pp1776-1784**.
19. Verdelho P., Marques G.D. DC voltage control and stability analysis of PWM-voltage-type reversible rectifiers *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1998, vol. 45, no. 2, pp. 263-273. doi: **10.1109/41.681225**.
20. Xiang L., Minxiao H. Direct Virtual Power Control. *Telkommnika*, 2014, vol. 12, no. 7, pp. 5144-5153 doi: **10.11591/telkommnika.v12i7.5806**.
21. Malinowski M., Kazmierkowski M. Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space Vector Modulation – A Comparative Study. *EPE Journal*, 2003, vol. 13, no. 2, pp. 28-34. doi: **10.1080/09398368.2003.11463529**.
22. Malinowski M., Kazmierkowski M.P., Hansen S., Blaabjerg F., Marques G.D. Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2001, vol. 37, no. 4, pp. 1019-1027. doi: **10.1109/28.936392**.
23. Rahab A., Senani F., Benalla H. Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier based DSOGI-VF Estimator for No-Ideal Line Voltages Conditions. *Int. Journal of Engineering Research and Application*, 2018, vol. 8, iss. 1 (part-1), pp. 10-18. doi: **10.9790/9622-0801011018**.
24. Bouafia A., Gaubert J.P., Chaoui A. Direct Power Control Scheme Based on Disturbance Rejection Principle for Three-Phase PWM AC/DC Converter under Different Input Voltage Conditions. *Journal of Electrical Systems*, 2012, vol. 8, iss. 4, pp. 367-383.
25. Suul J.A., Undeland T. Impact of Virtual Flux reference frame orientation on voltage source inverters in weak grids. *The 2010 International Power Electronics Conference – ECCE ASIA*, Jun. 2010. doi: **10.1109/ipecc.2010.5542230**.
26. Malinowski M., Kazmierkowski M.P., Hansen S., Blaabjerg F., Marques G.D. Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2001, vol. 37, no. 4, pp. 1019-1027. doi: **10.1109/28.936392**.
27. Haque M.E., Negnevitsky M., Muttaqi K.M. A Novel Control Strategy for a Variable Speed Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator. *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Oct. 2008. doi: **10.1109/08ias.2008.374**.

Received 10.02.2020

Ismail Boukhechem¹, Ph.D.,
 Ahcen Boukadoum¹, Doctor of Electrotechnical, Professor,
 Lahcene Boukelkoul¹, Doctor of Electrotechnical,
 Rima Lebied¹, Ph.D.,
¹Electrotechnical Laboratory Skikda (LES),
 University 20 August 1955,
 26 Road El Hadaiek 21000, Skikda, Algeria.
 e-mail: sameu25@gmail.com,
 boukadoum2003@yahoo.fr,
 l_boukel@yahoo.co.uk,
 rima42453@gmail.com

S. Kalkoul, H. Benalla, K. Nabti, R. Abdellatif

AN ADAPTIVE HARMONIC COMPENSATION STRATEGY FOR THREE-PHASE SHUNT ACTIVE POWER FILTER BASED ON DOUBLE SECOND-ORDER GENERALIZED INTEGRATOR WITH PREFILTER

Abstract. This study presents a straightforward adaptive prefiltering algorithm based on a double second-order generalized integrator with prefilter to solve one of the power quality issues, this algorithm is in charge of the determination of the reference harmonic currents in the control of three-phase shunt active power filter which presents an effective way to enhance the grid current quality. The proposed algorithm is used twice, to extract the harmonic currents produced by the non-linear loads and be an interesting part in the estimation of the frequency and amplitude of the fundamental voltage in various anomalies which can be noticed on the grid voltage. The performance, precision, and robustness of the proposed method are evidenced under balanced, unbalanced, and distorted grid voltage in the simulation and experimental results obtained by the implementation of the shunt active power filter on MATLAB-Simulink environment and the dSPACE 1104 platform respectively. References 17, tables 2, figures 11.

Key words: SOGI-WPF, SAPF, harmonic currents, power quality, DSOGI-PLL-WPF.

Аннотация. В данной работе представлен простой адаптивный алгоритм префильтрации, основанный на двойном обобщенном интеграторе с префильтром второго порядка (DSOGI-WPF) для решения одного из вопросов качества электроэнергии. Данный алгоритм отвечает за определение опорных гармонических токов при контроле трехфазного фильтра шунта активной мощности (SAPF). Предложенный алгоритм используется дважды: для извлечения гармонических токов, создаваемых нелинейными нагрузками, и также является интересной частью оценки частоты и амплитуды основного напряжения при различных аномалиях, которые можно заметить по напряжению сети. Эффективность, точность и надежность предложенного метода подтверждаются при сбалансированном, несбалансированном и искаженном напряжении сети результатами моделирования и экспериментов, полученными при реализации SAPF в среде MATLAB-Simulink и платформе dSPACE 1104, соответственно. Библи. 17, табл. 2, рис. 11.

Ключевые слова: обобщенный интегратор с префильтром второго порядка (SOGI-WPF), фильтр шунта активной мощности (SAPF), гармонические токи, качество электроэнергии, двойной обобщенный интегратор с префильтром второго порядка с фазовой синхронизацией (DSOGI-PLL-WPF).

Introduction. The situation at the level of electrical energy networks has become very worrying, the quality of the current in electrical installations is undeniably deteriorating and some disturbances can act on the proper operation of many equipment and loads connected to the grid [1]. Therefore, it becomes a major concern for the distributors of this energy and its customers, this degradation results directly from the proliferation of charges that consume a non-sinusoidal current, called «non-linear loads», whereas using this kind of loads is not inevitable in the conversion and control of electrical power in different domains of industrial or domestic installations [2, 3].

In order to clean up the grid from the harmonic pollution there are several methods have been used, such as passive filter, where it can prevent harmonic currents from spreading in the grid, but, this type of filter has certain problems, like shortcoming of adaptability during variations of the impedance of grid and the load, considerable size, etc. [4]. To overcome the drawbacks of passive filter, the SAPF (shunt active power filter) presents a good alternative solution, which provides an unprecedented capacity for compensation and correction the harmonic distortions generated by non-linear loads. The role of SAPF based on the continuous injection of current at the connection point or PCC (point of common coupling), this current corresponds at any time to the harmonic current components absorbed by the load. In this way, the current supplied by the energy source remains sinusoidal [5].

To perform the SAPF task under any constraint that may appear in the grid (imbalance, frequency variation and so on), several methods of control and extraction of harmonic currents have been implemented in the time domain. Some have used in the balanced grid such as synchronous reference frame theory [6, 7], PQ theory [8], [9], others based on artificial neural networks have proposed in [10-12], which have proved its accuracy and performance in estimation of harmonic currents, but those structures present large complexity. In [13], the method based on multi second-order generalized integrator (MSOGI) has been used to extract the multiple harmonic currents, but this structure cannot identify the inspected harmonics as the sub-harmonics or harmonics that have frequencies below the fundamental, furthermore, its implementation leads to increasing computing time [14]. A third-order complex-vector prefilter [15] known as third-order sinusoidal integrator has used in [17].

For the purpose of enhancing the performance of SAPF at high grid distortion, this paper employs an adaptive prefiltering method based on two-order SOGI to extract the harmonic currents and estimate the grid frequency, the two-order SOGI known as the second-order generalized integrator with prefilter SOGI-WPF in [14]. For the first time, the SOGI-WPF has been used in double SOGI-WPF structure or DSOGI-WPF with the frequency lock loop in the photovoltaic system to estimate the frequency and improve the speed of voltage sequence detection under abnormal grid conditions and cancel out

the DC offset from the input signal [14]. In [16], the DSOGI-WPF is named as dual SO-SOGI, which has adopted as a step before phase detector PD in PLL (phase-locked loop) to generate the fundamental source current in distribution static synchronous compensator.

The **goal** of this paper is applying the double second-order generalized integrator with prefilter structure to extract the reference harmonic currents in the control of three-phase shunt active power filter and improve its operation under unusual grid voltage conditions (unbalanced, distorted). The method of double second-order generalized integrator with prefilter will be used to estimate the grid frequency, positive sequence components of the grid voltage, and extract the harmonic current components in the grid.

Description of the studied network. The general structure of SAPF is shown in Fig. 1, in addition to the grid elements (voltage source, grid impedance, and non-linear load). The SAPF constitutes of two parts. The first one is the power circuit which consists of a three-phase two-level voltage inverter fed by a DC-link capacitor (C_{dc}), the inverter is connected to the PCC through an inductance L_f and a resistance R_f which represent the output filter. The second part represents the control circuit, its first phase uses the method based on DSOGI-WPF to extract the reference harmonic currents and estimate the instantaneous angular frequency of the fundamental voltage (ω_1), a corrector of the V_{dc} voltage at terminals of capacitor C_{dc} is used to ensure a sufficient and non-fluctuations supply to the inverter by keeping the measured V_{dc} voltage at the reference voltage (in this case, PI corrector has been implemented), finally, a modulator based on the PWM technique for generating the pulses of the IGBTs of the inverter.

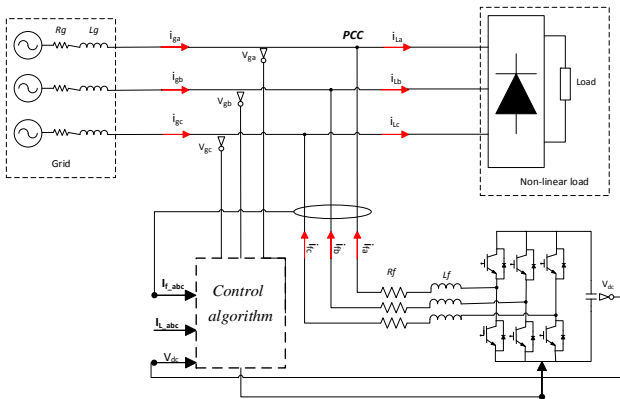


Fig. 1. Scheme diagram of three-phases SAPF

Second-order generalized integrator with prefilter. Fig. 2 shows the structure of the second-order generalized integrator with prefilter. Which is constituted of two SOGI connected in series, this allows building a fourth-order band-pass filter system for the in-phase and a fourth-order low-pass filter system for quadrature-phase. The k_1 and k_2 represent the proper gains of each SOGI, where $k_1 = 2\zeta_1$ and $k_2 = 2\zeta_2$ (ζ_1 and ζ_2 are the damping factors). For high-performance of the SOGI-WPF, those damping factors should be equals i.e. $\zeta_1 = \zeta_2 = \zeta$ [14]. The relation between the input signal and outputs in

SOGI-WPF can be summarized from the block diagram presented in Fig. 2 by the transfer functions defined as

$$H(s) = \frac{V_1(s)}{V_g(s)} = \left(\frac{2\zeta\omega_n s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \right)^2; \quad (1)$$

$$qH(s) = \left(\frac{2\zeta\omega_n s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \right) \left(\frac{2\zeta\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \right). \quad (2)$$

The transfer functions of SOGI are

$$G(s) = \frac{V_1'(s)}{V_g(s)} = \frac{2\zeta\omega_n s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}; \quad (3)$$

$$qG(s) = \frac{qV_1'(s)}{V_g(s)} = \frac{2\zeta\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (4)$$

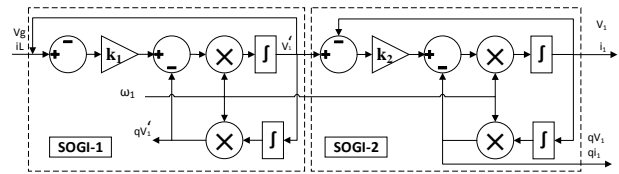


Fig. 2. Block diagram of SOGI-WPF

The bode plots of the SOGI and SOGI-WPF transfer functions are shown in Fig. 3. From the bode plots, it can be seen that the SOGI-WPF allows overcoming the drawbacks of the basic SOGI by eliminating the DC-offset from the quadrature signal and has a high performance at sub-harmonics attenuation of the input signal, which makes the SOGI-WPF more efficient and accurate at the separation of the fundamental component and the harmonic components.

