

ISSN 2074-272X

науково-практичний  
журнал 2019/4



# **EIE** електротехніка і електромеханіка

**Electrical Engineering**

**& Electromechanics**

**Електротехніка. Визначні події. Славетні імена**

**Електричні машини та апарати**

**Електротехнічні комплекси та системи.**

**Силова електроніка**

**Теоретична електротехніка та електрофізика**

**Техніка сильних електричних та магнітних полів.**

**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

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

### НАЦІОНАЛЬНА РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ\*

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

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

### NATIONAL EDITORIAL BOARD\*

<b>Klymenko B.V.</b>	<b>Editor-in-Chief</b> , Professor, NTU "KhPI"
<b>Sokol Ye.I.</b>	<b>Deputy Editor</b> , Corresponding Member of NAS of Ukraine, Rector of NTU "KhPI"
<b>Rozov V.Yu.</b>	<b>Deputy Editor</b> , Corresponding Member of NAS of Ukraine, Director of SI "ITPM NASU"
<b>Grechko O.M.</b>	<b>Executive Managing Editor</b> , Ph.D., NTU "KhPI"
<b>Baranov M.I.</b>	Dr.Sc. (Eng.), Institute "Molniya" of NTU "KhPI"
<b>Buriakovskiy S.G.</b>	Professor, Director of Institute "Molniya" of NTU "KhPI"
<b>Butkevych O.F.</b>	Professor, IED of NASU
<b>Vasyliv K.M.</b>	Professor, Lviv Polytechnic National University
<b>Vaskovskiy Yu.M.</b>	Professor, NTUU "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"
<b>Gryb O.G.</b>	Professor, NTU "KhPI"
<b>Guryn A.G.</b>	Professor, NTU "KhPI"
<b>Zhemerov G.G.</b>	Professor, NTU "KhPI"
<b>Klepikov V.B.</b>	Professor, NTU "KhPI"
<b>Milykh V.I.</b>	Professor, NTU "KhPI"
<b>Mikhaylov V.M.</b>	Professor, NTU "KhPI"
<b>Omel'yanenko V.I.</b>	Professor, NTU "KhPI"
<b>Petrushin V.S.</b>	Professor, Odessa National Polytechnic University
<b>Puilo G.V.</b>	Professor, Odessa National Polytechnic University
<b>Rezynkin O.L.</b>	Professor, NTU "KhPI"
<b>Soskov A.G.</b>	Professor, O.M. Beketov NUUE in Kharkiv
<b>Shcherbak Ya.V.</b>	Professor, NTU "KhPI"
<b>Yagup V.G.</b>	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", Kurpychova Str., 2, Kharkiv, 61002, Ukraine

тел. / phone: +380 57 7076281, +380 67 3594696, e-mail: a.m.grechko@gmail.com

ISSN (print) 2074-272X

ISSN (online) 2309-3404

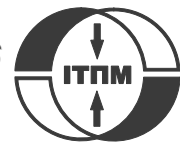
© Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут", 2019

© ДУ "Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України", 2019

Підписано до друку 15.08.2019 р. Формат 60 x 90 1/8. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,25.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-04-2019. Ціна договірна.

Надруковано ТОВ "Друкарня "Мадрид", Україна, 61024, м. Харків, вул. Максиміліанівська, 11



## **ЗМІСТ**

### **Електротехніка. Визначні події. Славенні імена**

**Баранов М.И.** Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 50: Конструктор ракетно-космической техники Вернер фон Браун и его свершения в ракетостроении ..... 3

### **Електричні машини та апарати**

**Бібік О.В., Мазуренко Л.І., Шихненко М.О.** Формування характеристик робочих режимів вентильно-індукторних двигунів з періодичним навантаженням..... 12

### **Електротехнічні комплекси та системи. Силова електроніка**

**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 ..... 17

**Лозинський О.Ю., Лозинський А.О., Паранчук Я.С., Паранчук Р.Я.** Синтез та аналіз системи керування електричним режимом дугової печі на основі розподілу тривимірного вектора струмів фаз ..... 26

**Шавьолкін О.О., Каплун В.В., Шведчикова І.О.** Усунення похибки контуру регулювання струму багатофункціонального однофазного мережевого інвертора..... 35

### **Теоретична електротехніка та електрофізика**

**Баранов М.И.** Особенности проявления и влияния на электромагнитные процессы нестационарного поверхностного эффекта в металлических проводниках с импульсным током ..... 41

### **Техніка сильних електричних та магнітних полів. Кабельна техніка**

**Антонець Ю.О., Щепенюк Л.А., Гречко О.М.** Технологічний моніторинг електричного опору пресованих кабельних провідників в умовах виробництва..... 48

**Беспрозванных А.В., Кессаев А.Г., Мирчук И.А., Рогинский А.В.** Выявление технологических дефектов в высоковольтной твердой изоляции электроизоляционных конструкций по характеристикам частичных разрядов .. 53

**Бойко Н.И., Семкин С.О.** Исследование амплитудно-временных характеристик высоковольтного резистивного делителя напряжения ..... 59

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

**Dehghani M., Montazeri Z., Malik O.P.** Energy commitment: a planning of energy carrier based on energy consumption..... 69

### **Ювілеї**

**Клепиков Владимир Борисович** (к 80-летию со дня рождения)..... 73

## **TABLE OF CONTENTS**

### **Electrical Engineering. Great Events. Famous Names**

**Baranov M.I.** An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 50: Rocket-space technology designer Wernher von Braun and his accomplishments in missile design..... 3

### **Electrical Machines and Apparatus**

**Bibik O.V., Mazurenko L.I., Shykhnenko M.O.** Formation of characteristics of operating modes of switched reluctance motors with periodic load..... 12

### **Electrotechnical Complexes and Systems. Power Electronics**

**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 ..... 17

**Lozynskiy O.Y., Lozynskiy A.O., Paranchuk Y.S., Paranchuk R.Y.** Synthesis and analysis of arc furnace electrical mode control system on the basis of three-dimensional phase currents vector distribution ..... 26

**Shavelkin O.O., Kaplun V.V., Shvedchykova I.O.** Error elimination for current control loop for multi-functional single-phase grid-connected inverter ..... 35

### **Theoretical Electrical Engineering and Electrophysics**

**Baranov M.I.** Peculiarities of the manifestation and influence on the electromagnetic processes of the transient skin effect in metal conductors with pulsed current..... 41

## High Electric and Magnetic Field Engineering. Cable Engineering

Antonets Y.A., Shchebeniuk L.A., Grechko O.M. Technological monitoring of electrical resistance of pressed cable conductors in production conditions.....	48
Bezprozvannykh G.V., Kyessayev A.G., Mirchuk I.A., Roginskiy A.V. Identification of technological defects in high-voltage solid insulation of electrical insulation structures on the characteristics of partial discharges.....	53
Boyko M.I., Syomkin S.O. Investigation of amplitude-temporal characteristics of a high-voltage resistive voltage divider.....	59

## Power Stations, Grids and Systems

Dehghani M., Montazeri Z., Malik O.P. Energy commitment: a planning of energy carrier based on energy consumption.....	69
--	----

## Anniversaries

Klepikov V.B. (on the 80th anniversary of his birth).....	73
---	----

## ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» – передплатне видання. Вартість передплати на 2019 рік – 644,94 грн., на два місяці – 107,49 грн., на чотири місяці – 214,98 грн., на шість місяців – 322,47 грн., на вісім місяців – 429,96 грн., на десять місяців – 537,45 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 2017: 100.00), Российский Индекс Научного Цитирования – РИНЦ (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.uran.ua/>). Статті, оформлені згідно з Вимогами, будуть публікуватися у першу чергу.

М.И. Баранов

**АНТОЛОГИЯ ВЫДАЮЩИХСЯ ДОСТИЖЕНИЙ В НАУКЕ И ТЕХНИКЕ. ЧАСТЬ 50:  
КОНСТРУКТОР РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЙ ТЕХНИКИ ВЕРНЕР ФОН БРАУН И  
ЕГО СВЕРШЕНИЯ В РАКЕТОСТРОЕНИИ**

*Приведен короткий научно-исторический нарис про видатного німецько-американського конструктора ракетно-космічної техніки Вернера фон Брауна, що став одним з основоположників світового ракетобудування. Описані основні науково-технічні досягнення Вернера фон Брауна в галузі сучасного ракетобудування, що перебрався за наполегливою ініціативою американських спецслужб після розгрому Німеччини в Другій світовій війні в США (1945 р.) для продовження роботи в області ракетної техніки, що носить військово-стратегічний характер. Показано, що Вернер фон Браун є засновником космічної програми США і керівником розробок американських космічних кораблів «Аполлон». Під його науково-технічним керівництвом в США були створені потужні ракетноносії серії «Редстоун» і «Сатурн», завдяки яким на навколосемну орбіту був запущений перший штучний супутник США «Експлорер-1» (1958 р.), а американський астронавт вперше в історії людства ступив на поверхню Місяця (1969 р.). Бібл. 18, табл. 1, рис. 10.*

*Ключові слова:* ракетно-космічна техніка, видатний німецько-американський конструктор ракетної техніки Вернер фон Браун, його основні досягнення у сучасному ракетобудуванні, науково-історичний нарис.

*Приведен краткий научно-исторический очерк о выдающемся немецко-американском конструкторе ракетно-космической техники Вернере фон Брауне, ставшем одним из основоположников мирового ракетостроения. Описаны основные научно-технические достижения Вернера фон Брауна в области современного ракетостроения, перебравшегося по настойчивой инициативе американских спецслужб после разгрома Германии во Второй мировой войне в США (1945 г.) для продолжения работы в области ракетной техники, носящей военно-стратегический характер. Показано, что Вернер фон Браун является основателем космической программы США и руководителем разработок американских космических кораблей «Аполлон». Под его научно-техническим руководством в США были созданы мощные ракетноносители серии «Редстоун» и «Сатурн», благодаря которым на околоземную орбиту был запущен первый искусственный спутник США «Эксплорер-1» (1958 г.), а американский астронавт впервые в истории человечества ступил на поверхность Луны (1969 г.). Библ. 18, табл. 1, рис. 10.*

*Ключевые слова:* ракетно-космическая техника, выдающийся немецко-американский конструктор ракетной техники Вернер фон Браун, его основные достижения в современном ракетостроении, научно-исторический очерк.

**Введение.** Мировая литература изобилует огромным числом человеческих историй, в фабуле которых находится людская страсть. Мы знаем, как это чувство может низко опустить человека в «глазах» и сознании других людей и как высоко поднять его над вечно бурлящим на нашей планете «океаном» событий и человеческих эмоций. Сродни людской страсти и талант человека – дар Божий! Талант, выпаливающий своим «пламенем» познания окружающего нас мира человеческую душу и толкающий избранного человека на самоотречение и реализацию любым путем своей задуманной цели. При этом направленность цели (два крайних ориентира для нее – на благое дело и на создание оружия массового уничтожения людей) и проблема нравственности для такого человека им же могут отодвигаться осознанно или не осознанно на второй план. Истинное призвание человека по большому счету оказывается выше и важнее тех сложившихся политических условий и систем, в которых такому человеку приходится трудиться и жить. Одним из таких талантливых людей, к которому можно отнести в полной мере все вышесказанное, оказался выдающийся немецко-американский конструктор ракетно-космической техники Вернер фон Браун (полностью его личные данные на немецком языке – Wernher Magnus Maximilian Freiherr von Braun) [1]. Краткому описанию жизненного и творческого пути этого всемирно признанного ученого-доктора физики и инженера-конструктора в области ракетостроения (рис. 1) и посвящен этот научно-исторический очерк.

Целью статьи является подготовка краткого научно-исторического очерка об одном из основоположников мирового ракетостроения, выдающемся немецко-американском конструкторе современной ракетно-космической техники Вернере фон Брауне.



Рис. 1. Выдающийся конструктор ракетно-космической техники Вернер фон Браун (23.03.1912 г.-16.06.1977 г.) [1]

**1. Начало жизненного и творческого пути Вернера Фон Брауна.** Родился он 23 марта 1912 г. в г. Вирциц (провинция Позен, Германская империя; ныне это г. Выжиск, Польша) [1]. Его родители принадлежали к древним аристократическим родам. Поэтому их сын Вернер унаследовал титул «Фрайхерр», соответствующий баронскому званию.

© М.И. Баранов

Его отец, Магнус фон Браун (1878 г. – 1972 г.), занимал высокий пост министра продовольствия и сельского хозяйства в немецком правительстве Веймарской республики [1].