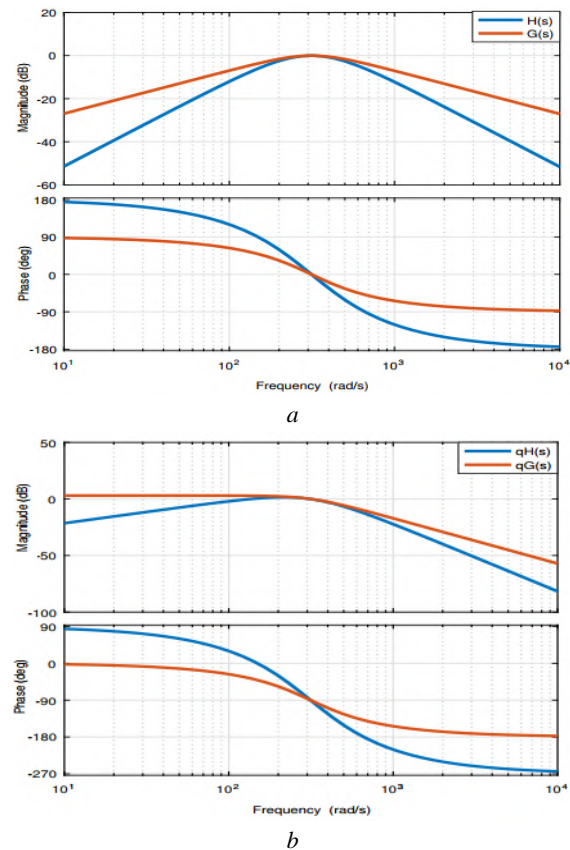


Fig. 3. Bode plot of SOGI and SOGI-WPF: *a* – $H(s)$ and $G(s)$ of in-phase voltage, *b* – $qH(s)$ and $qG(s)$ of quadrature voltage

Modeling the control of shunt active power filter. The proposed control algorithm that is depicted in Fig. 4, aims to generate the pulses of the inverter

using the reference harmonic currents for compensating the grid harmonics produced by the non-linear load.

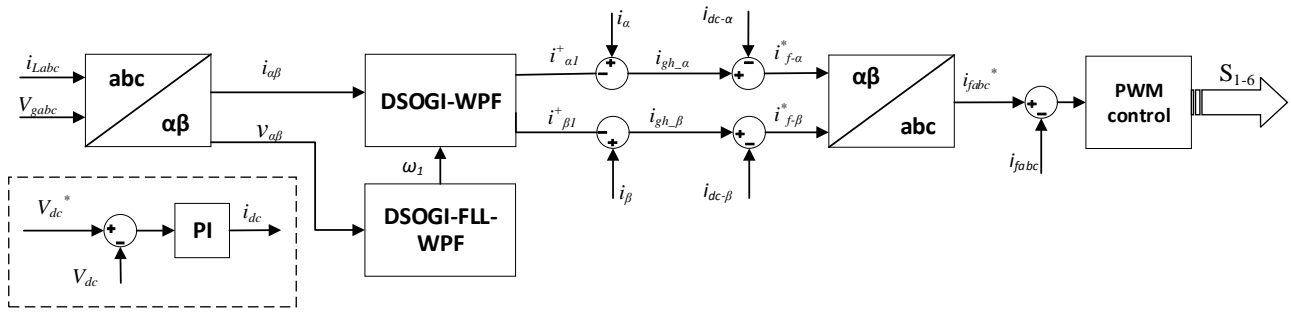


Fig. 4. Structure of the proposed control

1. Double second-order generalized integrator with prefilter. In this sub-section, the proposed method based on DSOGI-WPF, which is illustrated in Fig. 5, is employed as a filter to extract the harmonic components of the input signal and detect its positive sequence components.

components detected by the DSOGI-WPF can be expressed as

$$|V_1^+| = \sqrt{(v_{\alpha 1}^+)^2 + (v_{\beta 1}^+)^2}. \quad (6)$$

To obtain the positive sequence components of current, the same procedure as precedent is applied by using the DSOGI-WPF and IPSC blocks.

2. Frequency estimation and grid harmonics extraction. In order to estimate the frequency of the PCC voltage, the fundamental positive sequences ($v_{\alpha 1}^+, v_{\beta 1}^+$) obtained by IPSC are straightforwardly used to implement the PLL based on in-quadrature signal generation as shown in Fig. 5, which is known as the DSOGI-PLL-WPF. The PLL that is illustrated in Fig. 5 uses the DSOGI-WPF as a prefiltering stage in the stationary reference frame ($\alpha\beta$) to eliminate the negative impact of the distorting harmonics, which makes it more accurate at the estimation of the frequency and the amplitude of the positive sequence. The frequency/phase generated by the PLL allows providing the phase-angle for the trigonometric functions and the fundamental frequency to the DSOGI-WPF. The PI controller gains of the SOGI-PLL-WPF are set to $k_p = 0.3$ and $k_i = 0.5$.

Identifying the positive-sequence for the grid current and make the SOGI-WPF adaptable with any variation may have occurred on the frequency by using SOGI-PLL-WPF allows extracting the harmonic current produced because of non-linear load by simple subtraction as illustrated in Fig. 4. In this case, the grid-harmonic currents in $\alpha\beta$ reference frame can be calculated as

$$i_{gh-\alpha} = i_{\alpha} - i_{\alpha 1}^+. \quad (7)$$

$$i_{gh-\beta} = i_{\beta} - i_{\beta 1}^+. \quad (8)$$

3. V_{dc} regulator. To maintain the DC-link in SAPF at optimal reference voltage and lower the fluctuations on it, a PI controller is applied in a closed-loop as shown in Fig. 6. From this figure, the transfer function of the closed-loop system is depicted as

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{k_p s + k_i}{C_{dc} s^2 + k_p s + k_i}. \quad (9)$$

The equation (9) refers to the second-order transfer function. Thus, $k_p = 2\zeta C_{dc} \omega_n$ and $k_i = C_{dc} \omega_n^2$, where

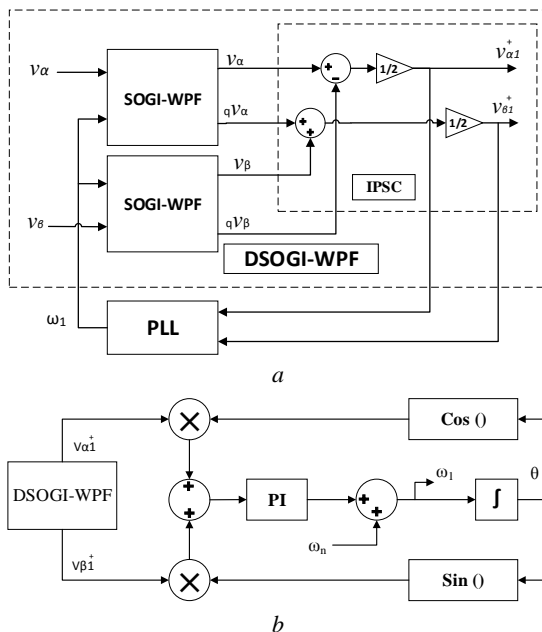


Fig. 5. Block diagram of the proposed synchronization method: a – DSOGI-WPF, b – DSOGI-PLL-WPF

As mentioned above, the DSOGI-WPF has two identical variables in each SOGI-WPF, where $k_1 = k_2 = 2\zeta$. To have an effective filtering performance with a fast dynamic response, the k_1 and k_2 are set to 0.8. The two SOGI-WPF lead to output the signals in-phase and quadrature-phase for α and β components ($v_{\alpha}, v_{\beta}, qv_{\alpha}$, and qv_{β}). To compute the positive sequence components ($v_{\alpha 1}^+, v_{\beta 1}^+$) these signals are used as the inputs of instantaneous positive-sequence components IPSC calculation block as shown in Fig. 5, the IPSC in the stationary $\alpha\beta$ reference frame is given as

$$v_{\alpha\beta 1}^+ = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta 1}, \quad (5)$$

where $q = e^{-j(\pi/2)}$, which represents a 90-lagging phase-shift operator. The amplitude of the positive sequence

ω_n is the natural frequency, ζ is the damping factor and is taken as 0.707.

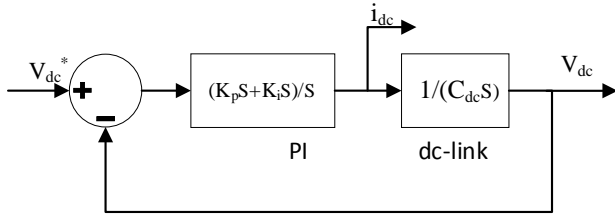


Fig. 6. Scheme of V_{dc} control

4. Reference currents computation. The reference currents for SAPF gather the harmonic currents of the grid that must be compensated and the currents necessary for the V_{dc} to be stable at the desired reference, which can be calculated as

$$i_f^* = i_{gh} - i_{dc} \quad (10)$$

The i_f^* in stationary $\alpha\beta$ frame can be written as

$$i_{f-\alpha}^* = i_{gh-\alpha} - i_{dc-\alpha}; \quad (11)$$

$$i_{f-\beta}^* = i_{gh-\beta} - i_{dc-\beta}, \quad (12)$$

where the i_{dc} in stationary ($\alpha\beta$) reference frame is calculated as

$$i_{dc-\alpha} = i_{dc} \frac{v_{\alpha 1}^+}{|V_1^+|} \quad (13)$$

$$i_{dc-\beta} = i_{dc} \frac{v_{\beta 1}^+}{|V_1^+|} \quad (14)$$

The $i_{f-\alpha}^*$ and $i_{f-\beta}^*$ are transformed to i_{abc}^* by inverse Clarke's transformation. Finally, the PWM control generates the pulses of the inverter using error

between the reference currents i_a^* , i_b^* , i_c^* and the injected currents i_{fa}^* , i_{fb}^* , i_{fc}^* respectively.

Simulation and experimental results performance. The simulation results have been obtained by modeling the SAPF on MATLAB-Simulink environment according to the topology presented in Fig. 1 and the different parameters of the system are illustrated in Table 1. The proposed algorithm is evaluated under balanced, distorted, and unbalanced voltage. To prove the performance of the SAPF in real-time, the control algorithm which based on DSOGI-WPF and DSOGI-PLL-WPF (Fig. 4 and Fig. 5 respectively) in extracting the reference harmonic currents has been executed by using the digital signal processor (dSPACE 1104 platform). As shown in Fig. 7, the measured load currents, injected harmonic currents by the SAPF, voltages of the PCC, and voltage of the DC-bus are connected via the Analog to Digital Conversion inputs of the dSPACE. The drivers of the IGBT modules of the inverter are controlled by the pulses sent via Digital output.

Table 1

System parameters

Parameters	Values
Grid voltage	$V_{g_max}=100 \text{ V}, f=50 \text{ Hz}$
Source impedance	$R_g = 0.5 \Omega, L_g = 1 \text{ mH}$
DC-link	$C_{dc}=1100 \mu\text{F}, V_{dc} = 280 \text{ V}$
Output filter	$R_f = 0.6 \Omega, L_f = 12.5 \text{ mH}$
Non-linear load	Three-phase rectifier, $R_L = 33 \Omega$
PLL-PI gains	$K_p = 0.3, K_i = 0.5$
SOGI-WPF gains	$k_1 = k_2 = 0.8$
DC-link control gains	$K_p = 0.49, K_i = 109$
Switching frequency	7 kHz
Sampling frequency	14 kHz

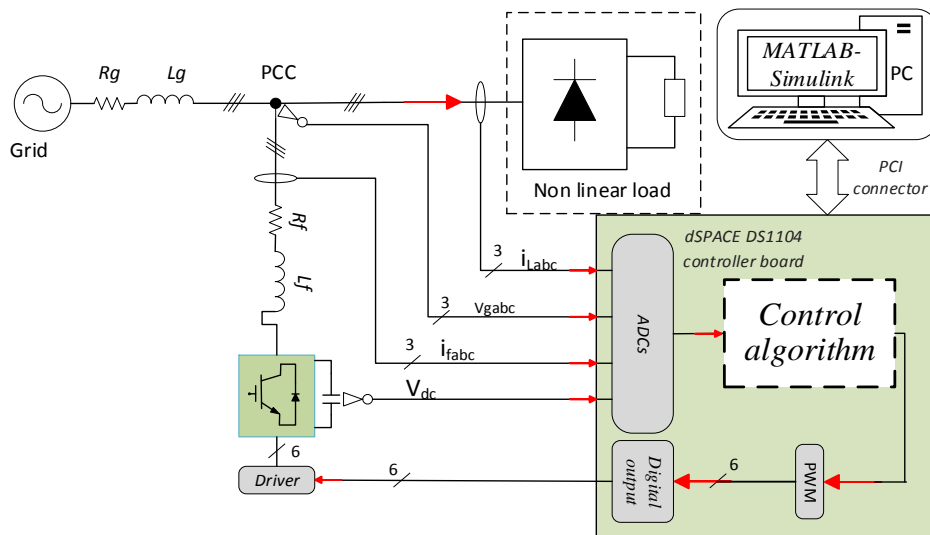


Fig. 7. Experimental schematic of SAPF

1. Behavior of the SAPF under sinusoidal grid voltage condition. Fig. 8,a and Fig. 8,b respectively show the simulation and the experimental results of the SAPF under sinusoidal supply voltage. Indeed, the voltage at the PCC is slightly affected by the harmonics caused by the main network whose voltages V_{ga} , V_{gb} , V_{gc} have a total

harmonic distortion (THD) of 1, 1.2, and 1.4 % respectively. The performance of the control based on DSOGI-WPF is remarkable where the harmonized currents generated by the load are almost compensated by the SAPF currents which give back the waveform of the source current sinusoidal. Table 2 illustrates the THD of

the load and the source currents, which shows that the THD of the source currents is greatly reduced.

Table 2

Current total harmonic distortion

	THD (%) load currents			THD (%) source currents		
	i_{La}	i_{Lb}	i_{Lc}	i_{ga}	i_{gb}	i_{gc}
Balanced grid voltage	21.8	22.3	23.1	3.5	3.6	4.2
Distorted grid voltage	19.1	19.3	20	4.5	4.3	4.6
Unbalanced grid voltage	19.1	21.9	23.1	3.9	4	4.3

2. Behavior of the SAPF under distorted grid voltage condition. In this study, the waveform of the grid voltage has a deformed shape due to the presence of harmonics, the voltage of each phase is perturbed by a high amount of the -5 th and $+7$ th harmonic components with a THD of 13, 14.7, and 13.2 % for V_{ga} , V_{gb} , V_{gc} respectively.

Figure 9 illustrates the performance of the proposed SAPF command while the supply voltage is distorted. As observed in Fig. 9,a and Fig. 9,b, the source current has a shape close to sinusoidal in the simulation and experimental results, which confirms the robustness and the precision of the DSOGI-WPF. The acceptable THD of the source current which describes in Table 2 also demonstrates that the proposed algorithm based on DSOGI-PLL-WPF makes the SAPF well synchronized with the fundamental frequency of the PCC voltage which is affected by harmonics.

3. Behavior of the SAPF under unbalanced grid voltage condition. In this situation, the grid voltage is characterized by the following measurements: the amplitudes of the three phases are $V_{ga} = 110$ V, $V_{gb} = 96$ V, $V_{gc} = 82$ V with a total harmonic distortion of 1.8, 3.7, and 7.7 % respectively. The voltage unbalancing is achieved by inserting resistors of different values in series with the three phases. In Fig. 10,a and Fig. 10,b, the simulation and the experimental results are presented, where the performance of the SAPF under distorted-unbalanced voltage is validated. It is clear that the efficiency of SAPF is not influenced by distorted-unbalanced voltage. The THD of each phase of the source and load currents is illustrated in Table 2, where the recommendations of the IEEE standard concerning the THD are observed.

4. Comparison between SOGI-PLL-WPF and SOGI-PLL under distorted voltage. Figure 11 shows the performance comparison of the SOGI-PLL-WPF and the basic SOGI-PLL under distorted grid voltage. It is clear that the SOGI-PLL-WPF is more robust and efficient than the SOGI-PLL under such abnormalities of the PCC voltage, in which the frequency estimated using SOGI-PLL contains a high level of ripple compared to SOGI-PLL-WPF method in both simulation and experimental results.

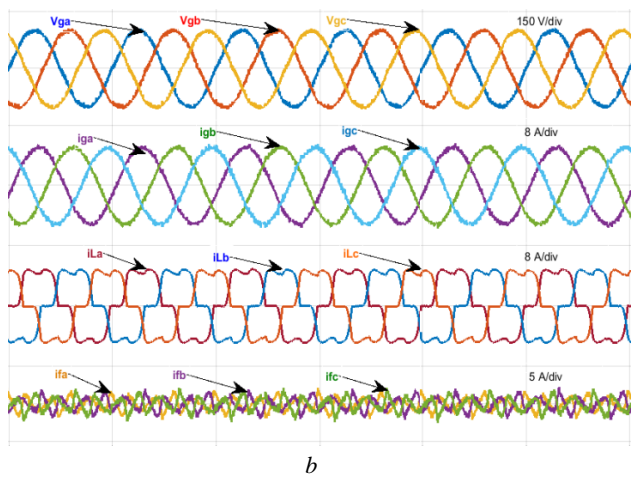
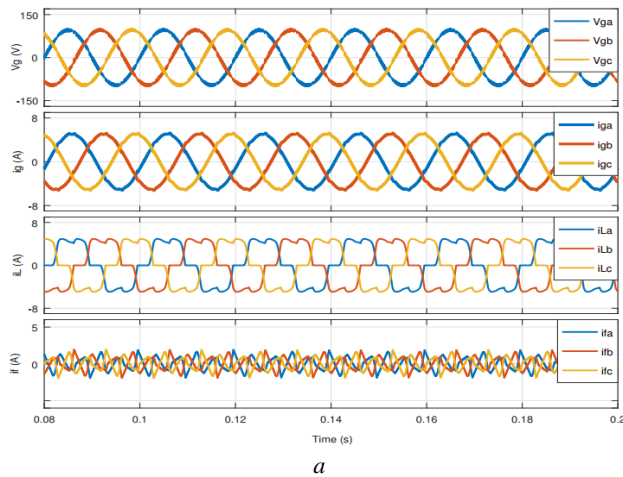


Fig. 8. Behavior of the SAPF under sinusoidal grid voltage condition: *a* – simulation results, *b* – experimental results

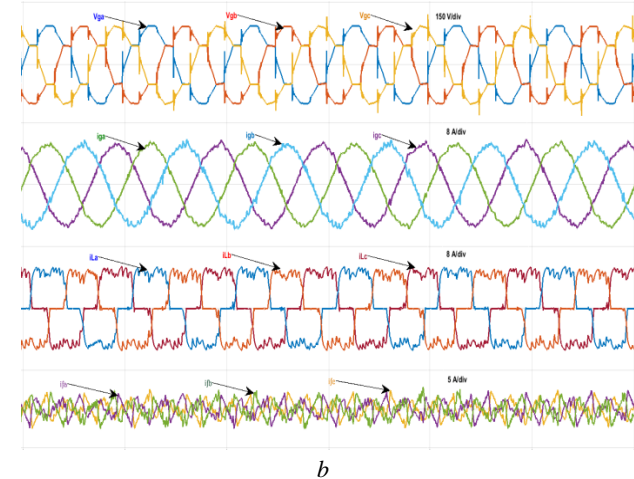
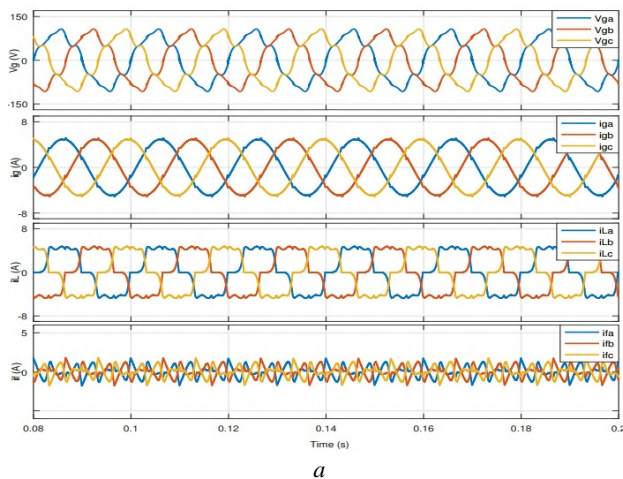


Fig. 9. Behavior of the SAPF under distorted grid voltage condition: *a* – simulation results, *b* – experimental results

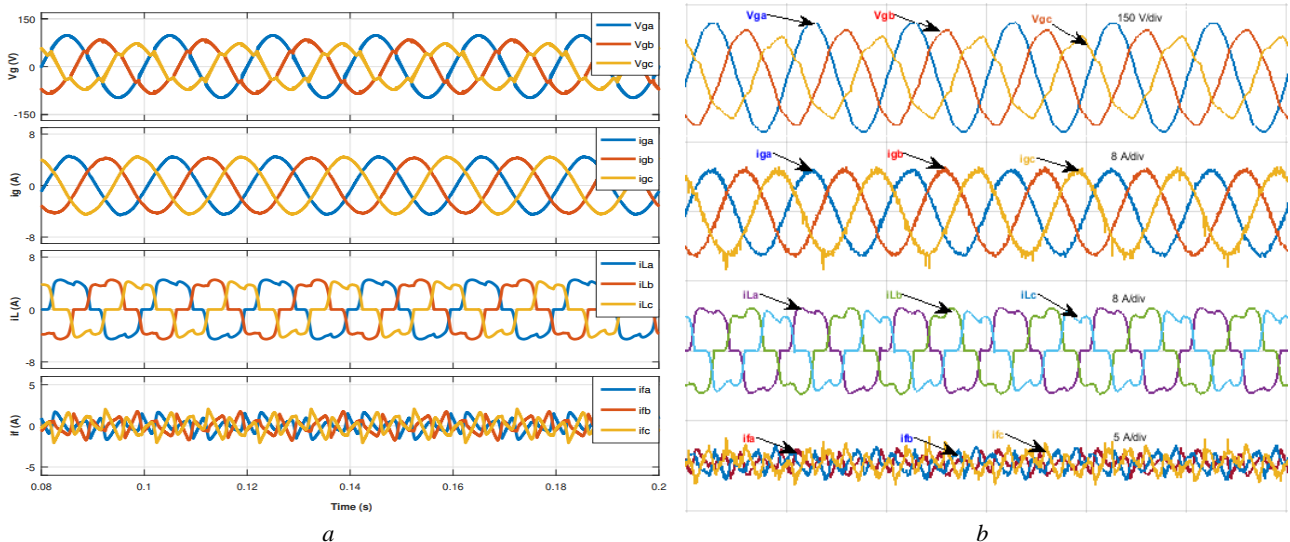


Fig. 10. Behavior of the SAPF under unbalanced grid voltage condition: *a* – simulation results, *b* – experimental results