Его мать, Эмми фон Квисторп (1886 г. – 1959 г.), имевшая по линии предков королевские «корни», которые восходили к самому Рюрику [2], привила юному Вернеру любовь к музыке и искусству. В период обучения (1925-1930 гг.) в школе-интернате со строгими прусскими порядками, расположенной неподалеку от г. Веймара, он увлекся книгой Германа Оберта «Ракета в межпланетное пространство» [2]. Это заставило его активно заниматься физикой и математикой, которые были необходимы ему для самостоятельного конструирования кустарных на тот момент ракет. В 1930 г. Вернер фон Браун поступил в Берлинскую высшую техническую школу (ныне это известный в мире Берлинский технический университет), где присоединился к научной группе «Общество космических путешествий» и вместе с Г. Обертом (1894-1989 гг.) участвовал в испытаниях первых жидкостных ракетных двигателей (ЖРД) [1]. В это время он твердо решил посвятить свою жизнь проникновению во внеземное пространство [1,2]. Считается, что именно Г. Оберт оказал большое влияние на формирование Вернера фон Брауна как будущего ракетостроителя. Позже об этом немецком пионере ракетостроения сам Вернер фон Браун писал [1]: «...Лично я вижу в нём не только путеводную звезду моей жизни, но также и обязан ему своими первыми контактами с теоретическими и практическими вопросами ракетостроения и космических полётов». В 1932 г. он был принят в военную ракетную научную группу Вальтера Дорнбергера (тогда еще капитана артиллерии, ставшего в 1941 г. генерал-майором), занимающаяся разработкой и созданием для рейхсвера (военного ведомства Германии) как твердотопливных ракет, так и ракет с ЖРД. В апреле 1934 г. Вернер фон Браун успешно защитил в Берлинском университете им. Фридриха Вильгельма докторскую диссертацию на тему [1]: «Конструктивные, теоретические и экспериментальные подходы к проблеме создания ракеты на жидком топливе» (в свое время эта диссертация была засекречена и ее материалы не публиковались до 1960 г. [2]). За этот научный труд (куратором – научным руководителем этой диссертации был немецкий физик Эрих Шуман [1]) ему была присвоена ученая степень доктора физики (по ракетостроению).

**2. Основные достижения Вернера фон Брауна в области ракетостроения (немецкий период 1934-1945 гг.).** В 1933 г. нацистский режим Германии запретил проводить в стране гражданские опыты по ракетостроению и все соответствующие любительские научные общества были ликвидированы. Ракеты разрешалось строить только военным. Для этих целей на севере Германии (на острове Узедом в Балтийском море с деревней Пенемюнде) к 1937 г. был построен большой немецкий ракетный центр-полигон, военным руководителем которого стал В. Дорнбергер, а техническим директором – Вернер фон Браун [1,2]. В этих условиях Вернеру фон Брауну пришлось вступить в национал-социалистическую партию Германии (май

1937 г.). Кроме того, считается, что с мая 1940 г. и по май 1945 г. он был офицером СС (начал службу с чина унтерштурмфюрера – лейтенанта и дослужился до чина штурмбаннфюрера – подполковника) [1, 2]. Указанный период работы и военной службы Вернера фон Брауна в Германии является «черным пятном» в его биографии (эта информация впоследствии долго скрывалась спецслужбами от американской общественности). Несмотря на этот эсэсовский шлейф в жизни главной персоны очерка, Вернеру фон Брауну и его команде к осени 1944 г. удалось создать боевую ракету с ЖРД типа А-4 («Фау-2»), способную с дальнего расстояния поражать города Великобритании и других стран Европы. Первая боевая ракета «Фау-2» (рис. 2) была выпущена по г. Лондону 7 сентября 1944 г. (спустя 21 месяц после официального принятия «наверху» этого немецкого проекта «Оружие возмездия») [1, 2]. Заметим, что первые запуски опытных образцов ракеты «Фау-2» с полигона «Пенемюнде» начались с октября 1942 г. [3]. Стоимость одной такой ракеты, несмотря на применение при ее изготовлении бесплатного труда заключенных, составляла до 300 тыс. рейхсмарок [3]. В табл. 1 приведены основные тактико-технические характеристики ракеты «Фау-2» [3, 4].

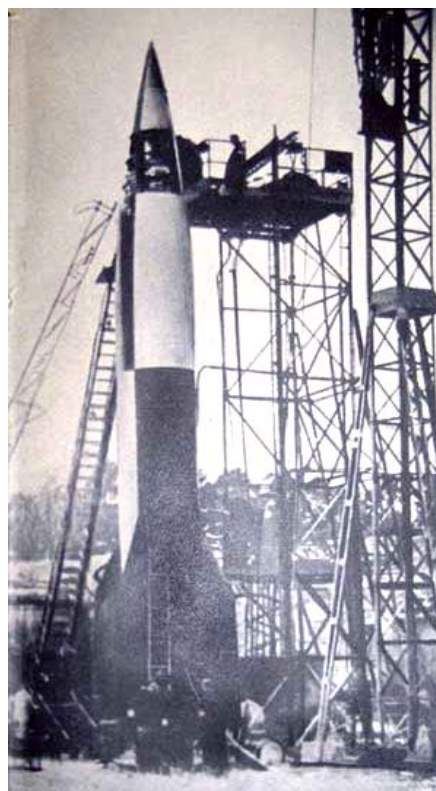


Рис. 2. Общий вид баллистической одноступенчатой боевой ракеты «Фау-2» с ЖРД во время подготовки ее на стартовом столе к запуску (фото 1944 г.; полигон «Пенемюнде») [3]

Из данных табл. 1 видно, что ракета «Фау-2» при полете в околоземном пространстве могла двигаться со скоростью около 5400 км/ч, что значительно превышало скорость звука в воздухе, составляющую при нормальных атмосферных условиях около 1194 км/ч (331,8 м/с) [5]. Ракеты «Фау-2» изготавливались иностранными рабочими, военнопленными и заключен-

ными концлагерей на огромном подземном заводе «Миттельверк» («Mittelwerk») близи г. Нордхаузен в немецкой Тюрингии [3]. Проектная мощность этого завода составляла до 30 ракет в сутки. В 1944 г. мощность этого военного завода была доведена до выпуска 600 ракет в месяц [3]. Немецкими специалистами, занимающимися ракетой «Фау-2», была решена важная и принципиальная задача: обеспечения ее старта из вертикального положения на стартовом столе [3, 4].

Таблица 1  
Основные тактико-технические характеристики боевой немецкой баллистической одноступенчатой с ЖРД ракеты «Фау-2» [3, 4].

№ п/п	Характеристика	Показатель
1	Общая длина, м	13,9
2	Диаметр, м	1,6
3	Масса боевой части, кг	1000
4	Максимальная тяга ЖРД:	
	- у поверхности земли, т	26
	- на высоте полета, т	30
5	Стартовый вес, т	13
6	Максимальная дальность полета в околоземном пространстве, км	300
7	Вид жидкого топлива для ЖРД	80 % этиловый спирт
8	Масса жидкого топлива, кг	3600
9	Масса окислителя (жидкий кислород) для ЖРД, кг	5000
10	Максимальная скорость полета в околоземном пространстве, м/с	1500
11	Время работы ЖРД, с	65
12	Максимальная высота полета над землей, км	95
13	Скорость при встрече с поражаемой целью, м/с	800

Почему данная боевая баллистическая одноступенчатая ракета получила название «V-2» или «Фау-2»? Принято считать, что это название происходит от первой буквы немецкого слова «Vergeltungswaffee», означающего «Оружие возмездия» [2]. Кстати, немецкие конкуренты Вернера фон Брауна, занимавшегося в Германии разработкой и созданием лишь баллистических ракет, из военно-воздушных сил наладили промышленный выпуск боевых самолетов-снарядов (крылатых ракет), названных ими чуть раньше «Фау-1» [2, 6]. Заметим, что 13 июня 1944 г. г. Лондон подвергся первой бомбардировке крылатыми ракетами «Фау-1». Однако, эффект от боевого применения немецких ракет «Фау-1» при поражении наземных английских целей оказался крайне слабым [2, 3]: летали такие ракеты с дозвуковыми скоростями и их можно было сравнительно легко сбивать силами противовоздушной обороны; точность попадания их в цели была низкой; автономный механизм управления их полетом был слабо защищен от действия внешних электромагнитных помех (в этой связи из-за направленного воздействия на них английских радаров они сбивались с полетного курса и часто падали в море). Этих недостатков были лишены баллистические ракеты

«Фау-2» (научный руководитель проекта по ее разработке – Вернер фон Браун; военно-административный руководитель данного проекта – генерал-лейтенант вермахта В. Дорнбергер), имевшие «механический» компьютер, турбонасосный агрегат, гироскопы, электромеханические органы управления полетом ракеты, охлаждаемую камеру сгорания жидкого топлива в ЖРД и многие другие устройства, характерные для современной мощной ракеты с ЖРД [7]. Баллистические ракеты «Фау-2», изготовленные в суммарном количестве до 4300 шт. (за период сентябрь 1944 г. – март 1945 г.), нанесли английскому г. Лондону (с оккупированной территории севера Франции до него указанная немецкая ракета долетала всего за примерно 6 мин.) и нидерландскому г. Антверпену огромный материальный ущерб и невосполнимый людской урон (их жертвами стали 13029 человек) [2, 3]. Заметим, что из-за сравнительно быстрого, благодаря прежде всего наступательным действиям СССР и его основных союзников (США и Великобритании), приближения окончания в Европе Второй мировой войны и последовавшего в мае 1945 г. краха нацистской Германии нереализованным оказался немецкий проект стратегического назначения (руководитель работ – В. фон Браун), связанный с разработкой и созданием межконтинентальной баллистической двухступенчатой ракеты А-9/10 с дальностью полета в 5000 км [2, 4].

По авторитетному мнению выдающегося советского специалиста в области ракетного двигателестроения (генерального конструктора широко известного во всем мире ЖРД типа РД-253 [6]), дважды Героя Труда, академика АН СССР В.П. Глушко [2]: «...Создание ракеты «Фау-2» явилось большим техническим достижением в области ракетостроения».

Согласно архивным данным запущенный с немецкого ракетного полигона «Пенемюнде» 3 октября 1942 г. опытный образец ракеты «Фау-2» впервые в истории ракетостроения (да и самолетостроения) превысил скорость звука в воздухе [7]. Известно, что космос начинается с высоты 70 км над поверхностью Земли [6, 7]. В этой связи можно утверждать, что ракета «Фау-2» является первым аппаратом земного происхождения, попавшим в космическое пространство. Основанием тому является то, что запущенный с приборами 17 февраля 1943 г. опытный образец ракеты «Фау-2» достиг высоты над землей в 190 км [7]. Кстати, на такую же высоту тот же Вернер фон Браун запустил позже в США с помощью своей новой баллистической ракеты «Редстоун» и первых двух американских астронавтов – А. Шепарда (5 мая 1961 г. на 185 км) и В. Гриссома (21 июля 1961 г. на 190 км) [7].

Необходимо указать и то, что военная ракетная техника в бывшем СССР и США начиналась именно с баллистических ракет «Фау-2», оперативно добытая разведслужбами этих стран техническая документация на которые, да и сами опытные образцы которых, тщательно изучались и использовались в соответствующих конструкторских бюро [4, 7]. Отметим, что первая советская баллистическая ракета Р-1 являлась точной копией немецкой ракеты «Фау-2», только изготовленной на наших предприятиях по отечественным чертежам и из отечественных материалов [4, 7].

Был ли в 1944 г. (году создания боевого образца ракеты «Фау-2») сравнительно молодой 32-х летний и, несомненно, талантливый Вернер фон Браун «отцом» баллистической ракеты «Фау-2»? Согласно мемуарам военно-административного руководителя работ по созданию этой немецкой ракеты В. Дорнбергера [8]: «...Разработкой «Фау-2» напрямую занималось конструкторское бюро под руководством Вальтера Риделя. Успехи в конструировании двигателя для данной ракеты были главным образом образцом трудам Вальтера Тилля. Хотя фон Браун и Ридель тоже внесли много идей в конструкцию двигателя. Ридель с его спокойным характером, глубоким мышлением и обширными знаниями был хорошим противовесом чрезмерно темпераментному фон Брауну. Главной заботой фон Брауна было устранение возникающих в работе трудностей. Талант руководителя фон Брауна был не без изъянов. Его бесспорные лидерские качества были не всегда совершены. Однако, личный вклад Вернера фон Брауна во все сферы разработки ракеты «Фау-2» носил решающий, руководящий, направляющий характер и был поистине неоценим». Резюмируя научно-техническую историю создания ракеты «Фау-2», бывший немецкий генерал-лейтенант вермахта Вальтер Дорнбергер (руководитель германского ракетного полигона «Пенемюнде») в своих мемуарах приходит к глубоко обдуманному заключению о том, что ее создание не может быть связано с именем какого-то одного человека [8]: «...Дни одиноких творческих гениев прошли. Такие достижения могут быть только плодом работы команды неизвестных исследователей и специалистов, которые умеют без сетований самозабвенно работать бок о бок».