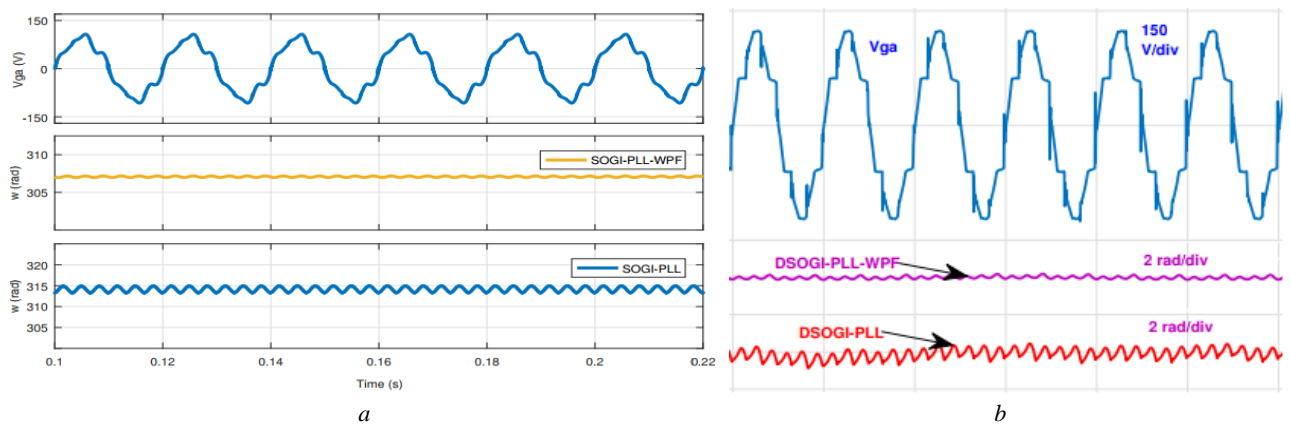


Fig. 11. Performance of SOGI-PLL-WPF and SOGI-PL: *a* – simulation results, *b* – experimental results

Conclusion. This proposed work has extended the straightforward prefiltering method based on double second-order generalized integrator with prefilter to extract the reference harmonic current components for the control of the three-phase shunt active power filter, allowing a significant attenuation of the harmonics of the source currents and consequently improving its quality. The performance of the proposed configuration has been proven, where the total harmonic distortion has had significant reduction from about 22 % to less than 4.2 % under sinusoidal voltage, in distorted voltage, the total harmonic distortion is mitigated to about 4.6 % and nearly to 4.3 % under unbalanced voltage, which demonstrates the effectiveness and robustness of the proposed algorithm. This also signifies that even the abnormalities of the point of common coupling voltage, the phase-locked loop based on double second-order generalized integrator with prefilter has estimated grid fundamental voltage magnitude and frequency accurately and makes the shunt active power filter always synchronized. The main advantage of the represented structure appeared in the results of the experiment, where it has given good results with reduced computation time. The experimental results have been quite identical to those obtained by simulation in MATLAB-Simulink.

REFERENCES

1. Taskovski D., Koleva L., Milchevski A., Dimcev V. Near perfect reconstruction filter banks for power quality analysis. *Metrology and Measurement Systems*, 2013, vol. 20, no. 3, pp. 359-370. doi: 10.2478/mms-2013-0031.
2. Tugay D.V. The phase reactor inductance selection technique for power active filter. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2016, no. 6, pp. 31-38. doi: 10.20998/2074-272X.2016.6.06.
3. Patil K., Patel H.H. Modified SOGI based shunt active power filter to tackle various grid voltage abnormalities. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 2017, vol. 20, no. 5, pp. 1466-1474. doi: 10.1016/j.jestch.2017.10.004.
4. Naderi Y., Hosseini S.H., Ghassem Zadeh S., Mohammadi-Ivatloo B., Vasquez J.C., Guerrero J.M. An overview of power quality enhancement techniques applied to distributed generation in electrical distribution networks. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 93, pp. 201-214. doi: 10.1016/j.rser.2018.05.013.
5. Garcia Campanhol L.B., Oliveira da Silva S.A., Goedtel A. Application of shunt active power filter for harmonic reduction and reactive power compensation in three-phase four-wire systems. *IET Power Electronics*, 2014, vol. 7, no. 11, pp. 2825-2836. doi: 10.1049/iet-pel.2014.0027.
6. Soares V., Verdelho P., Marques G.D. An instantaneous active and reactive current component method for active filters.

- IEEE Transactions on Power Electronics*, 2000, vol. 15, no. 4, pp. 660-669. doi: **10.1109/63.849036**.
7. Sena K.V. Power Quality Improvement using Five Level Active Power Filter with SRF Control Technique. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, 2014, vol. 3, no. 7, pp. 10468-10476. doi: **10.15662/ijareeie.2014.0307012**.
8. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1984, vol. IA-20, no. 3, pp. 625-630. doi: **10.1109/TIA.1984.4504460**.
9. Wang H., Li Q., Wu M. Investigation on a new algorithm for instantaneous reactive and harmonic currents detection applied to intensive nonlinear loads. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2007, vol. 22, no. 4, pp. 2312-2318. doi: **10.1109/TPWRD.2007.905379**.
10. Qasim M., Kanjiya P., Khadkikar V. Artificial-Neural-Network-Based Phase-Locking Scheme for Active Power Filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, vol. 61, no. 8, pp. 3857-3866. doi: **10.1109/TIE.2013.2284132**.
11. Bhattacharya A., Chakraborty C. A Shunt Active Power Filter With Enhanced Performance Using ANN-Based Predictive and Adaptive Controllers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no. 2, pp. 421-428. doi: **10.1109/TIE.2010.2070770**.
12. Jarupula S., Mannam V.G.R., Vutlapalli N.R. Power quality improvement in distribution system using ANN based shunt active power filter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 2015, vol. 5, no. 4, pp. 568-575. doi: **10.11591/ijpeds.v5.i4.pp568-575**.
13. Xiao C., Pei X., Y Liu., Lu Y., Wang C., Xu F. Adaptive harmonic current compensation method with SAPF based on SOGI. *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, 2018, pp. 1-6. doi: **10.1109/PEAC.2018.8590342**.
14. Matas J., Castilla M., Miret J., García de Vicuña L., Guzman R. An adaptive prefiltering method to improve the speed/accuracy tradeoff of voltage sequence detection methods under adverse grid conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, vol. 61, no. 5, pp. 2139-2151. doi: **10.1109/TIE.2013.2274414**.
15. Li W., Ruan X., Bao C., Pan D., Wang X. Grid synchronization systems of three-phase grid-connected power converters: a complex-vector-filter perspective. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, vol. 61, no. 4, pp. 1855-1870. doi: **10.1109/TIE.2013.2262762**.
16. Yada H.K., Murthy M.S.R., Prakash K. A Novel Control Algorithm for DSTATCOM Based on Three-Phase Dual SO-SOGI-PLL under Non-Ideal Grid Voltage Conditions Including DC-Offset. *International Journal of Applied Engineering Research*, 2017, vol. 12, no 10, pp. 2480-2488.
17. Chilipi R., Al Sayari N., Al Hosani K., Fasil M., Beig A.R. Third order sinusoidal integrator (TOSSI)-based control algorithm for shunt active power filter under distorted and unbalanced voltage conditions. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2018, vol. 96, pp. 152-162. doi: **10.1016/j.ijepes.2017.09.026**.

Received 24.01.2020

Sami Kalkoul¹, PhD, Associate Professor,
 Hocine Benalla¹, PhD, Professor,
 Khalil Nabti¹, PhD, Professor,
 Reama Abdellatif², PhD, Professor,
¹Mentouri Brothers University, Constantine 1,
 Campus Ahmed Hamani Zarzara, Route d'Ain el Bey,
 Constantine, 25000, Algeria.
 e-mail: sami.kalkoul@lec-umc.org, benalladz@yahoo.fr,
 khalilnb2003@gmail.com,
²System Engineering Department,
 École Supérieure d'Ingénieurs en Électrotechnique et
 Électronique (ESIEE),
 Cité Descartes, 2 Boulevard Blaise Pascal,
 93160 Noisy-le-Grand, France.
 e-mail: abdellatif.reama@esiee.fr

L. Louze, O. Abdessemad, A.L. Nemmour, A. Khezzer

AN EFFECTIVE CONTROL OF AN ISOLATED INDUCTION GENERATOR SUPPLYING DC LOAD FOR WIND POWER CONVERTING APPLICATIONS

Purpose. The aim of this paper is to perform a simple and robust control method based on the well-known sliding control approach for a self-excited induction generator supplying an isolated DC load; this adopted technique does not require much computation and could be easily implemented in practice. In this context, the present work will begin with a mathematical development of this control technique and its application to the self-excited induction generator case. For this purpose, the machine provides the produced active power to the load through a static PWM converter equipped with a single capacitor on the DC side. In order to insure the output DC-bus voltage regulation with respect to the load-power demands and the rotor speed fluctuations, the required stator currents references are computed by considering the reactive power required for the machine core magnetization, the induced voltages through the stator windings and the active power set value obtained from the corresponding sliding mode DC-bus voltage controller. Regarding the nonlinearity of the DC-bus voltage mathematical model and the discontinuity characterizing the converter-machine behavior association, the sliding mode strategy will constitute a perfect tool to sizing the controller structure with high control performances. Results of simulation carried out to demonstrate the proposed control validity are presented. References 26, figures 6.

Key words: self excited induction generator, sliding mode control, DC-bus voltage regulation.

Целью данной статьи является разработка простого и надежного метода управления, основанного на хорошо известном подходе к управлению скольжением для асинхронного генератора с самовозбуждением, питающего изолированную нагрузку постоянного тока; данный принятый метод не требует больших объемов вычислений и может быть легко реализован на практике. В этом контексте данная работа начинается с развития математических основ этого метода управления и его применения в случае асинхронного генератора с самовозбуждением. Для этого машина подает произведенную активную мощность в нагрузку через статический ШИМ-преобразователь, оснащенный единственным конденсатором на стороне постоянного тока. Чтобы обеспечить регулирование выходного напряжения шины постоянного тока с учетом требований к нагрузке и колебаниям скорости вращения ротора, требуемые токи статора рассчитываются с учетом реактивной мощности, необходимой для намагничивания сердечника машины, наведенных напряжений в обмотках статора и заданного значения активной мощности, полученного из соответствующего контроллера напряжения шины постоянного тока в режиме скольжения. Что касается нелинейности математической модели напряжения шины постоянного тока и неоднородности, характеризующей поведение системы «преобразователь-машина», стратегия скользящего режима будет представлять собой идеальный инструмент для определения размеров конструкции контроллера с высокими характеристиками управления. Для демонстрации обоснованности предлагаемого метода контроля, приведены результаты выполненного моделирования. Библи. 26, Рис. 6.

Ключевые слова: асинхронный генератор с самовозбуждением, управление режимом скольжения, регулирование напряжения на шине постоянного тока.