2 мая 1945 г. в районе Баварских Альп (юг Германии) Вернер фон Браун вместе с документацией по ракете «Фау-2» и большей частью специалистов (вначале численностью из 115, а позже из 650 человек) из немецкой ракетной группы сдался войскам наступающей американской армии (конкретно военным из 44-й пехотной дивизии США), разведслужбы которой уже имели указания по целенаправленной «охоте» за ними [3, 7]. В ходе тайно спланированной в США операции спецслужб под кодовым названием «Скрепка» («Paperclip») все они были вывезены из побежденной Германии в Америку и были размещены вначале в Форте Блисс (Fort Bliss, штат Техас), ставшим крупной базой армии США [3]. Госдепартамент США через «Объединённое агентство по целям разведки» («Joint Intelligence Objectives Agency») разработал для всех 765 немецких специалистов по ракетной технике фиктивные биографии и удалил из них сведения об их связи с нацистским режимом Германии [1, 2]. Таким путем американское правительство предоставило немецким ракетчикам, ставшими «государственными научными деятелями», необходимые гарантии безопасности для их работы в США. К этому следует добавить еще и то, что в 1945 г. в США были доставлены морем 350 железнодорожных вагонов с ценным техоборудованием и узлами для ракет «Фау-2» [9].

**3. Основные достижения Вернера фон Брауна в области ракетостроения (американский период 1945-1975 гг.).** Согласно имеющимся историческим

материалам типичным для Вернера фон Брауна являлось то, что если он ставил перед собой какую-то цель, то всегда ее достигал [9]. Во многом благодаря воле и целеустремленности, а не только своему таланту, он как прирожденный научный лидер и инженер-конструктор и достиг недостижимых для многих сверхвысоких научно-технических «вершин» в области ракетостроения. Как-то на склоне своих долгих лет выдающийся советский авиаконструктор, генерал-полковник-инженер, трижды Герой Труда, академик АН СССР С.В. Ильющин [10], лично и хорошо знавший многих выдающихся конструкторов СССР в области авиации и ракетной техники, в беседе со слушателями-дипломниками военно-воздушной академии им. Н.Е. Жуковского об основных личных качествах Главного конструктора сказал, что для такого человека [7]: «...Главным качеством является огромное, всепоглощающее желание стать Главным и на пути к своей цели не останавливаться ни перед чем». Думаю, что применительно к выдающемуся конструктору ракетно-космической техники Вернеру фон Брауну наш патриарх самолетостроения, как говорят у нас, попал в «яблочко». Именно данное личное качество и было главным и характерным для рассматриваемого нами лидера в области мирового ракетостроения.

С сентября 1945 г. Вернер фон Браун возглавил Службу проектирования и разработки вооружения армии США в указанном Форте Блисс, расположенном вблизи американского «Ракетного полигона Уайт Сэндз» («White Sands Proving Ground», штат Нью-Мексико) [1]. Именно с этого военного испытательного полигона Вернер фон Браун и запускал свои баллистические ракеты. Видимо, эти места и следует считать «колыбелью» американского ракетостроения. С 1950 г. вместе со своими немецкими коллегами-ракетчиками (рис. 3) он стал работать в Редстоунском (Redstone) арсенале (г. Хантсвилл, штат Алабама) [3].



Рис. 3. Двенадцать главных немецких ракетчиков, сменивших ракетный Центр «Пенемюнде» (Германия) на Редстоунский арсенал США (редкое фото NASA; слева-направо:

Эрнст Штулингер (Ernst Stuhlinger); Хельмут Хользер (Helmut Hoelzer); Карл Хэймбург (Karl L. Heimburg); Эрнст Гесслер (Ernst Geissler); Эрих Нойберт (Erich W. Neubert); Вальтер Хоссермарн (Walter Haeussermann); Вернер фон Браун (Wernher von Braun); Уильям Мразек (William A. Mrazek); Ханс Хойтер (Hans Hueter); Эберхарт Реес (Eberhard Rees); Курт Дебус (Kurt Debus); Ханс Маус (Hans H. Maus); 1959 г.; Редстоунский арсенал; США) [3]

Отдавая должное показанным на рис. 3 ракетчикам, укажем и их должности в Редстоунском арсенале



США [3]: Э. Штулингер – директор управления научно-исследовательских работ; Х. Хользер – директор вычислительного центра; К. Хэймбург – директор испытательной лаборатории; Э. Гесслер – директор аэробаллистической лаборатории; Э. Нойберт – директор лаборатории надежности и системного анализа; В. Хоссермарн – директор лаборатории наведения и управления; Вернер фон Браун – главный конструктор и директор отделения разработок; В. Мразек – директор лаборатории конструкции и механики; Х. Хойтер – директор лаборатории наземных систем; Э. Реес – заместитель директора отделения разработок; К. Дебус – директор лаборатории пуска ракет; Х. Маус – директор лаборатории производства и сборки ракет. Уже только по одним названиям возглавляемых этими ракетчиками служб можно косвенно судить о сложности научно-технических задач, стоявших перед данными разработчиками военных баллистических ракет США, ставшими вскоре и первыми немецко-американскими покорителями околоземного пространства. В 1951 г. немецкими ракетчиками, приведенными на рис. 3, была создана первая американская баллистическая ракета «Викинг», развивавшая скорость до 1,8 км/с (6480 км/ч) [6]. Безусловно, что эта скорость была значительно меньше первой космической скорости, составляющей около 7,9 км/с (28440 км/ч) [5]. В 1952 г. под руководством Вернера фон Брауна в США была создана боевая баллистическая ракета «Редстоун» («Redstone» – «Красный камень»; военный индекс PGM-11) средней дальности (рис. 4) [11], стоявшая на вооружении армии США в период 1958-1964 гг. и использованная при запуске 31 января 1958 г. первого американского искусственного спутника Земли (ИСЗ) «Эксплорер-1» («Explorer-1»; масса – 14 кг) [6, 12, 13]. Запуск США этого ИСЭ был американским ответом СССР, запустившему 4 октября 1957 г. с помощью межконтинентальной баллистической ракеты Р-7 первый в мире ИСЗ массой 83,6 кг [6, 7].



Рис. 4. Момент старта баллистической ракеты средней дальности «Редстоун» (длина – 21,1 м; диаметр – 1,78 м) с отделяющейся головной частью, созданной в США под научно-техническим руководством Вернера фон Брауна [11]

Укажем, что боевые баллистические ракеты «Редстоун» (PGM-11) с термоядерной боеголовкой на

борту W-39 мощностью в тротиловом эквиваленте 4 Мт разворачивались в Западной Германии [11]. Радиус действия этих ракет средней дальности составлял до 350 км, а их точность поражения цели – до 300 м (на то время такая точность была впечатляющей) [11].

Запуск первого американского ИСЗ «Эксплорер-1» сигарообразной формы (рис. 5), имевшего на борту научные приборы массой 8,3 кг, положил начало космических полетов в США, а также научных исследований учеными космоса (например, изучению атмосферы, ионосферы и магнитосферы Земли, энергетических частиц, метеоритов и проведению мониторинга солнечной радиации) [13]. Кстати, с помощью ИСЗ «Эксплорер-1», облетавшего Землю за 114 мин. по эллиптической орбите на высотах 362-2565 км, был впервые открыт радиационный пояс Ван Аллена [14].



Рис. 5. Внешний вид первого американского ИСЗ «Эксплорер-1» (1958 г.; полная масса – 14 кг; США) [14]

Заметим, что с 1955 г. Вернер фон Браун – гражданин США, упоминание в печати фамилии которого спецслужбами было запрещено [3]. В 1960 г. ракетчики, возглавляемые доктором Вернером фон Брауном, были переданы в распоряжение Национального агентства по аэронавтике и исследованию космического пространства (NASA) США [15]. Так ракетный гений (немецкий барон по происхождению), официально ставший теперь американским конструктором ракетно-космической техники, стал с полной научной и инженерной отдачей служить NASA – престижному госучреждению США. В этот период при NASA был создан «Космический Центр им. Джона Маршалла» («Marshall Space Flight Center», г. Хантсвилл, штат Алабама), первым директором которого и был назначен Вернер фон Браун [15]. Теперь под его началом трудилось около 2 тыс. человек, а руководителями всех 30 отделов этого Космического Центра США были его коллеги-немцы, получившие, как и он в 1955 г., американское гражданство. На это время пришелся очередной советский вызов США в космической гонке – в СССР 12 апреля 1961 г. на околоземную орбиту с использованием трехступенчатой баллистической ракеты Р-7 и космического корабля «Восток-1» (их главный конструктор – выдающийся советский конструктор ракетно-космической техники, дважды Герой Труда, академик АН СССР С.П. Королев) в космос был запущен первый в истории человечества советский космонавт (по-американски астронавт) Ю.А. Гагарин [6, 7]. После того, как в США (да и во всем мире) прошел шок от такого хода международных событий в области освоения космического пространства, Вернер фон Браун предложил руководству США осуществить с помощью имевшейся в наличии раке-

ты-носителя «Редстоун» несколько суборбитальных космических полетов для американских астронавтов. Данные полеты под руководством Вернера фон Брауна были выполнены 5 мая 1961 г. (А. Шепард побывал в космосе на высоте 185 км) и 21 июля 1961 г. (В. Гриссом побывал в космосе на высоте 190 км) [7]. Но этого для амбициозной Америки было крайне мало. В завоевании человечеством космоса такой самой богатой стране на нашей планете как США необходимо было удивить мир каким-то ну просто грандиозным событием. И такое запланированное событие было найдено, обговорено специалистами и озвучено в программной речи Президента США Джона Кеннеди [1]: «...Для престижа нации необходимо обеспечить высадку американского астронавта на Луну до 1970 г.». Для практической реализации этой великой цели была подготовлена Лунная программа США, руководителем которой был назначен Вернер фон Браун [1].

На осуществление американской Лунной программы правительством США в 1960-е годы были выделены огромные финансовые средства – примерно 20 млрд. \$USA (для сравнения укажем, что на создание в США первых плутониевых и урановых атомных бомб по секретному проекту «Манхэттен» («Manhattan Project») было выделено около 2 млрд. \$USA бюджетных ассигнований [16, 17]) [15]. Для выполнения США данной национальной космической программы была необходима новая мощная ракета-носитель, получившая название «Сатурн-5» («Saturn-V»). Главным конструктором этой ракеты-носителя, предназначенной для осуществления пилотируемых полетов на Луну с помощью космических кораблей «Аполлон», был назначен Вернер фон Браун. Президент США Джон Ф. Кеннеди (рис. 6) уделял пристальное внимание опытно-конструкторским работам, проводимым NASA в рамках указанной Лунной программы [8, 18].



Рис. 6. Президент США Джон Ф. Кеннеди (в центре), главный конструктор американской ракеты-носителя «Сатурн-5» Вернер фон Браун (слева) и вице-президент США Линдон Джонсон (справа) в монтажно-испытательном корпусе с опытным образцом данной ракеты-носителя (1962 г.; космодром на мысе Канаверал, штат Флорида, США) [8]

Все в нашем мире познается в сравнении. Так, немецкая ракета «Фау-2» с ЖРД высотой в 6-ти этажный дом (главный конструктор – Вернер фон Браун; год создания – 1944 г.) была способна «забросить» со скоростью около 5,4 тыс. км/ч (1,5 км/с) в земной атмосфере 1 т полезного груза на расстояние примерно

в 300 км (см. табл. 1). Созданная в США ракета-носитель «Сатурн-5» с ЖРД высотой в 33-х этажный дом (главный конструктор – Вернер фон Браун; год создания – 1969 г.) была способна обеспечить доставку 50 т полезного груза со скоростью около 40,4 тыс. км/ч (11,2 км/с, соответствующей второй космической скорости [5]) в космосе на расстояние примерно в 384 тыс. км, равное среднему удалению Луны от планеты Земля [8]. Явно видно, что за 25 лет (за период 1944-1969 гг.) активного научно-технического труда в области ракетной техники Вернеру фон Брауну удалось достичь невероятных результатов: обеспечить прирост скорости перемещения многотонной ракеты более чем в 7 раз (с 1,5 до 11,2 км/с); увеличить массу полезного груза, доставляемого ракетой, в 50 раз (с 1 до 50 т); увеличить дальность доставки ракетой полезного груза в 1280 раз (с 0,3 до 384 тыс. км). Просто гигантская эволюция интегральных показателей в области современной ракетно-космической техники!