Introduction. Induction generators constitute a potential choice for off-grid applications. When operating in self-excited mode. For a given input prime mover-mechanical power, the squirrel-cage relative to these machines configuration requires only a reactive power to insure the main core magnetization.

Generally, the machine magnetizing procedure could be performed in several ways; from simple capacitors to complex static power conversion systems. Many studies have been presented as well as in steady-state and transient analysis of the squirrel cage induction generator based stand-alone wind energy conversion systems [1-9].

For the output-voltage self-excited induction generator (SEIG) regulation, a number of works have been proposed structures based on switched capacitors [10-15], a saturable reactors scheme [16, 17], and short shunt or long shunt configurations schemes [18-22]. Works that are more recent use voltage source converter based voltage and frequency controller [23-25].

The aim of this paper is to achieve an efficient control strategy for self-excited induction generator driven by a wind turbine and associated to a static voltage source converter with an output DC link.

For this reason, the sliding mode control strategy is applied to regulate the DC voltage on the DC side for a

variable DC load taking into account the rotor speed variations. As practical uses, the regulated DC voltage obtained could be used to charge a battery set, to supply isolated DC loads or be further converted into fixed-frequency AC power by an inverter to supply AC loads.

Mathematical model for the self-excited induction generator. By adopting the frequently assumptions, the general equations of three-phase induction machines in the (α, β) , stationary reference frame are given by:

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega (L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta}) \\ 0 = R_r i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega (L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha}) \end{cases}, \quad (1)$$

where s and r denote stator and rotor quantities; v and i represent instantaneous voltages and currents respectively; R_s and R_r are the stator and rotor resistances respectively; L_s , L_r and M are stator, rotor and magnetizing inductances respectively and ω represents the rotor angular velocity.

© L. Louze, O. Abdessemad, A.L. Nemmour, A. Khezzer

Sliding mode control. General concepts. The general form of sliding surface which guarantees the convergence of the state x to its reference x^* is given as follows:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \gamma \right)^{n-1} (x^* - x), \quad (2)$$

where n is the degree of the sliding surface and γ is a strictly positive constant.

The first convergence condition allowing the dynamic system to converge towards the sliding surfaces must verify the well-known Lyapunov function expressed in terms of the system state-variables given by:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x). \quad (3)$$

To insure the Lyapunov function decreases, it is necessary to ensure that its derivative is negative. This is verified if:

$$\dot{S}(x)S(x) < 0. \quad (4)$$

In order to perform the control quantity U_c , which contains two terms, first for the exact linearization term U_{eq} , the second discontinuous one for the system stability U_n :

$$U_c = U_{eq} + U_n. \quad (5)$$

The first control term U_{eq} is obtained from the condition $\dot{S}(x) = 0$ when the second control term U_n is selected to guarantee the attractivity of the variable to be controlled towards the commutation surface.

Application to the self-excited induction generator. For the induction generator sliding mode controller design, the adopted switching surface is:

$$S = V_{dc}^* - V_{dc}, \quad (6)$$

where V_{dc} denotes the DC voltage in the DC side.

The derivative of (6) gives:

$$\dot{S} = \dot{V}_{dc}^* - \dot{V}_{dc}. \quad (7)$$

If the inverter losses are neglected, the relationship between the DC-bus power P_{dc} and the stator power side P_s is as follows:

$$P_s = P_{dc} + P_{load}, \quad (8)$$

where P_{load} denotes the active power consumed by the load on the DC-bus side.

Taking into account that the capacitor power P_{dc} is expressed by:

$$P_{dc} = V_{dc} \dot{q} = CV_{dc} \dot{V}_{dc}, \quad (9)$$

where C represents the capacitor value on the converter DC side, therefore:

$$P_s = CV_{dc} \dot{V}_{dc} + P_{load}. \quad (10)$$

From (10), the output DC bus voltage derivative is given by:

$$\dot{V}_{dc} = \frac{1}{CV_{dc}} (P_s - P_{load}). \quad (11)$$

From (11), (7) becomes:

$$\dot{S} = \dot{V}_{dc}^* - \frac{1}{CV_{dc}} (P_s - P_{load}). \quad (12)$$

By referring to (11), it is clear that P_s represents the control quantity and P_{load} acts as a disturbance for the V_{dc} closed control loop.

For sliding mode purposes, the control quantity set value P_s^* takes the form of (5) as:

$$P_s^* = P_{s_eq} + P_{s_n}. \quad (13)$$

Under these conditions, (12) gives:

$$\dot{S} = \dot{V}_{dc}^* - \frac{1}{CV_{dc}} (P_{s_eq} + P_{s_n} - P_{load}). \quad (14)$$

In the steady state conditions, the sliding surface is zero, and therefore its derivative and the discontinuous part are also zero, so:

$$P_{s_eq} = CV_{dc} \dot{V}_{dc}^* + P_{load}. \quad (15)$$

By replacing the equivalent control with its expression in (14), the following surface derivative is obtained:

$$\dot{S} = -\frac{1}{CV_{dc}} P_{s_n}. \quad (16)$$

The attractiveness condition expressed by (4) relative to the Lyapunov condition imposes the following choice of the P_{s_n} according to:

$$P_{s_n} = k \times \text{sign}(S), \quad (17)$$

where k is a positive gain.

Finally, the global control is performed by the following equation:

$$P_s^* = CV_{dc} \dot{V}_{dc}^* + P_{load} + k \times \text{sign}(S). \quad (18)$$

Since the active and reactive stator powers can be expressed in terms of the stator current components $i_{s\alpha}$ and $i_{s\beta}$ as:

$$\begin{bmatrix} P_s^* \\ Q_s^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^* \\ i_{s\beta}^* \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Then, the reference stator current components $i_{s\alpha}^*$ and $i_{s\beta}^*$ to be injected to the stator windings are given by:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}^* \\ i_{s\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P_s^* \\ Q_s^* \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Figure 1 shows the corresponding controller structure relative to the used sliding mode method.

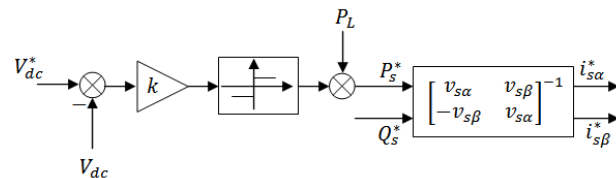


Fig. 1. Sliding mode control applied to the DC-bus voltage regulation

The proposed control scheme using hysteresis controllers is shown in Fig. 2.

Simulations and results. The proposed control has been simulated for an induction machine with the following parameters [26]: (3.6 kW, 415 V, 7.8 A, 50 Hz, 4 poles),

whose per-phase equivalent circuit constants are: $L_s = L_r = 241.4$ mH, $M = 230$ mH, $R_s = 1.7 \Omega$ and $R_r = 2.7 \Omega$.

The DC-bus voltage regulation and the corresponding main machine's characteristics obtained using the proposed sliding mode controller in presence of stern disturbances such as a step-changing of the load power P_{load} , a step-changing of the DC-bus voltage reference value and finally, when the wind turbine imposes to the induction generator shaft a variable speed profile.

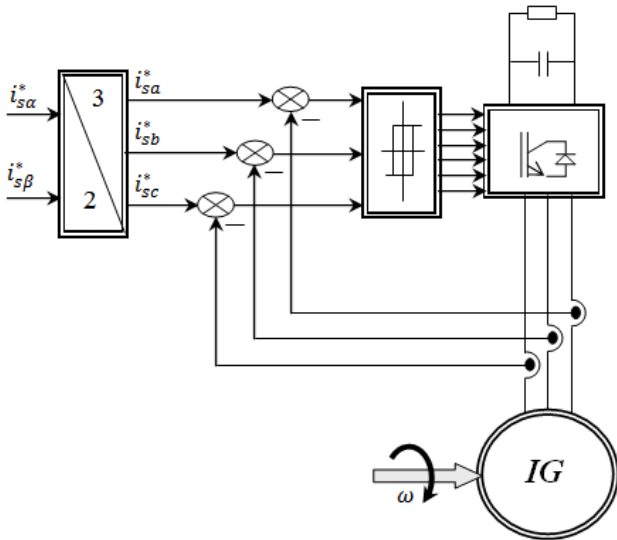


Fig. 2. Induction generator (IG) control structure used

The DC-bus voltage regulation performances under a constant rotor speed. Figure 3 shows the dynamic responses of the no-load operation followed up by a sudden load power variation $P_{load} = 3500$ W introduced at $t = 0.5$ s, then a step changing of the DC-bus voltage from 600 V to 700 V introduced at $t = 1$ s.

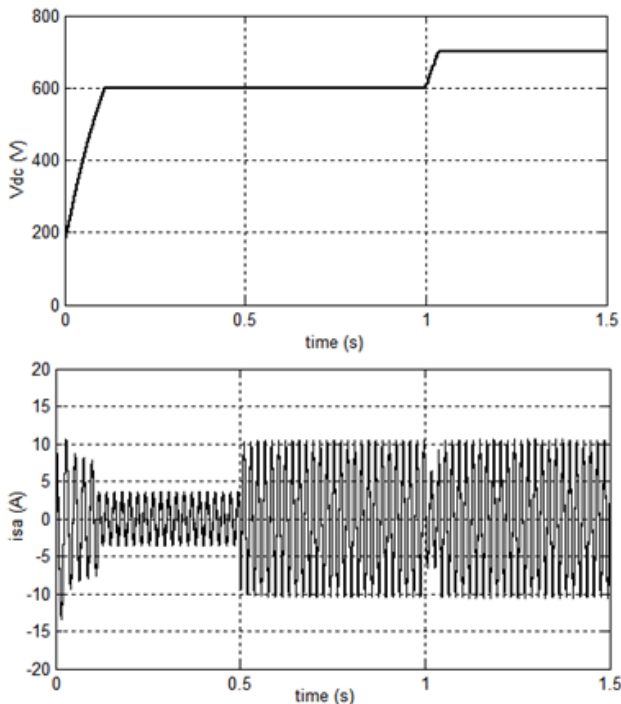


Fig. 3. The generator performances ($\omega = 300$ rad/s and $C = 1000 \mu\text{F}$)

The proposed control method based on the described sliding mode controller offers a fast DC-bus voltage response and it is perfectly tracked to its set reference. In spite of a sudden power load introduction, this disturbance is instantaneously rejected and the control performances are not affected.

The speed variation effects for a given capacitor value. Figure 4 illustrates the influence of the changing speed effects on the voltage build-up process. The same load will be applied for all following sub-sections ($P_{load} = 3500$ W at $t = 0.5$ s). The proposed SEIG system control tracking performances is unaffected to the considered rotor speed variations.

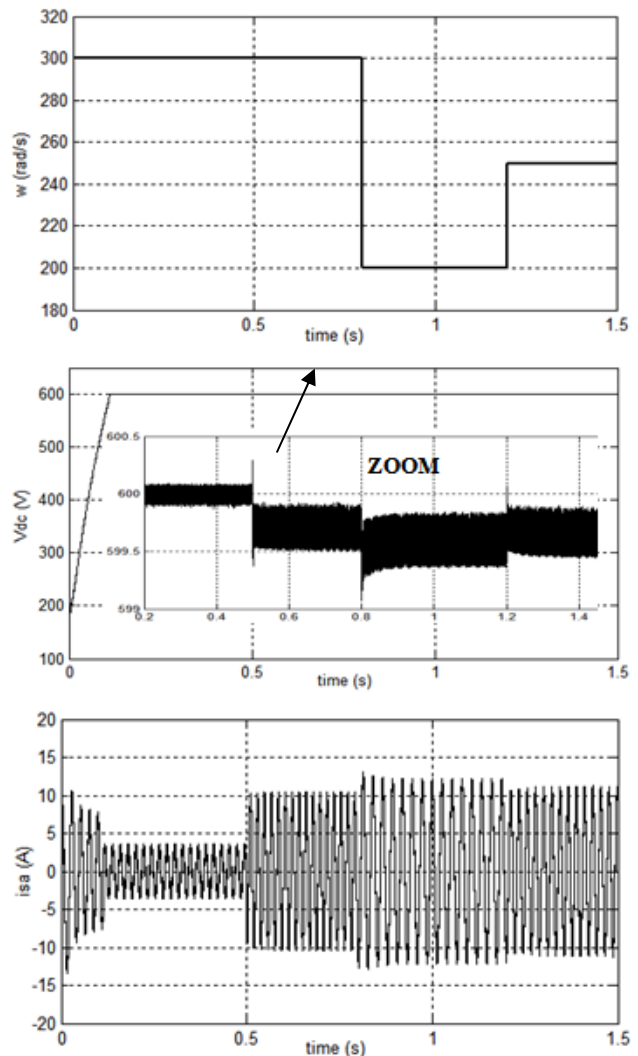


Fig. 4. The generator performances ($C = 1000 \mu\text{F}$)

The DC-bus voltage regulation performances under a practical rotor speed profile and load power demand. In order to simulate a practical case relative to the wind profile nature that imposes to the shaft the waveform represented on Fig. 5,a. The DC load is assumed to change according to the profile of Fig. 5,b, when the DC-bus voltage set value is fixed at 600 V (Fig. 5,c). The current rate is according to the demand of the load (Fig. 5,d).

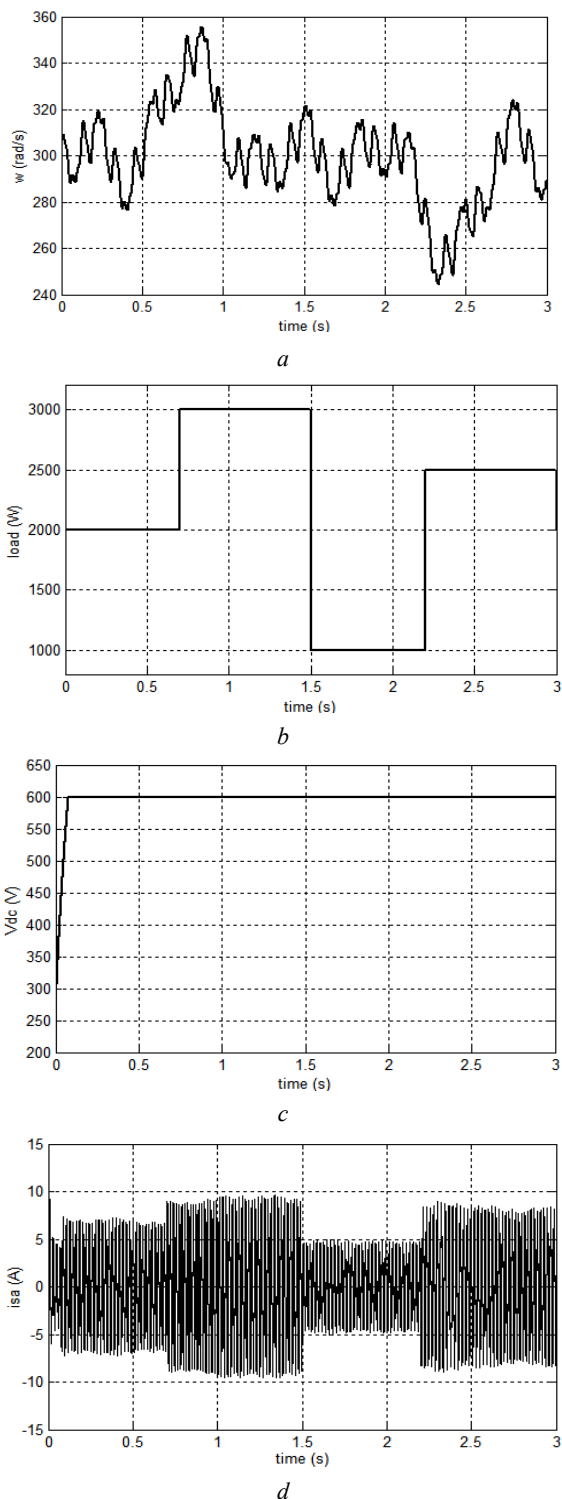


Fig. 5. The generator performances under speed and load variations

Robustness against variation in generator parameters. To verify the robustness of the proposed nonlinear control algorithm, some parameters changing is considered (case of stator rotor resistances changing). Figure 6 shows the control system performances when both stator and rotor resistances are intentionally augmented by 100 % with respect to the rated values under a constant rotor speed profile. The DC-bus voltage regulation still insensitive to the considered machine parameters variations.

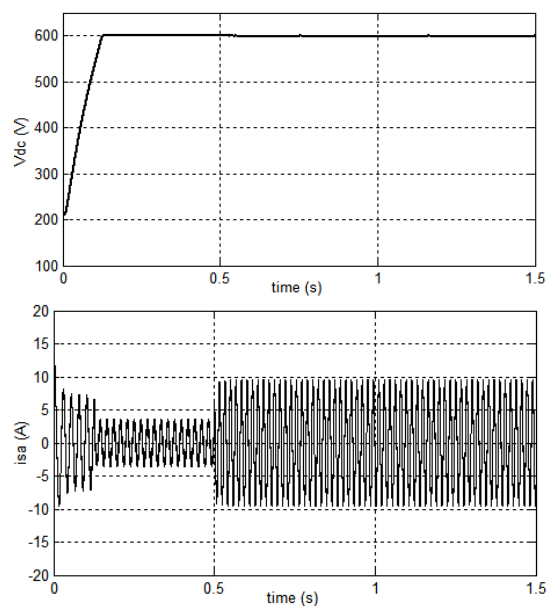


Fig. 6. The generator performances under stator and rotor resistances changing

Conclusion. This paper presents an efficient control approach based on the sliding mode theory for an induction generator operating in stand-alone mode associated to a pulse width modulation static converter with an intermediate DC link. The proposed control algorithm offers a perfect control performances under a simultaneously variation of the load power variation between 1 kW and 3 kW and the rotor speed between almost 240 rad/s and 360 rad/s. Moreover, these control characteristics remain insensitive to the machine parameters derives represented by 100 % of the stator and rotor resistances increase with respect to their nominal values. The obtained results show that the DC bus voltage tracking performance remains intact. The proposed system conversion control could be very useful for the wind power generating plants.

REFERENCES

1. Al Jabri A.K., Alolah A.I. Capacitance requirement for isolated self-excited induction generator. *IEEE Proceedings B Electric Power Applications*, 1990, vol. 137, no. 3, pp. 154-159. doi: 10.1049/ip-b.1990.0016.
2. Chan T.F. Capacitance requirements of self-excited induction generators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1993, vol. 8, no. 2, pp. 304-311. doi: 10.1109/60.222721.
3. Harrington R.J., Bassiouny F.M.M. New approach to determine the critical capacitance for self-excited induction generators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1998, vol. 13, no. 3, pp. 244-249. doi: 10.1109/60.707603.
4. Seyoum D., Rahman M.F. The dynamic characteristics of an isolated self-excited induction generator driven by a wind turbine. *Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), Conference Record of the IEEE*. doi: 10.1109/IAS.2002.1042641.
5. Sandhu K.S., Jain S.P. Steady state operation of self-excited induction generator with varying wind speeds. *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, 2008, vol. 2, no. 1, pp. 26-33.
6. Haque M.H. A novel method of evaluating performance characteristics of a self-excited induction generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2009, vol. 24, no. 2, pp. 358-365. doi: 10.1109/TEC.2009.2016124.

7. Bhim S., Madhusudan S., Tandon A.K. Transient performance of series-compensated three-phase self-excited induction generator feeding dynamic loads. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010, vol. 46, no. 4, pp. 1271-1280. doi: [10.1109/TIA.2010.2049556](https://doi.org/10.1109/TIA.2010.2049556).
8. Kheldoun A., Refoufi L., Khodja D.E. Analysis of the self-excited induction generator steady state performance using a new efficient algorithm. *Electric Power Systems Research*, 2012, vol. 86, no. 2, pp. 61-67. doi: [10.1016/j.epsr.2011.12.003](https://doi.org/10.1016/j.epsr.2011.12.003).
9. Haitao L., Lili C., Xiaodan Z., Yunxia L., Xuehu P. Build-up steady-state analysis of wind-driven self-excited induction generators. *The Journal of Engineering*, 2017, vol. 2017, no. 13, pp. 1383-1387. doi: [10.1049/joe.2017.0558](https://doi.org/10.1049/joe.2017.0558).
10. Elsharkawi M.A., Venkata S.S., Williams T.J., Butler N.G. An adaptive power factor controller for three-phase induction generators. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1985, vol. PAS-104, no. 7, pp. 1825-1831. doi: [10.1109/TPAS.1985.319219](https://doi.org/10.1109/TPAS.1985.319219).
11. Malik N.H., Al-Bahrani A.H. Influence of the terminal capacitor on the performance characteristics of a self-excited induction generator. *IEE Proceedings C Generation, Transmission and Distribution*, 1990, vol. 137, no. 2, pp. 168-173. doi: [10.1049/ip-c.1990.0022](https://doi.org/10.1049/ip-c.1990.0022).
12. Wang L., Dong-Jing L. Coordination Control of an AC-to-DC Converter and a Switched Excitation Capacitor Bank for an Autonomous Self-Excited Induction Generator in Renewable-Energy Systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014, vol. 50, no. 4, pp. 2828-2836. doi: [10.1109/TIA.2014.2298555](https://doi.org/10.1109/TIA.2014.2298555).
13. Stuty K., Bhuvaneshwari G. Voltage regulation of a stand-alone Three-phase SEIG feeding single-phase loads. *IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science*, 2014, doi: [10.1109/SCEECS.2014.6804472](https://doi.org/10.1109/SCEECS.2014.6804472).
14. Mazurenko L.I., Dzhura O.V., Shevchuk S.P. Transients in a transistor-switched capacitor regulator of a stand-alone induction generator supplying a single-phase load. *International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, 2017. doi: [10.1109/MEES.2017.8248901](https://doi.org/10.1109/MEES.2017.8248901).
15. Benhacine T.Z.E., Nesba A., Mekhtoub S., Ibtouen R. A balancing method for three-phase SEIG feeding a single-phase load by using switched capacitors. *International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, 2018. doi: [10.1109/CISTEM.2018.8613410](https://doi.org/10.1109/CISTEM.2018.8613410).
16. de Resende J.T., Schelb A.J.H.C., Ferreira R., Manasses E.P. Control of the generated voltage by a three-phase induction generator self-excited by capacitors using control techniques. *IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2003. doi: [10.1109/ICIT.2003.1290386](https://doi.org/10.1109/ICIT.2003.1290386).
17. Ahmed T., Nishida K., Soushin K., Nakaoka M. Static VAR compensator-based voltage control implementation of single-phase self-excited induction generator. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, 2005, vol. 152, no. 2, pp. 145-156. doi: [10.1049/ip-gtd:20051251](https://doi.org/10.1049/ip-gtd:20051251).
18. Shridhar L., Singh B., Jha C.S. Transient performance of the self regulated short-shunt self-excited induction generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1995, vol. 10, no. 2, pp. 261-267. doi: [10.1109/60.391891](https://doi.org/10.1109/60.391891).
19. Ojo O. Performance of self-excited single-phase induction generators with shunt, short-shunt and long-shunt excitation connections. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1996, vol. 11, no. 3, pp. 477-482. doi: [10.1109/60.536996](https://doi.org/10.1109/60.536996).
20. Fraile-Ardanuy J., Fraile-Mora J., Pedro A.G.G. Voltage control of isolated self-excited induction generator through series compensation. *Przeglad Elektrotechniczny*, 2012, no. 01a, pp. 132-136.
21. Abdelhamid B., Taoufik M., Lassad S. Shunt and short shunt compensation for induction machine generator. *17th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, 2016. doi: [10.1109/STA.2016.7951989](https://doi.org/10.1109/STA.2016.7951989).
22. Jaswant S., Pawan K.Y., Abhishek K.C. Improvement in voltage profile in self excited induction generator using fuzzy logic. *International Journal on Future Revolution in Computer Science & Communication Engineering (IJFRCSCCE)*, 2018, vol. 4, no. 1, pp. 113-117.
23. Kasal G., Singh B. Decoupled voltage and frequency controller for isolated asynchronous generators feeding three-phase four-wire loads. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2008, vol. 23, no. 2, pp. 966-973. doi: [10.1109/TPWRD.2008.915783](https://doi.org/10.1109/TPWRD.2008.915783).
24. Rajagopal V., Singh B., Kasal G. Electronic load controller with power quality improvement of isolated induction generator for small hydro power generation. *IET Renewable Power Generation*, 2011, vol. 5, no. 2, pp. 202-213. doi: [10.1049/iet-rpg.2010.0081](https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2010.0081).
25. Silva F.B., da Silva Gonçalves F.A., Vanço W.O., de Carvalho D.P., Bissochi Jr C.A., Monteiro R.V.A., Guimarães G.C. Application of bidirectional switches in the development of a voltage regulator for self-excited induction generators. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2018, vol. 98, no. 5, pp. 419-429. doi: [10.1016/j.ijepes.2017.12.025](https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2017.12.025).
26. Seyoum D., Grantham C., Rahman M.F. The dynamic characteristics of an isolated self-excited induction generator driven by a wind turbine. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 2003, vol. 39, no. 4, pp. 936-944. doi: [10.1109/TIA.2003.813738](https://doi.org/10.1109/TIA.2003.813738).