Теперь становится ясным ответ на вопрос о том, почему США опередили СССР в высадке на поверхность Луны представителя (жителя) нашей планеты. Опередили за счет превосходства в оперативном создании американскими специалистами мощной ракеты-носителя. Организаторский и научно-технический талант конструктора Вернера фон Брауна в этом опережении является первостепенным. В итоге 20 июля 1969 г. американский космический корабль «Аполлон-11» с тремя астронавтами на борту (Нилом Армстронгом, Майклом Коллинзом и Баззом Олдрином), движимый в космическом пространстве энергией ракеты-носителя «Сатурн-5», осуществил с помощью спускаемого лунного модуля «Орел» с двумя астронавтами на борту (Н. Армстронгом и Б. Олдрином) посадку на поверхность Луны [6, 15]. На рис. 7 запечатлен момент хождения Н. Армстронга по Луне [9].

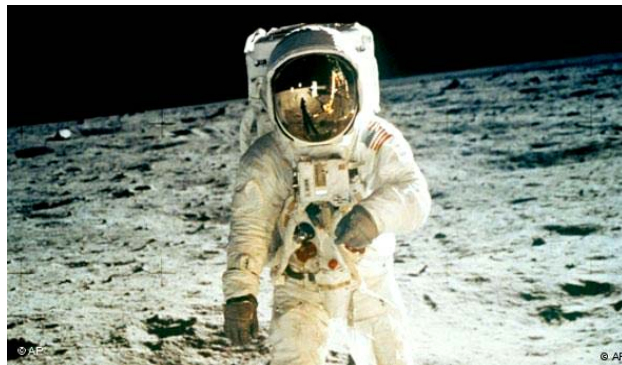


Рис. 7. Исторический момент нахождения впервые в истории человечества американского астронавта Нила Армстронга на поверхности Луны (фото 20 июля 1969 г., Луна) [9]

Будет интересным для читателя привести примечательные, одухотворенные и истинно патетические слова американского астронавта Нила Армстронга (05.08.1930 г. – 25.08.2012 г.), первого из землян вступившего на лунный грунт, после его прогулки в течение 2 часов 41 мин. в космическом скафандре по поверхности Луны [6]: «...Это был маленький шаг человека. Но это был великий прыжок для человечества».

За этот полет американского космического корабля «Аполлон-11» Вернер фон Браун в 1969 г. был

награжден медалью NASA «За выдающуюся службу» [1]. С января 1970 г. он становится заместителем помощника администратора NASA по планированию. «Вершины» своей служебной карьеры Вернер фон Браун достиг в 1972 г. (рис. 8), когда стал заместителем директора NASA и одновременно начальником космодрома США на мысе Канаверал (штат Флорида) [2]. Однако, в том же 1972 г. ему в условиях экономического кризиса предложили отменить дорогостоящие полеты на Луну с целью ее изучения и заняться более экономически выгодными запусками разведывательных и научно-технических спутников Земли [2, 9].



Рис. 8. «Звездный час» великого конструктора ракетно-космической техники XX века Вернера фон Брауна в период руководства им космодромом на мысе Канаверал, на стартовом столе которого в момент фотосъемки готовилась к запуску его ракета-носитель «Сатурн-5» (1972 г.; США) [2]

«Отец» космической программы США, видимо, не согласился с такой коммерческой постановкой вопроса в области освоения космоса и вскоре был отправлен руководством NASA в отставку [2]. Без работы он не остался: представители американского бизнеса, хорошо знавшие его деловые качества, ему тут же предложили должность вице-президента компании «Fairchild Space Industries» (г. Джермантаун, штат Мэриленд), занимающейся производством аэрокосмической техники [15]. Далее наступила «черная» жизненная полоса: у него обнаружили тяжелое заболевание – рак поджелудочной железы. Практически весь 1973 г. ушел у Вернера фон Брауна на операцию и интенсивное лечение этой болезни. В 1974 г., несмотря на ослабленное здоровье, он продолжал заниматься работой над проектом нового спутника, а все свободное время отдавал полетам на собственном планере [2].

На рис. 9 космический мечтатель и истинный фанат исследований космоса Вернер фон Браун изображен на фоне впечатляющей конструкции сверхмощной американской ракеты-носителя «Сатурн-5», разработке и созданию которой он, как ее главный конструктор, отдал так много сил и своего здоровья.

**4. Награды и знаки отличия Вернера фон Брауна.** Их у него оказалось не так уж и много, включая награды и знаки ФРГ и США [1]:

- Большой офицерский крест ордена «За заслуги перед ФРГ» (1951 г.);

- Орден «За заслуги перед ФРГ» (1951 г.);
- Медаль NASA «За выдающуюся службу» (1969 г.);
- Медаль Эллиота Крессона (1962 г.);
- Золотая медаль Лэнгли (1967 г.);
- Медаль Вильгельма Экснера (1969 г.);
- Национальная научная медаль США (1975 г.);
- Кольцо Вернера фон Сименса (1975 г.).

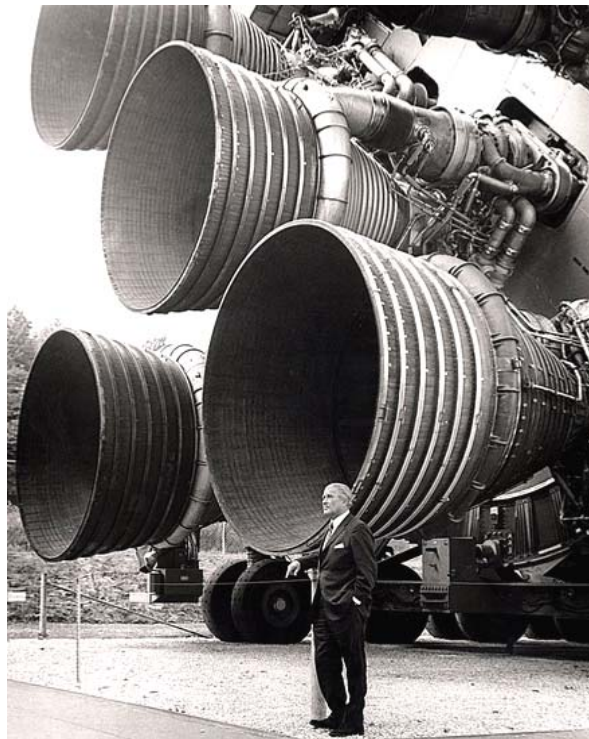


Рис. 9. Выдающийся конструктор ракетно-космической техники Вернер фон Браун рядом со своим основным космическим «детищем» в США – музейным экспонатом мощной ракеты-носителя «Сатурн-5» (на переднем плане видны сопла камер сгорания топлива ЖРД ее первой ступени) [1]

16 июня 1977 г. после долгой борьбы с тяжелой болезнью Вернера фон Брауна не стало. Похоронен он был с почестями на кладбище Айви Хилл (Ivy Hill, рис. 10) в г. Александрия, штат Вирджиния, США [1]. На сайте NASA этому великому конструктору ракетной техники дается такая характеристика [15]: «...*Без всякого сомнения, Вернер фон Браун был величайшим в истории ученым в области ракетной физики.*»



Рис. 10. Скромное надгробие на могиле выдающегося конструктора XX века в области ракетно-космической техники Вернера фон Брауна (1977 г.; кладбище Айви Хилл (Ivy Hill), г. Александрия, штат Вирджиния, США) [1]

В 1977 г. Президент США Джимми Картер на уход из жизни Вернера фон Брауна откликнулся следующим образом [8]: «...Для миллионов американцев имя Вернера фон Брауна было неразрывно связано с освоением американской нацией космоса, с творческим использованием технологий. Он был не только искусным инженером, но также человеком со смелым видением. Его вдохновляющий стиль руководства помог нам мобилизовать и сохранить усилия, благодаря которым мы достигли Луны и пошли дальше. Не только представители нашей нации, но и люди всей Земли, воспользовались плодами его работы. Его наследие продолжит приносить нам пользу».

Известный американский писатель-фантаст Артур Кларк о герое нашего очерка написал [8]: «...Есть лишь несколько человек за всю историю нашей цивилизации, которые оставили после себя такой набор достижений, как Вернер фон Браун, или которые смогли бы сами увидеть такое полное торжество своих идей и воплощения своей мечты. Его пример будет вдохновлять будущие поколения людей. То, что мне довелось называть его своим другом, я считаю одной из самых больших удач в своей жизни».

Нынешние поколения землян запомнят Вернера фон Брауна как великого человека, который помог людям проложить «дорогу» в космос и добраться им до часто наблюдаемого нами на ночном небосклоне спутника нашей планеты Земля – Луны. Запомнят как человека, сумевшего в своей жизни, несмотря ни на что, осуществить не только свою, но и мечту всего человечества – проникнуть в другие миры Вселенной. Он сумел донести яркое «пламя» от факела своего научно-технического знания до сознания всех землян.

**Выводы.** Талантливый ученый-доктор физики Вернер фон Браун как немецкий конструктор ракетной техники (главный конструктор баллистической одноступенчатой с ЖРД ракеты «Фау-2», созданной в Германии в 1944 г.) и как американский (с 1955 г.) конструктор ракетно-космической техники (главный конструктор сверхмощной трехступенчатой с ЖРД ракеты-носителя «Сатурн-5», созданной в США в 1969 г., и американских космических пилотируемых кораблей «Аполлон»), обеспечивший впервые в истории человечества высадку жителя планеты Земля – астронавта Нила Армстронга на поверхность Луны, стал одним из основоположников современного мирового ракетостроения. Выдающиеся результаты его плодотворной работы на американской земле стали во всем мире научно-техническим фундаментом для дальнейшего покорения и изучения ближнего и дальнего космоса нашей Вселенной другими учеными и конструкторами ракетно-космической техники.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. [https://en.wikipedia.org/wiki/Wernher\\_von\\_Braun](https://en.wikipedia.org/wiki/Wernher_von_Braun).
2. <http://historius.narod.ru/spravka/braun/index.htm>.
3. [http://osiktakan.ru/1-isz3\\_1.html](http://osiktakan.ru/1-isz3_1.html).
4. Черток Б.Е. Ракеты и люди. В 4-х томах. Том 1. М.: Машиностроение, 1999. – 416 с.
5. Кухлинг Х. Справочник по физике / Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина. – М.: Мир, 1982. – 520 с.

6. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике: Монография в 3-х томах. Том 2. – Х.: НТМТ, 2013. – 333 с.
7. [https://zn.ua/SOCIETY/samaya\\_bolshaya\\_tayna\\_sovetskoy\\_raketnoy\\_tehniki.html](https://zn.ua/SOCIETY/samaya_bolshaya_tayna_sovetskoy_raketnoy_tehniki.html).
8. <https://www.golos-ameriki.ru/a/von-braun-annivesary-2012-03-24-144087166/666031.html>.
9. [https://www.dw.com/ru/вернер\\_фон\\_браун\\_от\\_фау-2\\_до\\_полетов\\_на\\_луну/a-4752846](https://www.dw.com/ru/вернер_фон_браун_от_фау-2_до_полетов_на_луну/a-4752846).
10. <http://www.ilyushin.org/about/history/biography>.
11. [https://ru.wikipedia.org/wiki/PGM-11\\_Redstone](https://ru.wikipedia.org/wiki/PGM-11_Redstone).
12. <https://history.wikireading.ru/80560>.
13. [https://www.gazeta.ru/science/2018/01/31\\_a\\_11631439.shtml](https://www.gazeta.ru/science/2018/01/31_a_11631439.shtml).
14. <https://ecoruspace.me/Эксплопер-1.html>.
15. <https://topwar.ru/11774-verner-fon-braun-raketnyy-baron-na-sluzhbe-nasa.html>.
16. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 7: Создание ядерного и термоядерного оружия // Электротехника и электромеханика. – 2012. – №2. – С. 3-15. doi: 10.20998/2074-272X.2012.2.01.
17. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 40: Научное открытие метода взрывной импlosion для получения сверхкритической массы ядерного заряда и украинский «след» в американском атомном проекте «Манхэттен» // Электротехника і електромеханіка. – 2017. – №5. – С. 3-13. doi: 10.20998/2074-272X.2017.5.01.
18. Пишкевич Д. Вернер фон Браун. Человек, который продал Луну. – М.: Попурри, 2011. – 360 с.