Received 11.02.2020

Louze Lamri¹, Doctor of Electrical Engineering, Professor,
 Abdessemad Oussama¹, PhD student,
 Nemmour Ahmed Lokmane¹, Doctor of Electrical Engineering,
 Professor,
 Khezzar Abdelmalek¹, Doctor of Electrical Engineering,
 Professor,
¹Laboratoire d'Electrotechnique de Constantine (LEC),
 Mentouri Brothers University, Constantine 1,
 Constantine, Algeria.
 e-mail: lamri.louze@lec-umc.org,
 oussama.abdessamad@lec-umc.org,
 ahmed-lokmane.nemmour@lec-umc.org,
 abdelmalek.khezzar@lec-umc.org

АНДРІЄНКО ПЕТРО ДМИТРОВИЧ

(до 80-річчя з дня народження)

Доктор технічних наук, професор, заслужений винахідник УРСР, академік Транспортної академії наук України, завідувач кафедри «Електричні та електронні апарати» Національного університету «Запорізька політехніка» Андрієнко Петро Дмитрович народився 26 квітня 1940 р. в п. Ханженково Донецької області.

В 1962 р. Петро Дмитрович закінчив Одеський політехнічний інститут, факультет автоматики і телемеханіки. По закінченні інституту був розподілений на роботу у Всесоюзний інститут трансформаторобудування (ВІТ) м. Запоріжжя. Працював інженером в технологічному відділі (бюро електроприводу). Займався приводом першої в СРСР автоматичної лінії розкרוу рулонної електротехнічної сталі. У 1964 р. перейшов на роботу в СКБ напівпровідникової техніки на посаду старшого інженера лабораторії тиристорних агрегатів. З 1965 по 2008 рр. пройшов шлях від старшого інженера, керівника групи, начальника лабораторії, відділу, до заступника директора Всесоюзного науково-дослідного інституту, згодом директора Українського інституту силових електроніки ВАТ НДІ «Перетворювач». Завдяки Петру Дмитровичу колективом цього підприємства за вказаний період була створена школа з дослідження, розробки і впровадження у виробництво пристроїв силових електроніки. Під його керівництвом і з безпосередньою участю були створені найбільші в СРСР серії тиристорних агрегатів для постійного струму типу АТ, АТР, АТВ потужністю до 1000 кВт, частотно-регульовані електроприводи серії ЕКТ, ЭКТР, ЭКТ-1 потужністю до 500 кВт. За результатами роботи отримано понад 90 авторських свідоцтв і патентів.

Отримані результати під час розробки виробів нової техніки згодом стали основою його кандидатської дисертації «Захист реверсивних тиристорних агрегатів», яку він успішно захистив у 1971 р. в Одеському політехнічному інституті, а пізніше і докторської дисертації «Тиристорні перетворювачі частоти з автономним інвертором для електроприводу», захист якої відбувся в Інституті електродинаміки НАН України у 1990 р.

У 1990 р. Андрієнко П.Д. був удостоєний звання «Заслужений винахідник УРСР».

Під його керівництвом була створена низка нових типів перетворювачів: для магістрального аміакопроводу «Тольятті-Одеса» потужністю 2000 кВт, 6 кВ; для тягової електропередачі змінного струму першого українського дизель-поїзда типу ДЕЛ-02, електровоза ВЛ-40У, електропоїзда ЕД-9М; для першої української вітроустановки з аеродинамічною мультиплікацією типу ТГ-1000.

Андрієнко П.Д. є автором понад 200 наукових праць, у тому числі 3 монографій, понад 90 авторсь-



ких свідоцтв і патентів. Велику увагу приділяє підготовці кадрів. Під його керівництвом захищено 1 докторську та 8 кандидатських дисертацій. Петро Дмитрович працював доцентом, а з 1990 р. по 2011 р. професором у ЗНТУ (за сумісництвом). З 2011 р. по теперішній час є завідувачем кафедри «Електричні і електронні апарати» Національного університету «Запорізька політехніка» (колишній ЗНТУ). На кафедрі активно впроваджуються у навчальний процес нові методи і форми навчання, організовано студентське науково-конструкторське бюро, комп'ютерний клас для підготовки магістрів та аспірантів. Навчання студентів проводиться російською, українською та англійською мовами.

Проф. Андрієнко П.Д. неодноразово був членом спеціалізованих вчених рад із захисту кандидатських і докторських дисертацій, є членом редколегій наукових журналів «Електротехніка і електроенергетика», «Електрифікація транспорту», «Комп'ютерні та електромеханічні системи». Займаючись педагогічною діяльністю, він не переривав своєї науково-практичної діяльності, будучи першим заступником генерального директора з науки ТОВ «НДІ Перетворювач».

Андрієнко П.Д. займає активну позицію у громадському житті. Він є одним із ініціаторів створення Асоціації інженерів силових електроніки, яка об'єднує понад 300 відомих вчених країн СНД. З 1994-1996 рр. – член виконкому Запорізької обласної ради народних депутатів, заступник голови Запорізької обласної науково-технічної ради з питань енергозбереження.

За плідну науково-технічну і педагогічну роботу Андрієнко П.Д. нагороджений орденами: «Трудового Червоного Прапора» (1981 р.), «За заслуги» 3-го ступеня (1998 р.), «За заслуги перед Запорізьким краєм» 3 ступеня (2015 р.), медаллю «Ветеран праці». Неодноразово нагороджений почесними грамотами Запорізької обласної ради та облдержадміністрації.

Широко відомі його особисті людські якості, що поєднують вимогливість і принциповість керівника з толерантністю та високою порядністю, незмінну наукову культуру і такт з вмінням відстоювати свої наукові погляди і життєві цінності.

Колектив кафедри «Електричні і електронні апарати» Національного університету «Запорізька політехніка» щиро вітають Петра Дмитровича з Ювілеєм, зичать йому міцного здоров'я, подальших творчих успіхів у його багатогранній та плідній науковій і педагогічній діяльності. Нехай доля шле міцне здоров'я та гарний настрій на многі та благі літа, а віра, надія і любов будуть вірними супутниками на життєвому шляху.

Редакційна колегія журналу «Електротехніка і електромеханіка» приєднується до цих щирих побажань.

БАРСКИЙ ВИКТОР АЛЕКСЕЕВИЧ

(к 85-летию со дня рождения)

17 июня 2020 года исполняется 85 лет со дня рождения и 63 года инженерной и научной деятельности видному специалисту в области электротехники, электропривода и преобразовательной техники, главному конструктору – Председателю Правления Международного Консорциума «Энергосбережение», доктору технических наук, профессору, члену Института инженеров-электриков США, почетному члену Украинской Ассоциации инженеров-электриков, Ассоциации «Автоматизированный электропривод» Барскому Виктору Алексеевичу.

Стремление превратить результаты разработок и исследований в реальную продукцию проявилось у юбиляра уже при окончании им в 1957 году Харьковского политехнического института. В дипломном проекте им был разработан не имевший аналогов стартерный механический выпрямитель для газовых турбин кораблей ВМФ, который с 1958 года стал производиться промышленностью.

Это стремление юбиляр демонстрирует на протяжении более полувека, активно выполняя научные исследования и промышленные разработки на наиболее актуальных направлениях развития электропривода и преобразовательной техники. Трудно переоценить его существенный и масштабный вклад в создание и производство новой электротехнической продукции на протяжении всех четырех эпох развития электромеханических систем: с контактными, электромашинными, тиристорными и транзисторными преобразователями. Это и разработанная при активном участии юбиляра и внедренная на заводе ХЭМЗ серия тиристорных преобразователей мощностью до 12000 кВт, на основе которых были переоснащены электроприводы в черной и цветной металлургии, горношахтной промышленности и др. Это и реверсивные электроприводы с раздельным управлением, а также первые в СНГ промышленные преобразователи частоты на IGBT транзисторах.

Отличительной чертой практически каждой инженерной работы Барского В.А. является рациональное сочетание глубоких теоретических и экспериментальных исследований. Он умеет увидеть новые задачи и предложить неожиданные решения, вызывающие интерес у специалистов, проявить стойкость в непростых ситуациях и всегда верен делу создания качественно новой отечественной техники. Такой подход юбиляр сумел сохранить и в сложной экономической ситуации после 1991 года, что позволило ему создать Международный консорциум «Энергосбережение», объединяющий коллектив единомышленников, разра-

ботать и внедрить в Украине и странах СНГ конкурентоспособные транзисторные преобразователи с микропроцессорным управлением.

За последние 10 лет под непосредственным ру-



ководством юбиляра были выполнены работы по созданию, изготовлению и вводу в эксплуатацию не имеющего аналогов в Европе уникального испытательного комплекса для электрических машин локомотивов на Новочеркасском электровозостроительном заводе, станции для испытания электрических машин в компании «Энергопром» (г. Кривой Рог), поставлено и введено в эксплуатацию более 850 комплексов климатических установок типа ККЛ для локомотивов, разработаны и внедрены новые тяговые многоканальные тиристорные выпрямители

типа ВУТГ для магистральных тепловозов типов 2ТЭ116У и (2-3)ТЭ25КМ, произведено более 40 энергосберегающих систем ЭКО-3 для котельных средней и большой мощности, создана серия устройств плавного пуска типа РУПП для приводов турбомеханизмов, введены в эксплуатацию образцы для двигателей мощностью до 8000 кВт, разработаны, изготовлены и введены в эксплуатацию 4 привода шахтных подъёмных машин большой мощности и другое оборудование.

В настоящее время под научным руководством и непосредственным участии В.А. Барского разрабатываются новые электромеханические системы на основе синхронных реактивных и гибридных электрических машин для городского и железнодорожного транспорта, промышленности, ЖКХ и других отраслей, новые электроприводы со встроенными накопителями энергии для различных отраслей, продолжаются работы по внедрению ранее разработанного электрооборудования.

Результаты научных исследований и практических разработок профессора Барского В.А. опубликованы в 330 научных трудах, изобретениях и патентах. Он принимает активное участие в подготовке научных кадров, член специализированного совета Д64.050.04 в НТУ «ХПИ».

Ректорат НТУ «ХПИ», руководство института технических проблем магнетизма НАН Украины, Украинская ассоциация инженеров-электриков, друзья и коллеги поздравляют Виктора Алексеевича с юбилеем, желают счастья, здоровья, новых творческих успехов.

Редакционная коллегия журнала «Електротехніка і електромеханіка» присоединяется к этим искренним пожеланиям.

КИРИЛЕНКО ОЛЕКСАНДР ВАСИЛЬОВИЧ

(до 70-річчя з дня народження)

Директор Інституту електродинаміки НАН України, доктор технічних наук, професор, академік НАН України О.В. Кириленко народився 20 травня 1950 р. У 1973 р. закінчив Київський політехнічний інститут (нині НТУ України «КПІ ім. І. Сікорського») за фахом інженер-електрик. У період 1973-1975 рр. працював на кафедрі «Електричні мережі та системи» КПІ. Починаючи з 1975 р. і дотепер працює в Інституті електродинаміки НАН України, в різні періоди обіймаючи посади: молодшого наукового співробітника, завідувача лабораторії, завідувача відділу, головного наукового співробітника, вченого секретаря інституту, заступника директора інституту з наукової роботи, а з 2007 р. – директора Інституту електродинаміки НАН України.

Науковий ступінь кандидата технічних наук отримав у 1981 р., звання старшого наукового співробітника – у 1986 р., докторську дисертацію захистив у 1993 р., звання професора отримав у 1996 р., членом-кореспондентом НАН України був обраний у 1997 р., а академіком НАН України – у 2006 р.

Кириленко Олександр Васильович – видатний вчений, відомий в Україні та за її межами своїми працями в галузі електроенергетики, пов'язаними з підвищенням надійності та ефективності функціонування електроенергетичних об'єктів та систем, розробкою методів моделювання електричних мереж та електроенергетичних об'єктів. Його різнобічні дослідження процесів функціонування електроенергетичних систем забезпечили розвиток теорії створення систем керування такими процесами, дозволили запропонувати принципи, методи побудови відповідних інтегрованих інформаційно-управляючих систем та їхніх елементів і створити відповідні апаратні та програмні засоби. Ним запропоновано нові підходи до побудови систем контролю та діагностики в електроенергетиці, вирішено питання забезпечення їхньої надійності та відмовостійкості, точності та швидкодії, досліджено особливості формалізації та розв'язання задач параметричної оптимізації аналогових елементів та пристроїв автоматики електроенергетичних систем. Розвинуто теорії аналізу та оптимізації первинних перетворювачів струму, що призначені для роботи зі стабільними величинами похибок в усталених та перехідних режимах роботи, запропоновано методи відновлення сигналу в таких пристроях. Сьогодні ним розробляється концепція та методологія побудови інтегрованих інформаційно-управляючих систем потужних електроенергетичних об'єктів системного значення як складових системи керування функціонуванням електроенергетичних систем. В даний час Олександр Васильович активно працює над розвит-

ком теорії побудови інтелектуальних інформаційно-керуючих систем в електроенергетиці, орієнтованих на реалізацію основних положень концепції Smart Grid, приділяючи значну увагу науково-технічним питанням забезпечення ефективності інноваційного розвитку та керованості об'єднаної електроенергетичної системи України за умов впровадження нової моделі ринку електроенергії та зростання частки відновлюваних джерел енергії в структурі її генеруючих потужностей. Ним заснована наукова школа з моделювання режимів електроенергетичних об'єктів та створення інтелектуальних інформаційно-керуючих систем.

Результати наукових робіт Кириленка О.В. висвітлено в численних публікаціях (понад 300), серед яких – 15 монографій.

Олександр Васильович успішно поєднує наукову, організаційну, педагогічну та громадську діяльність. За останні роки під керівництвом О.В. Кириленко підготовлено 3 доктори та 11 кандидатів технічних наук. Він академік-секретар Відділення фізико-технічних проблем енергетики НАН України, очолює експертну раду з електротехніки та енергетики Департаменту атестації наукових кадрів МОН України та технічний комітет зі стандартизації «Керування енергетичними системами та пов'язані з ним процеси інформаційної взаємодії» (ТК 162), наглядову раду Кременчуцького національного університету ім. М. Остроградського, входить до складу спеціалізованої вченої ради з захисту докторських дисертацій, редколегій багатьох фахових періодичних видань.

Наукові досягнення і громадська діяльність О.В. Кириленка відзначена державними преміями та нагородами: 1983 р. – медаллю Академії наук УРСР та премією для молодих вчених; 1988 р. – золотою медаллю ВДНГ СРСР; 1995 р. – премією ім. С.О. Лебедева НАН України; 1999 р. – державною премією України в галузі науки і техніки за роботу «Розробка наукових основ та засобів підвищення енергетичної ефективності та їх впровадження у системах управління постачанням і використанням електроенергії, природного газу та тепла»; 2008 р. – присвоєно звання «Заслужений діяч науки і техніки України»; 2009 р. – присвоєно звання лауреата «Лідер паливно-енергетичного комплексу-2009» у номінації «Вчений».

Ректорат та колектив НТУ «ХПІ» щиро вітає Олександра Васильовича з ювілеєм, бажає міцного здоров'я, щастя, успіхів та натхнення у науковій діяльності.

Редакційна колегія журналу «Електротехніка і електромеханіка» приєднується до цих щирих побажань.



КОЛИУШКО ГЕОРГИЙ МИХАЙЛОВИЧ

(к 80-летию со дня рождения)

Исполнилось 80 лет со дня рождения известного учёного и специалиста в области техники высоких напряжений и диагностики состояния заземляющих устройств, лауреата премии Совета Министров СССР (1988 г.), лауреата Государственной премии Украины в области науки и техники (2004 г.), Почетного энергетика Украины (2010 г.), кандидата технических наук Георгия Михайловича Колиушко.

Георгий Михайлович родился 1 июня 1940 г. в г. Винница. После окончания в 1963 году электромашиностроительного факультета Харьковского политехнического института по распределению был направлен в Научно-исследовательскую лабораторию техники высоких напряжений и преобразователей тока ХПИ (в настоящее время НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»), где и работает уже более 50 лет.

Георгий Михайлович Колиушко является признанным авторитетом в области разработки уникальных высоковольтных испытательных установок, некоторые из которых и на сегодняшний день не имеют аналогов в мире. Его работы широко известны не только в Украине, но и практически во всех странах ближнего зарубежья. Под его руководством и при непосредственном участии были разработаны многие испытательные высоковольтные стенды, такие как: высоковольтная испытательная установка для испытаний автоматических систем управления технологическими процессами на воздействие электромагнитных полей по ГОСТ 29280 («ХАРТРОН», г. Харьков), установка для оценки молниестойкости бортового оборудования самолета АН-140 к импульсным наводкам, индуцируемым в бортовых электрических цепях АНТК-1 (АНТК «АНТОНОВ», г. Киев), комплексы электрофизических установок, обеспечивающие проведение нормативных испытаний серийно выпускаемых элементов ограничителей перенапряжения в электрических сетях широкого класса напряжения (НИИ ВН г. Славянск), установки «ТИР-2» (ФИАН им. Лебедева, г. Москва), ЕНЭ-320 кДж (ГОИ, г. Ленинград), ЕНЭ-1500 кДж «Луч» (институт «Астрофизика», г. Москва), «Лири» (НПО «Взлет», г. Москва), генератор импульсов тока к установке ИЭМИ-6 «Сплав» (г. Загорск) и др.

К особо значимым достижениям в области техники высоких напряжений следует отнести разработку и ввод в эксплуатацию высоковольтной установки «Аксамит» (6 МДж) и испытательного комплекса ИЭМИ-12 «ЭФЕС». Оригинальные решения, заложенные при проектировании данных установок, не превзойдены и до настоящего времени. Комплекс «ЭФЕС» внесен в Международный реестр уникальных испытательных мировых центров ЭМИ (IEC 61000-4-32).

Георгий Михайлович является основоположником нового научного направления, востребованного

энергетиками Украины – диагностики состояния заземляющих устройств энергообъектов, которое позволяет оптимально сочетать меры по обеспечению электробезопасности персонала и электромагнитной совместимости на объекте. При его непосредственном участии разработан первый в Украине нормативный документ, регламентирующий правила испытания и контроля состояния заземляющих устройств СОУ 31.2-21677681-19 «Випробування та контроль пристроїв заземлення електроустановок», утвержденный приказом Минтопэнерго Украины, который используется специалистами всех существующих энергосистем Украины. Под руководством Г.М. Колиушко коллектив сотрудников



провел государственные испытания, которые позволили ввести в Государственный реестр средств измерительной техники Украины три измерительных комплекса «КДЗ-1У», «ИК-1У» и «ИКП-1У».

Георгием Михайловичем заложен фундамент для плодотворного сотрудничества в области повышения безопасности работы объектов со специалистами всех атомных электростанций Украины (Запорожская, Ровенская, Южно-Украинская, Хмельницкая), НЭК «Укрэнерго», НАК «Укрнафта» и большинством облэнерго.

Являясь одним из авторов глав 1.7 и 4.2 «Правил улаштування електроустановок», Г.М. Колиушко принимал активное участие в разработке справочно-методического пособия «Технічне діагностування, випробування та вимірювання електрообладнання в умовах монтажу, налагоджування і в експлуатації. Частина 2 Загальні методи та засоби діагностування, випробувань та вимірювань електрообладнання, виведеного з роботи».

Георгий Михайлович – автор более 300 печатных работ, 25 изобретений и патентов, ряда нормативных документов.

Среди коллег и специалистов организаций, сотрудничающих с НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ», Георгий Михайлович пользуется заслуженным авторитетом и уважением за высокий профессионализм, тактичность, доброту, отзывчивость и готовность прийти на помощь. А для молодого поколения ученых Г.М. Колиушко является примером в целеустремленности, умении решать поставленные научные и технические задачи, желании не останавливаться на достигнутом и открывать новые направления в работе.

Ректорат НТУ «ХПИ», сотрудники НИПКИ «Молния», друзья, коллеги и ученики поздравляют с юбилеем и желают глубокоуважаемому Георгию Михайловичу крепкого здоровья, хорошего настроения, дальнейших творческих успехов в работе и научно-технических исследованиях.

Редакция журнала «Електротехніка і електромеханіка» искренне присоединяется к этим теплым пожеланиям.

Матеріали приймаються за адресою:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПИ", вул. Кирпичова, 21, м. Харків, 61002, Україна

Електронні варіанти матеріалів по e-mail: a.m.grechko@gmail.com

Довідки за телефонами: +38 050 653 49 82 Клименко Борис Володимирович

+38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович

Передплатний індекс: 01216