#### REFERENCES

1. Available at: [https://en.wikipedia.org/wiki/Wernher\\_von\\_Braun](https://en.wikipedia.org/wiki/Wernher_von_Braun) (accessed 16 May 2018).
2. Available at: <http://historius.narod.ru/spravka/braun/index.htm> (accessed 22 February 2018). (Rus).
3. Available at: [http://osiktakan.ru/1-isz3\\_1.html](http://osiktakan.ru/1-isz3_1.html) (accessed 10 March 2018). (Rus).
4. Chertok B.E. *Rakety i liudi. V 4-kh tomakh. Tom 1* [Rockets and people. In 4-th volumes. Vol. 1]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1999. 416 p. (Rus).
5. Kuhling H. *Spravochnik po fizike. Per. s nem.* [Dictionary on Physics. Translated from German]. Moscow, Mir Publ., 1982. 520 p. (Rus).
6. Baranov M.I. *Antologiya vydaiushchikhsia dostizhenii v nauke i tekhnike: Monografiia v 2-kh tomakh. Tom 2.* [An anthology of outstanding achievements in science and technology: Monographs in 2 vols. Vol.2]. Kharkov, NTMT Publ., 2013. 333 p. (Rus).
7. Available at: [https://zn.ua/SOCIETY/samaya\\_bolshaya\\_tayna\\_sovetskoy\\_raketnoy\\_tehniki.html](https://zn.ua/SOCIETY/samaya_bolshaya_tayna_sovetskoy_raketnoy_tehniki.html) (accessed 21 April 2018). (Rus).
8. Available at: <https://www.golos-ameriki.ru/a/von-braun-annivesary-2012-03-24-144087166/666031.html> (accessed 06 March 2018). (Rus).
9. Available at: [https://www.dw.com/ru/вернер\\_фон\\_браун\\_от\\_фау-2\\_до\\_полетов\\_на\\_луну/a-4752846](https://www.dw.com/ru/вернер_фон_браун_от_фау-2_до_полетов_на_луну/a-4752846) (accessed 11 May 2018). (Rus).
10. Available at: <http://www.ilyushin.org/about/history/biography> (accessed 28 January 2018). (Rus).
11. Available at: [https://en.wikipedia.org/wiki/PGM-11\\_Redstone](https://en.wikipedia.org/wiki/PGM-11_Redstone) (accessed 15 February 2018).
12. Available at: <https://history.wikireading.ru/80560> (accessed 14 March 2018). (Rus).
13. Available at: [https://www.gazeta.ru/science/2018/01/31\\_a\\_11631439.shtml](https://www.gazeta.ru/science/2018/01/31_a_11631439.shtml) (accessed 02 May 2019). (Rus).

14. Available at: <https://ecoruspace.me/Эксплоер-1.html> (accessed 28 September 2018). (Rus).

15. Available at: <https://topwar.ru/11774-verner-fon-braun-raketnyy-baron-na-sluzhbe-nasa.html> (accessed 11 August 2018). (Rus).

16. Baranov M.I. An anthology of outstanding achievements in science and technology. Part 7: Nuclear and thermonuclear weapon creation. *Electrical engineering & electromechanics*, 2012, no.2, pp. 3-15. (Rus). doi: **10.20998/2074-272X.2012.2.01**.

17. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 40: The scientific opening of the method of explosive implosion for the obtaining above critical mass of nuclear charge and Ukrainian «track» in the «Manhattan» American atomic project. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no.5, pp. 3-13. doi: **10.20998/2074-272X.2017.5.01**.

18. Pishkevich D. *Verner fon Braun. Chelovek, kotoryi prodal Lunu* [Verner von Braun. Man which sold the Moon]. Moscow, Popurri Publ., 2011. 360 p. (Rus).

Поступила (received) 08.04.2019

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., г.л.н.с.,  
НИПКИ «Молния»  
Национальный технический университет  
«Харьковский политехнический институт»,  
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47,  
тел/phone +38 057 7076841,  
e-mail: baranovmi@kpi.kharkov.ua

M.I. Baranov

Scientific-&-Research Planning-&-Design Institute «Molniya»,  
National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,  
47, Shevchenko Str., Kharkiv, 61013, Ukraine.

**An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 50: Rocket-space technology designer Wernher von Braun and his accomplishments in missile design.**

**Purpose.** Preparation of short scientifically-historical essay about one of founders of world rocket production, distinguished German-American designer of modern space-rocket technique Wernher von Braun. **Methodology.** Known scientific methods of collection, analysis and analytical treatment of scientific and

technical information, touching becoming and development in the world of space-rocket technique and resulted in scientific monographs, journals and internet-reports. **Results.** A short scientifically-historical essay is presented about the distinguished German-American designer of space-rocket technique Wernher von Braun, becoming one of founders of world rocket production. Basic scientific and technical achievements of talented and purposeful scientist Doctor of Physics Wernher von Braun in area of modern rocket production, getting over on persistent initiative of the American special services after the defeat of Germany in World War II in the USA (1945) for continuation of the work in area of missile technology (he was the main designer of the German battle ballistic rocket V-2 of mid-range with a liquid rocket engine (LRE), created in 1944), carrying military-strategic character by that time. It is shown that Wernher von Braun is the founder of the space program of the USA and leader of developments of the American pilot-controlled spaceships of series «Apollo» within the framework of the Lunar program of the USA. It is marked that under scientific and technical guidance of Wernher von Braun in the USA powerful launch vehicles were created with LRE of battle series «Redstone» of midrange (1958, military index of PGM-11) and space series «Saturn» (1969), due to which on a circumterrestrial orbit the first artificial satellite of the USA «Explorer-1» launched (31 January, 1958), and the American astronaut Neil Armstrong first in history of humanity stepped on the surface of the Moon (20 July, 1969). **Originality.** Certain systematization is executed known from mass media of scientific and technical materials, touching becoming and development in 20-th century of world rocket production, at the sources of which the talented scientist Doctor of Physics and distinguished German-American designer of space-rocket technique Wernher von Braun. **Practical value.** Scientific popularization and deepening for the students of higher school, engineer and technical and scientific workers of physical and technical knowledge in area of world history of becoming and development of modern rocket production, extending their scientific and technical range of interests and further development of scientific and technical progress in society. References 18, tables 1, figures 10.

**Key words:** space-rocket technique, distinguished German-American designer of missile technology Wernher von Braun, his basic achievements in a modern rocket production, scientifically-historical essay.

О.В. Бібік, Л.І. Мазуренко, М.О. Шихненко

## ФОРМУВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИК РОБОЧИХ РЕЖИМІВ ВЕНТИЛЬНО-ІНДУКТОРНИХ ДВИГУНІВ З ПЕРІОДИЧНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

*Мета.* Метою статті є формування залежностей ККД від корисної потужності за зміни напруги живлення і кутів комутації, пульсацій частоти обертання ротора від моменту інерції приводу та механічних характеристик вентиляльно-індукторних двигунів з періодичним навантаженням, розроблення рекомендацій щодо забезпечення їх ефективних і надійних робочих режимів у складі одноциліндрових поршневих компресорів. *Методика.* Для проведення досліджень використано імітаційне математичне моделювання, для розрахунку нелінійної залежності індуктивності від струму і кута повороту ротора – метод скінчених елементів. *Результати.* Запропоновано заходи по підвищенню ефективності і надійності приводів одноциліндрових поршневих компресорів та основи ВІД. *Наукова новизна.* Розроблено підходи, що забезпечують максимальні значення ККД і регламентований рівень пульсацій частоти обертання роторів ВІД одноциліндрових поршневих компресорів у робочому діапазоні регулювання частоти обертання з врахуванням періодичного навантаження. *Практичне значення.* Розроблено алгоритм зміни напруги живлення і кутів комутації ВІД одноциліндрових компресорів одинарної дії, що забезпечують максимальні значення ККД при регулюванні частоти обертання в межах діапазону 1:6. *Визначено* мінімальні значення моментів інерції приводу одноциліндрових компресорів з ВІД потужністю 100 Вт, що забезпечують регламентований рівень пульсацій частоти обертання ротора ВІД при її регулюванні. Бібл. 10, рис. 5.

*Ключові слова:* вентиляльно-індукторний двигун, періодичне навантаження, характеристики, коефіцієнт корисної дії, пульсації частоти обертання.

*Цель.* Целью статьи является формирование зависимостей КПД от полезной мощности при изменении напряжения питания и углов коммутации, пульсаций частоты вращения ротора от момента инерции привода и механических характеристик вентиляльно-индукторных двигателей с периодической нагрузкой, разработка рекомендаций по обеспечению их эффективных и надежных рабочих режимов в составе одноцилиндровых поршневых компрессоров. *Методика.* Для проведения исследований использовано имитационное математическое моделирование, для расчета нелинейной зависимости индуктивности от тока и угла поворота ротора – метод конечных элементов. *Результаты.* Предложены меры по повышению эффективности и надежности приводов одноцилиндровых поршневых компрессоров и основе ВИД. *Научная новизна.* Разработаны подходы, которые обеспечивают максимальные значения КПД и регламентированный уровень пульсаций частоты вращения роторов ВИД одноцилиндровых поршневых компрессоров в рабочем диапазоне регулирования частоты вращения с учетом периодической нагрузки. *Практическое значение.* Разработан алгоритм изменения напряжения питания и углов коммутации ВИД одноцилиндровых компрессоров, который обеспечивает максимальные значения КПД при регулировании частоты вращения в пределах диапазона 1:6. *Определены* минимальные значения моментов инерции привода одноцилиндровых компрессоров с ВИД мощностью 100 Вт, обеспечивающие регламентированный уровень пульсаций частоты вращения ротора ВИД при ее регулировании. Библ. 10, рис. 5.

*Ключевые слова:* вентиляльно-индукторный двигатель, периодическая нагрузка, характеристики, коэффициент полезного действия, пульсации частоты вращения.

**Постановка проблеми.** Особливості експлуатації компресорних установок потребують використання регульованого електроприводу, який забезпечує енергоефективні робочі режими [1-4]. Перспективними є асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором і перетворювачами частоти, які здійснюють плавне регулювання частоти обертання ротора. Альтернативою їм створюють керовані синхронні двигуни з електромагнітним збудженням або із збудженням від постійних магнітів, а також вентиляльно-індукторні двигуни з реактивним ротором [5]. Використання регульованих вентиляльно-індукторних двигунів завдяки їх високим енергетичним показникам, пусковим та регульовальним властивостям забезпечує вирішення проблеми підвищення ефективності і надійності електромеханічного обладнання, що працює в умовах змінного навантаження.

Для створення конкурентоспроможного вентиляльно-індукторного приводу герметичних поршневих компресорів (ГПК), зазвичай одноциліндрових компресорів потужністю до 500 Вт, зі значною перевантажувальною здатністю (до 3,0) необхідно забезпечити ефективні режими їх роботи із максимальними

значеннями ККД в діапазоні регулювання частоти обертання компресорів 1:6 з допустимим рівнем пульсацій частоти обертання ротора та зменшити масо-габаритні показники і затрати на основні вузли машини.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** Енергетичні показники електроприводів з періодичним навантаженням оцінюють за допомогою циклового ККД, який визначається за період одного циклу зміни навантаження. Довготривалий період роботи асинхронного електроприводу з періодичним навантаженням зі значними величинами максимального і пускового моментів, в режимі недовантаження призводить до зниження енергоефективності і неоптимального використання енергоресурсів [6].

Рівень пульсацій частоти обертання ротора двигунів, традиційно асинхронних, герметичних поршневих компресорів жорстко регламентований стандартами і не може перебільшувати 20 %. Для зниження амплітуди цих пульсацій на ротор двигуна встановлюють додаткову інерційну масу – маховик [7]. Важливим кроком до підвищення надійності приводу ГПК

є зниження пульсацій частоти обертання ротора до заданого рівня при її регулюванні в необхідному діапазоні. Аналіз досліджень вентиляно-індукторного приводу [8] свідчить, що у сталих режимах його ККД знижується на 4 % при зменшенні навантаження у два рази, що підтверджено результатами [9]. В цій роботі [9] наведено характеристики ВІД з комутатором із С-скиданням і коливальним поверненням енергії за зміни напруги живлення і кутів комутації при сталому навантаженні. Комутатор і його схема керування достатньо прості, що важливо для масового виробництва компресорів, насосів тощо.

Дослідження в даному напрямку потребують продовження з метою оцінки ККД і пульсацій частоти обертання ротора ВІД за зміни кутів комутації, напруги та моменту інерції приводу з врахуванням періодичного навантаження. Це дозволить розробити заходи щодо регулювання частоти обертання ротора ВІД у складі компресорного обладнання та знизити затрати при розробці двигуна.

**Метою роботи** є формування залежностей ККД від корисної потужності за зміни напруги живлення і кутів комутації, пульсацій частоти обертання ротора від моменту інерції приводу та механічних характеристик вентиляно-індукторних двигунів з періодичним навантаженням, розроблення рекомендацій щодо забезпечення їх ефективних і надійних робочих режимів у складі одноциліндрових поршневих компресорів.

**Математична модель вентиляно-індукторного приводу.** Об'єктом дослідження є ВІД, який розроблено на базі асинхронного двигуна 4AA56A4У3 (номінальні потужність 120 Вт і частота обертання 3000 об/хв) з числом полюсів 6/4 і фаз  $m=3$  з комутатором із С-скиданням і коливальним поверненням енергії [9]. Для дослідження режимів роботи використана математична модель [9], адекватність якої підтверджена порівнянням результатів чисельних та експериментальних досліджень. Її рівняння описують структурні елементи двигуна і враховують їх взаємний вплив.

Для фази вентиляно-індукторної машини праворічне рівняння

$$\frac{d\psi_{ph}}{dt} = u_{ph} - i_{ph} \cdot R_{ph},$$

де  $u_{ph}$ ,  $R_{ph}$ ,  $i_{ph}$ ,  $\psi_{ph}$  – напруга на виході комутатора; опір, струм і потокозчеплення фази статора відповідно.

Фазний струм визначається як

$$\frac{di_{ph}}{dt} = \frac{1}{L_{ph}} \left( \frac{d\psi_{ph}}{dt} - i_{ph} \omega \frac{\partial L_{ph}}{\partial \theta_{ph}} \right),$$

де  $L_{ph}$  – індуктивність фази статора, яка розрахована методом скінчених елементів [9] і представлена у вигляді функції струму та кута повороту ротора відносно фази статора  $L_{ph} = f(\theta_{ph}, i_{ph})$ ;  $\frac{\partial L_{ph}}{\partial \theta_{ph}}$  – часткова

похідна табличної функції  $L_{ph}$  за кутом  $\theta_{ph}$ ;  $\omega$  – кутова частота обертання ротора;  $\theta_{ph}$  – кут повороту ротора відносно фази статора.

Електромагнітний момент утворений однією фазою ВІД

$$M_{ph} = \frac{1}{2} i_{ph}^2 \frac{\partial L_{ph}}{\partial \theta_{ph}},$$

а сумарний момент  $M$  вентиляно-індукторного двигуна від дії  $m$  фаз

$$M = \sum_{k=1}^m M_{ph(k)}.$$

Диференціальне рівняння руху

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (M - M_c),$$

де  $J$  – момент інерції компресора;  $M_c$  – момент навантаження.

Кут повороту ротора отримуємо з рівняння

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega.$$

Цей кут відносно фази статора

$$\theta_{ph} = \text{mod} \left( \theta; \frac{2\pi}{Z_R} \right),$$

де  $Z_R$  – число зубців ротора

Математичне моделювання ВІД виконано у середовищі MATLAB – Simulink з використанням бібліотеки SymPowerSystems. В якості вхідних параметрів математичної моделі використано кути вмикання  $\theta_{on}$  і вимикання  $\theta_{off}$ , напругу ланки постійного струму  $U_d$  та залежності індуктивності фази від кута повороту ротора і фазного струму.

Математична модель враховує залежність моменту навантаження одноциліндрового ГПК одинарної дії від кута повороту ротора двигуна  $M_c = f(\theta)$ , який прикладений у діапазоні  $7\pi/9$  на періоді  $2\pi$ , часова залежність якого представлена на рис. 1. Для порівняння розрахунків робочих режимів зі сталим і періодичним навантаженням використовується середнє значення  $M_{c(mean)}$  останнього за період навантаження. Для рис. 1 – 0,33 Н·м.

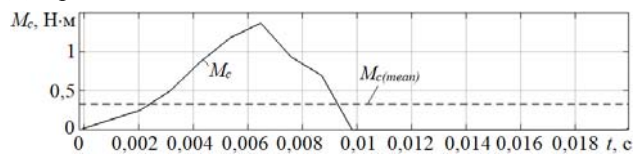


Рис. 1. Часова залежність моменту навантаження одноциліндрового компресора

**Чисельний експеримент.** За допомогою математичної моделі ВІД розраховано його коефіцієнти корисної дії з врахуванням втрат в міді, магнітних та механічних втрат в робочих режимах з періодичним навантаженням. Розрахунок магнітних втрат, що складаються з втрат на гістерезис та на вихрові струми, виконано на основі підходу [10]. Механічні втрати визначено з урахуванням зміни частоти обертання ротора і моменту від тертя в підшипниках [9]. Використано спосіб керування ВІД, що базується на зміні кута вмикання ( $\theta_{on} = var$ ) у межах  $\theta_{on} = 36^\circ \dots 51^\circ$  за сталого тактового кута ( $\theta_k = 30^\circ$ ) і симетричної комутації.

Залежності ККД від корисної потужності  $P_2$  за зміни напруги живлення та кутів комутації при сталому

і періодичному навантаженні, коли  $M_{c(mean)} = 0,33$  Н·м, показані на рис. 2. Кожна залежність отримана при сталих кутах вмикання і вимикання і зміні напруги. Потужності 103 Вт відповідає частота обертання 3000 об/хв, 52 Вт – 1500 об/хв. Отримані залежності ККД з періодичним навантаженням з моментом інерції  $J = 0,5 \cdot 10^{-3}$  кг·м<sup>2</sup> практично не відрізняються від ККД двигуна зі сталим навантаженням при  $J = 1 \cdot 10^{-4}$  кг·м<sup>2</sup> (сталий момент дорівнює середньому значенню періодичного навантаження).

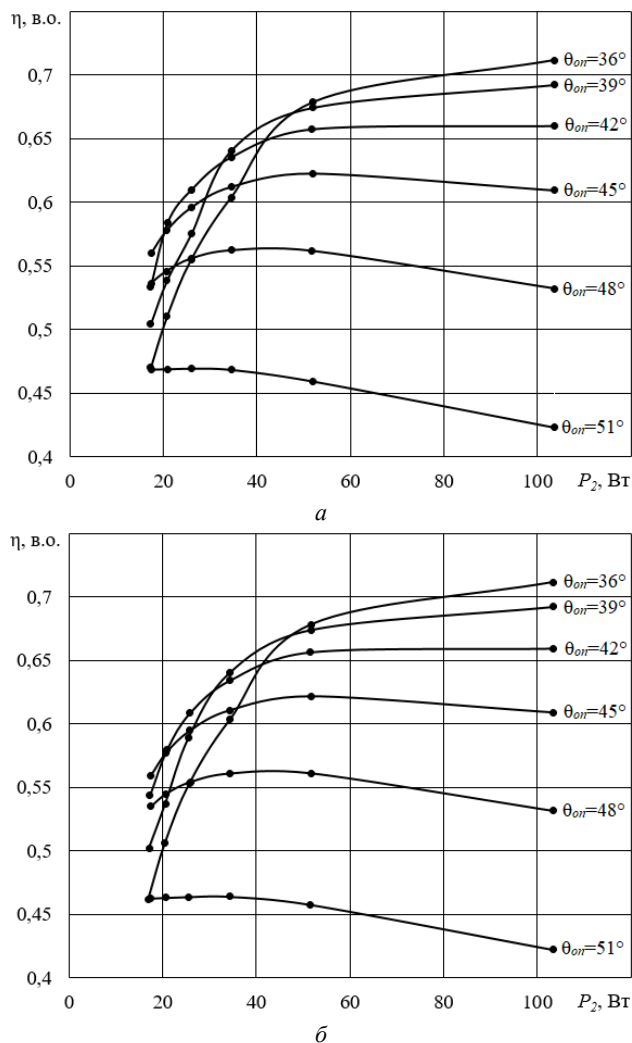


Рис. 2. Залежності ККД від корисної потужності за зміни напруги живлення для різних кутів комутації при сталому  $M_c = \text{const}$  (а) і періодичному  $M_c = f(\theta)$  (б) навантаженні для моментів інерції  $J = 1 \cdot 10^{-4}$  кг·м<sup>2</sup> та  $J = 1 \cdot 10^{-3}$  кг·м<sup>2</sup> відповідно.

Зсув зони комутації в сторону зниження кутів вмикання та вимикання призводить до підвищення ККД двигуна, однак зростання ефективності спостерігається не на всьому діапазоні навантажень. Це дозволяє сформулювати алгоритм зміни кутів комутації, який забезпечує максимальні значення ККД вентиляно-індукторних двигунів одноциліндрових компресорів одинарної дії на всьому інтервалі регулювання частоти обертання ротора:

- в діапазоні 3000...1500 об/хв ВІД повинні працювати з кутами комутації  $\theta_{on} = 36^\circ$ ,  $\theta_{off} = 66^\circ$  і напругою  $U_d = 133...77$  В;

- від 1500 до 1000 об/хв – за кутів  $\theta_{on} = 39^\circ$ ,  $\theta_{off} = 69^\circ$ ,  $U_d = 185...137$  В;

- від 1000 до 500 об/хв – за  $\theta_{on} = 42^\circ$ ,  $\theta_{off} = 72^\circ$ ,  $U_d = 149...88$  В.

Досліджено вплив моменту інерції приводу герметичного поршневого одноциліндрового компресора на пульсації частоти обертання ротора ВІД для діапазону регулювання частоти обертання 1:6 за постійних кутів комутації. Показано, що регламентований рівень пульсацій ( $\delta n = 20\%$ ) при регулюванні частоти у діапазоні 1:3 (3000...1000 об/хв) можна забезпечити за моменту інерції приводу  $5 \cdot 10^{-4}$  кг·м<sup>2</sup>, у діапазоні 1:4 (3000...750 об/хв) –  $1 \cdot 10^{-3}$  кг·м<sup>2</sup> (рис. 3). Збільшення моменту інерції призводить до зменшення пульсацій і розширення діапазону регулювання.

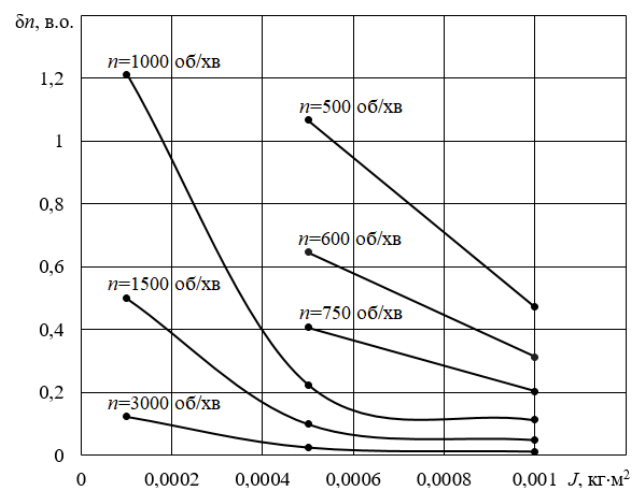


Рис. 3. Залежності пульсацій частоти обертання ротора ВІД від моменту інерції приводу одноциліндрового ГПК за сталих кутів  $\theta_{on} = 42^\circ$ ,  $\theta_{off} = 72^\circ$ .

Розширення діапазону (до 1:6) за даної умови може бути реалізовано:

- для пульсуючого навантаження двоциліндрового компресора ( $M_{c(mean)} = 0,33$  Н·м, момент інерції приводу  $J = 1 \cdot 10^{-3}$  кг·м<sup>2</sup>), що забезпечує пульсації частоти у межах 0,3...12,8 %;

- для меншого у два рази навантаження за сталих кутів комутації за рахунок зміни напруги живлення.

На рис. 4 зображені механічні характеристики ВІД при постійних кутах комутації ( $\theta_{on} = 42^\circ$ ,  $\theta_{off} = 72^\circ$ ) за зміни напруги живлення у діапазоні 31...121 В, що дає можливість регулювати частоту обертання ротора у діапазоні 1:6 з періодичним навантаженням  $M_{c(mean)} = 0,165$  Н·м.

Проведено дослідження впливу зменшення моменту навантаження у два рази на ККД двигуна за зміни кутів комутації (рис. 5). Показано, що при зниженні частоти обертання двигуна від 3000 до 500 об/хв. для кутів  $\theta_{on} = 36^\circ$  і  $\theta_{off} = 66^\circ$  та  $M_{c(mean)} = 0,165$  Н·м його ККД зменшується на 1...5 % в порівнянні з  $M_{c(mean)} = 0,33$  Н·м. З'ясовано, що при номінальній частоті обертання для  $M_{c(mean)} = 0,165$  Н·м найбільший ККД забезпечують кути комутації  $\theta_{on} = 36^\circ$ ,  $\theta_{off} = 66^\circ$ , при частотах обертання у діапазоні 750...500 об/хв – кути  $\theta_{on} = 42^\circ$ ,  $\theta_{off} = 72^\circ$ , які дозволяють збільшити ККД на 2...5 % в порівнянні з кутами  $\theta_{on} = 36^\circ$  і  $\theta_{off} = 66^\circ$ .



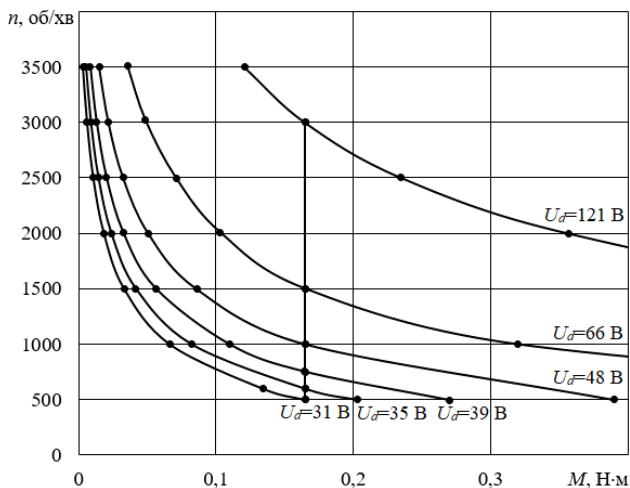


Рис. 4. Механічні характеристики ВІД за різних значень напруги живлення ( $\theta_{on} = 42^\circ$ ,  $\theta_{off} = 72^\circ$ ).

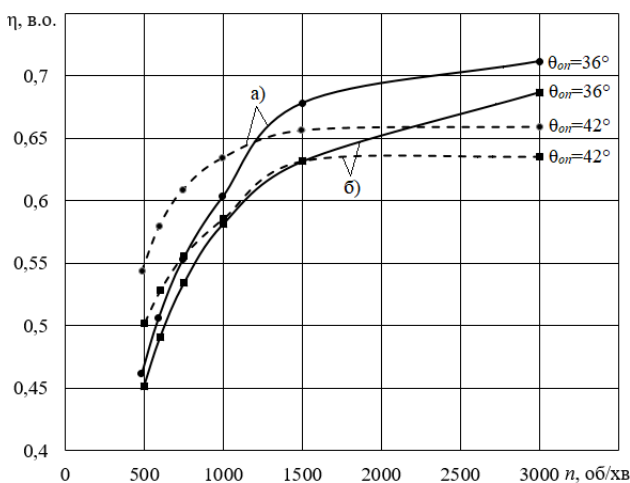


Рис. 5. Залежності ККД від частоти обертання ротора ВІД при регулюванні частоти обертання ротора зміною напруги живлення та сталих кутах:

а)  $M_{c(mean)} = 0,33$  Н·м; б)  $M_{c(mean)} = 0,165$  Н·м

### Висновки.

1. З використанням математичної моделі досліджено робочі режими вентильно-індукторних двигунів з комутатором із С-скиданням і коливальним поверненням енергії одноциліндрових поршневих компресорів за зміни напруги живлення, кутів комутації та моменту інерції з врахуванням періодичного навантаження, що дозволило сформулювати характеристики двигунів, які забезпечують підвищення їх енергоефективності і надійності.

2. Запропоновано алгоритм зміни напруги живлення і кутів комутації ВІД, який забезпечує максимальні значення ККД за зміни частоти обертання в діапазоні 1:6.

3. Визначено значення моментів інерції ВІД герметичних поршневих компресорів, які забезпечують рекомендований рівень пульсацій частоти обертання ротора 20 % в діапазонах: 1:4 – для одноциліндрових компресорів, 1:6 – двоциліндрових.

4. Результати досліджень можуть бути використані при створенні ВІД, що працюють у складі компресорів і насосів у сферах комунального і промислового призначення.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Живица В.И., Онищенко О.А., Радимов И.Н., Шевченко В.Б. Современный электропривод холодильных установок // Холодильная техника и технология. – 1999. – №64. – С. 112-116
2. Andersen H.R. Motor drives for variable speed compressors: Introduction and state of the art analysis: PhD Thesis. Aalborg University. – 1996. – vol.1. – 62 p.
3. Jakobsen A., Rasmussen B. Energy optimization of domestic refrigerators Major energy saving by use of variable speed compressors and evaporator fans // International Appliance Manufacturing. – 1998. – pp. 105-109.
4. Monasry J.F., Hirayama T., Aoki T., Shida S., Hatayama M., Okada M. Development of large capacity and high efficiency rotary compressor // 24<sup>th</sup> International Compressor Engineering Conference at Purdue, July 9-12, 2018. – paper 2576.
5. Бібік О.В. Аналіз і основні тенденції розвитку електромеханічних перетворювачів енергії для систем з періодичним навантаженням // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. – 2016. – №43. – С. 37-43.
6. Бібік О.В. Обґрунтування підходів до проектування асинхронних двигунів зі змінним навантаженням // Вісник НТУ «Харківський політехнічний інститут». Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – 2019. – №4(1329). – С. 94-98. doi: 10.20998/2409-9295.2019.4.14.
7. Морозюк Л.И., Морозюк Т.В., Ястребова Л.В. Проектирование поршневого компрессора холодильных машин и тепловых насосов. – Одесса: ОГАХ, 2003. – 75 с.
8. Andrada P., Blanque B., Perat J.I., Torrent M., Martinez E., Sanchez J.A. Comparative efficiency of switched reluctance and induction motor drives for slowly varying loads // International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICRE PQ'06). – 2007.
9. Мазуренко Л.І., Бібік О.В., Білик О. А., Шихненко М. О. Моделювання режимів та регулювання частоти обертання вентильно-індукторного двигуна з перетворювачем із С-скиданням і коливальним поверненням енергії при зміні кутів комутації // Вісник НТУ «Харківський політехнічний інститут». Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. – 2016. – №11(1183). – С. 64-69.
10. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. В 2-х ч. Ч.1. – Машины постоянного тока. Трансформаторы. Учебник для студентов высш. техн. учеб. заведений. – Л.: «Энергия», 1972. – 544 с.

### REFERENCES

1. Zhivitsa V.I., Onischenko O.A., Radimov I.N., Shevchenko V.B. Modern electric drive of refrigeration units. *Refrigeration Engineering and Technology*, 1999, iss.64, pp. 112-116. (Rus).
2. Andersen H.R. *Motor drives for variable speed compressors: Introduction and state of the art analysis. PhD Thesis.* Aalborg University Publ., 1996, vol.1, 62 p.
3. Jakobsen A., Rasmussen B. Energy optimization of domestic refrigerators Major energy saving by use of variable speed compressors and evaporator fans. *International Appliance Manufacturing*, 1998, pp. 105-109.
4. Monasry J.F., Hirayama T., Aoki T., Shida S., Hatayama M., Okada M. Development of large capacity and high efficiency rotary compressor. *24<sup>th</sup> International Compressor Engineering Conference at Purdue*, July 9-12, 2018, paper 2576.
5. Bibik O.V. Analysis and main trends of electromechanical energy converters for systems with periodic load. *Works of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine*, 2016, no.43, pp. 37-43. (Ukr).
6. Bibik O.V. Rationale approaches to designing asynchronous motors with variable load. *Bulletin of the National Technical*

University «KhPI». Series: *Electrical Machines and Electromechanical Energy Conversion*, 2019, no.4(1329), pp. 94-98. (Ukr). doi: 10.20998/2409-9295.2019.4.14.

7. Morozuk L.I., Morozuk T.V., Iastrebova L.V. *Proektirovanie porshnevoogo kompressora holodilnyih mashin i teplovyih nasosov* [Designing a piston compressor for refrigerating machines and heat pumps]. Odessa, OGAH Publ., 2003. 75 p. (Rus).

8. Andrada P., Blaque B., Perat J.I., Torrent M., Martinez E., Sanchez J.A. Comparative efficiency of switched reluctance and induction motor drives for slowly varying loads. *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPO'06)*, 2007.

9. Mazurenko L.I., Bibik O.V., Bilyk O.A., Shihnenko M.O. Simulation mode and speed control of switched reluctance motor using a converter with the C-dump and the oscillation return of energy at changing switching angles. *Bulletin of the National Technical University «KhPI». Series: Electrical Machines and Electromechanical Energy Conversion*, 2016, no.11(1183), p. 64-69. (Ukr).

10. Kostenko M.P. Piotrovsky L.M. *Elektricheskie mashiny. V 2-h. ch. Ch.1. – Mashiny postoyannogo toka. Transformatoryi. Uchebnik dlya studentov vyisshih tehniceskikh uchebnyih zavedeniy* [Electric machines. In 2 parts. Part 1. – DC machines. Transformers. Textbook for students of higher technical educational institutions]. Leningrad, Energy Publ., 1972. 544 p. (Rus).

Надійшла (received) 11.06.2019

Бібік Олена Василівна<sup>1</sup>, к.т.н., доц.,  
Мазуренко Леонід Іванович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
Шихненко Максим Олегович<sup>1</sup>, м.н.с.,

<sup>1</sup> Інститут електродинаміки НАН України,  
03057, Київ, пр. Перемоги, 56,  
тел/phone +380 44 3662491,  
e-mail: bibik@ied.org.ua; mlins@ied.org.ua

O.V. Bibik<sup>1</sup>, L.I. Mazurenko<sup>1</sup>, M.O. Shykhnenko<sup>1</sup>

<sup>1</sup> The Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine,  
56, prospekt Peremogy, Kiev, 03057, Ukraine.

#### Formation of characteristics of operating modes of switched reluctance motors with periodic load.

**Purpose.** The purpose of the article is to create dependencies of efficiency on effective power when changing the supply voltage and switching angles, pulsation speeds of the rotor from the moment of inertia of the drive and mechanical characteristics of switched-reluctance motors with a periodic load, developing recommendations to ensure their effective and reliable operating modes in single-cylinder piston compressors. **Methodology.** To carry out research simulation mathematic modeling was used, to calculate the nonlinear inductance dependence on current and rotor angle, the finite element method. **Results.** The measures of improve the efficiency and reliability of drives single-cylinder piston compressors on the basis of the SRM has been proposed. **Originality.** Approaches that provide maximum efficiency values and a regulated level of ripple speeds of rotors SRM of single-cylinder reciprocating compressors in the operating frequency control range, with periodic load have been developed. **Practical value.** Algorithm for changing the supply voltage and switching angles of the SRM of single-cylinder compressors, which provides maximum efficiency values SRM when the rotational speed changes within the 1:6 range, has been developed. The minimum values of the moments of inertia of the drive of single-cylinder compressors, providing a regulated level of pulsations of the rotational speed of the rotor SRM with its regulation, were determined. References 10, figures 5.

**Key words:** switched reluctance motor, periodic load, characteristics, efficiency, rotation frequency ripples.

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

## HIGH VOLTAGE POWER LINES MAGNETIC FIELD SYSTEM OF ACTIVE SHIELDING WITH COMPENSATION COIL DIFFERENT SPATIAL ARRANGEMENT

*Aim.* The synthesis of single-circuit system of active shielding of magnetic field, generated by group of high voltage power lines, with different spatial arrangement of shielding coil. *Methodology.* The synthesis is based on the decision of a multi-criteria stochastic game, in which the vector payoff is calculated on the basis of the Maxwell equations solutions in the quasi-stationary approximation. The game decision is based on the stochastic multiagent optimization algorithms by multiswarm particles. The initial parameters for the synthesis of active shielding system are the location of the high voltage 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 normative value magnetic flux density, which should be achieved as a result of shielding. The objective of the synthesis of the active shielding system is to determine their number, configuration, spatial arrangement, wiring diagrams and shielding coils currents, setting algorithm of the control systems as well as the resulting of the magnetic flux density value at the points of the shielding space. *Results.* Three variant of single-circuit robust system of active shielding with different spatial arrangement of shielding coil synthesis results for reduction of a magnetic field generated by group of high voltage power lines is given. The possibility of a significant reduction in the level of magnetic flux density of the magnetic field source within and reducing the sensitivity of the system to uncertainty of the plant parameters is given. *Originality.* For the first time carried out the synthesis, theoretical and experimental research of the robust system of active shielding of magnetic field generated by group of high voltage power lines with different spatial arrangement of compensation coil. *Practical value.* Practical recommendations from the point of view of the practical implementation on reasonable choice of the spatial arrangement of shielding coil of robust single-circuit system of active shielding of the magnetic field generated by the group of high voltage power lines is given. References 49, figures 9.

*Key words:* high voltage power lines, power frequency magnetic field, robust system of active shielding, multi-criteria stochastic game.

*Цель.* Синтез одноконтурной робастной системы активного экранирования магнитного поля, создаваемого группой высоковольтных линий электропередачи, с различным пространственным расположением экранирующей обмотки. *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 мультисвармом частиц. *Исходными параметрами для синтеза системы активного экранирования являются расположение высоковольтных линий электропередачи по отношению к защищаемому пространству, геометрические размеры, количество проводов и рабочие токи линии электропередачи, а также размеры экранируемого пространства и нормативное значение индукции магнитного поля, которое должно быть достигнуто в результате экранирования. Целью синтеза системы активного экранирования является определение количества, конфигурации, пространственного расположения, схем электропитания и токов экранирующей обмоток, алгоритма работы системы управления, а также результирующего значения индукционного магнитного поля в точках экранируемого пространства. Результаты.* Приводятся результаты трех вариантов синтеза одноконтурной робастной системы активного экранирования с различным пространственным расположением экранирующей обмотки для уменьшения магнитного поля, создаваемого группой высоковольтных линий электропередачи. Показана возможность существенного снижения уровня индукции исходного магнитного поля внутри экранируемого пространства и снижения чувствительности системы к неопределенности параметров системы. *Оригинальность.* Впервые проведены синтез, теоретические и экспериментальные исследования одноконтурной робастной системы активного экранирования магнитного поля, создаваемого группой высоковольтными линиями электропередач в области экранируемого пространства, с различным пространственным расположением экранирующей обмотки. *Практическая ценность.* Приводятся практические рекомендации по обоснованному выбору с точки зрения практической реализации пространственного расположения экранирующей обмотки одноконтурной робастной системы активного экранирования магнитного поля, создаваемого группой высоковольтных линий электропередач. Библи. 49, рис. 9.

*Ключевые слова:* высоковольтные линии электропередачи, магнитное поле промышленной частоты, робастная система активного экранирования, многокритериальная стохастическая игра.

**Introduction.** Active contour shielding of power frequency magnetic field (MF) generated by high voltage power lines (HVPL) [1-10] is the most acceptable and economically feasible for ensuring the sanitary norms of Ukraine in the power frequency MF [11, 12]. Ukraine's electricity networks are characterized by high density, and especially near high-voltage power substations. There is usually a group of overhead HVPL, in the immediate vicinity of which can be located residential buildings. In this case, the main uncertainty in the synthesis of systems of active shielding (SAS) is the variation of the currents of different power lines, which leads not only to a change

in the level of magnetic flux density, but also to a change in the position of the space-time characteristics (STC) of the MF in the shielding zone.

Most of the double-circuit HVPL, and groups of HVPL generate MF, which has a slight polarization. The STC of such MF has the form of a strongly elongated ellipse [5] and, therefore, active shielding of such MF is possible with the use of only single shielding coil (SC). Such single-circuit SAS with single SC are most widely used in world practice [2-6]. Naturally, that the realization of SC can be performed by various ways.

The methods of synthesis of SAS for MF, generate by HVPL, was developed in [13-24]. The initial data for the synthesis of the system is 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 protected space and the standard value of the magnetic flux density, which should be achieved as a result of shielding. In the process of synthesis, it is necessary to determine the parameters of the SC (their number, configuration, spatial arrangement, connection diagram), currents and the resulting magnetic flux density.

**The goal of this work** is the synthesis of single-circuit systems of active shielding of power frequency magnetic field generated by group of high voltage power lines with different spatial arrangement of the single shielding coil.

**Problem statement.** In the synthesis of the ASS, the mathematical model of the original MF is known inaccurately [25]. In particular, currents in conductors that have daily, weekly, seasonal variations are approximately known which leads to a change of the STC position of the original MF, generated by the power lines. The geometric dimensions of the SC, the parameters of the regulators, etc. are not accurately realized. Therefore, we introduce a vector of uncertainty of the system parameters from their nominal values  $\delta$  used in the synthesis of the system. The problem of synthesizing a robust SAS is reduced to the determination of such a vector of spatial arrangement and geometric sizes of compensated windings, as well as parameters of the regulator  $X$  and the uncertainty parameters vector  $\delta$ , at which the maximum value of the magnetic flux density at selected points  $P_j$  of the considered space  $P$  assumes a minimum value for the vector of spatial arrangement and geometric sizes of compensated windings, as well as parameters of the regulator  $X$  but the maximum value for the uncertainty parameters vector  $\delta$ , so that

$$X^* = \arg \min_{X \in X} \max_{\delta \in \Delta} \max_{P_j \in P} B(X, \delta, P_j). \quad (1)$$

This technique corresponds to the standard approach to the synthesis of robust systems for the worst-case [25], when the uncertainty parameters vector  $\delta$  lead to the greatest deterioration in the compensation of the initial MF created by HVPL. The problem (1) can be formulated in the form of the following multi-criteria game [16] with vector payoff

$$B(X, \delta) = [B(X, \delta, P_1), B(X, \delta, P_2), \dots, B(X, \delta, P_m)]^T, \quad (2)$$

the components of which  $B(X, \delta, P_i)$  are the magnetic flux density in the  $m$  points  $P_i$  of the space under consideration. In this case, of course, it is necessary to take into account the constraints on the control vector and the state variables of the system, the uncertainty parameters vector in the form of a vector inequality

$$G(X, \delta) \leq G_{\max}. \quad (3)$$

In the multi-criteria game (2), the first player is the vector of spatial arrangement and geometric sizes of SC, as well as parameters of the regulator  $X$  and its strategy is the minimization of the vector payoff (2), and the second player is a uncertainty parameters vector  $\delta$  and the

strategy of this player is maximization of the same vector payoff [25-27].

Note that the components of the vector payoff (2) are nonlinear functions of the vector of spatial arrangement and geometric sizes of SC, as well as parameters of the regulator  $X$  and uncertainty parameters vector  $\delta$  are calculated on the basis of the Maxwell equations solutions in the quasi-stationary approximation [28-36].

**Solution algorithm.** Consider the algorithm for finding the solution of the game. To find the solution of the multi-criteria game (9) from Pareto-optimal solutions taking into account the binary preference relations [37], we used an particle multi swarm optimization (PSO) algorithm [38, 39], in which the number of swarms are equal the number of components  $m$  of the vector payoff (2).

In the standard particles swarm optimization algorithm the particle velocities change is carried out according to linear laws [37-47]. To increase the speed of finding a global solution, special nonlinear algorithms of stochastic multi-agent optimization recently proposed in [48], in which the motion of  $i$  particle of  $j$  swarm is described by the following expressions

$$\begin{aligned} v_{ij}(t+1) &= w_{1j} v_{ij}(t) + c_{1j} r_{1j}(t) * \dots \\ &\dots * H(p_{1ij}(t) - \varepsilon_{1ij}(t)) [y_{ij}(t) - \dots \\ &\dots - x_{ij}(t)] + c_{2j} r_{2j}(t) H(p_{2ij}(t) - \dots \\ &\dots - \varepsilon_{2ij}(t)) [y_j^*(t) - x_{ij}(t)] \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} u_{ij}(t+1) &= w_{2j} u_{ij}(t) + c_{3j} r_{3j}(t) H * \dots \\ &\dots * (p_{3ij}(t) - \varepsilon_{3ij}(t)) [z_{ij}(t) - \delta_{ij}(t)] + \dots \\ &\dots + c_{4j} r_{4j}(t) H(p_{4ij}(t) - \varepsilon_{4ij}(t)) * \dots \\ &\dots * [z_j^*(t) - \delta_{ij}(t)] \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} x_{ij}(t+1) &= x_{ij}(t) + v_{ij}(t+1); \\ \delta_{ij}(t+1) &= \delta_{ij}(t) + u_{ij}(t+1), \end{aligned} \quad (6)$$

where  $x_{ij}(t)$ ,  $\delta_{ij}(t)$ , and  $v_{ij}(t)$ ,  $u_{ij}(t)$  are the position and velocity of  $i$  particle of  $j$  swarm.

Note that in connection with the fact that the vector game solutions (9) is represented in the form of strategies of two players  $X$  – the vector of the parameters of the regulators and the  $\delta$  – the uncertainty parameters vector, where it is necessary to minimize the vector payoff (9) along the regulators parameter vector  $X$  and maximize the same vector payoff (9) with respect to the uncertainty parameters vector  $\delta$ . Therefore, each  $i$  particles of  $j$  swarm has two components of position  $x_{ij}(t)$ ,  $\delta_{ij}(t)$  and two components of velocity  $v_{ij}(t)$ ,  $u_{ij}(t)$  to find the two desired components of the regulators parameters vector  $X$  and uncertainty parameters vector  $\delta$ .

In (4)–(6)  $y_{ij}(t)$ ,  $z_{ij}(t)$  and  $y_j^*(t)$ ,  $z_j^*(t)$  – the best local and global positions of the  $i$ -th particle, found respectively by only one  $i$ -th particle and all the particles of  $j$  swarm.

Moreover, the best local position  $y_{ij}(t)$  and the global position  $y_j^*(t)$  of the  $i$  particle of  $j$  swarm are understood in the sense of the first player strategy  $x_{ij}(t)$  for minimum of component  $B(X, \delta, P_i)$  of the vector payoff (9). However, the best local position  $z_{ij}(t)$  and the global

position  $z_j^*$  of the  $i$  particle of  $j$  swarm are understood in the sense of the second player strategy  $\delta_{ij}(t)$  for maximum of the same component  $B(X, \delta, P_i)$  of the vector payoff (2). This approach corresponds to the movement of particles along the gradient and antigradient when using deterministic game-solving algorithms.

Four independent random numbers  $r_{1j}(t), r_{2j}(t), r_{3j}(t), r_{4j}(t)$  are in the range of  $[0, 1]$ , which determine the stochastic particle velocity components.

Positive constants  $c_1, c_2$  determine the cognitive and social weights of the particle velocity components.

Note that this PSO algorithm is a fairly simple optimization algorithm. This algorithm does not require finding partial derivatives – a gradient vector, second order partial derivatives – a Hess matrix, a gradient projection matrix for constraints – Rosen matrix, an inversion of the Hess matrix, and so on. However, despite its simplicity, with the help of this algorithm it is possible to solve quite complex optimization problems in various fields. The success of the use of this algorithm, to a large extent, is determined by the justified choice of the tuning parameters of this algorithm. Let us consider in more detail the informed choice of the tuning parameters of this algorithm for solving the considered problem.

The peculiarity of the solution of this game is that the first player vector strategy components  $x_{ij}(t)$  are the SC geometric dimensions, which measured in meters, and the open loop control regulators parameters – the phases of SC currents  $i$ , which measured in radians, SC ampere turns, which measured in ampere turns, and closed-loop control regulators gains, which measured in dimensionless quantities. Therefore, the values of these constants  $c_{1j}, c_{2j}$  and  $c_{3j}, c_{4j}$  are chosen taking into account the range of possible players strategies  $X$  and  $\delta$ .

The peculiarity of the solution of this problem also is the presence of «ravines» and «edges» in the vector payoff (9). This is due, firstly, to the fact that the values of the components of the players' strategies  $X$  and  $\delta$  differ by more than an order of magnitude. Second, the change of some components of the players' strategies, in particular, the closed loops control regulators gains, leads to insignificant changes in the vector game payoff (2). Therefore, to improved the global solution finding speed with small increments changes in the payoff (2) for players' strategies  $x_{ij}(t), \delta_{ij}(t)$  a nonlinear Cuckoo search algorithm of stochastic multi-agent optimization [48] used in (4) – (6).

The Heaviside function  $H$  is used as a switching function of the motion of a particle, respectively, to the local  $y_{ij}(t), z_{ij}(t)$  and global  $y_j^*(t), z_j^*(t)$  optimum.

Switching parameters of the cognitive  $p_{1ij}, p_{3ij}$  and social  $p_{2ij}, p_{4ij}$  components of the particle velocity to the local and global optimum taken in the form of increments changes in the payoff (9) for players' strategies  $x_{ij}(t), \delta_{ij}(t)$  when moving to local and global optimum respectively.

Random numbers  $\varepsilon_{1ij}(t), \varepsilon_{2ij}(t), \varepsilon_{3ij}(t)$  and  $\varepsilon_{4ij}(t)$  determine the switching parameters of the particle motion, respectively, to local and global optima. If  $p_{1ij} < \varepsilon_{1ij}(t)$  and  $p_{2ij} < \varepsilon_{2ij}(t)$ , then the movement speed component  $v_{ij}(t)$  of this  $i$  particle of  $j$  the swarm at the step  $t$  does not change

and the particle moves in the same direction as at the previous optimization step.

Similarly if  $p_{3ij} < \varepsilon_{3ij}(t)$  and  $p_{4ij} < \varepsilon_{4ij}(t)$ , then the movement speed component  $u_{ij}(t)$  of  $i$  particle of  $j$  the swarm at the step  $t$  also does not change.

To improve the quality of the solution finding process, the inertia coefficients  $w_{1j}, w_{2j}$  are used in the range of  $(0.5 - 0.9)$ .

As constraints (3) in this problem, first of all, we took into account the constraints on the SC spatial arrangement, which are first player vector strategy components  $x_{ij}(t)$ . These limitations are due to the technical possibilities of the SC implementation. In addition, the closed loops control regulators gains, which are also first player vector strategy components  $x_{ij}(t)$ . In addition, restrictions were set on the maximum particle velocities  $v_{ij}(t), u_{ij}(t)$  based on the desired accuracy of obtaining the corresponding components of the vector game solution (2) as well as to improve the game solution convergence.

To find a global solution of the original multiobjective game (2) in the search for optimal solutions to local games, individual swarms exchange information among themselves. In this case, to calculate the velocity of the particles in one swarm, information on the global optimum obtained by the particles of the other swarm is used, which makes it possible to isolate all potential Pareto optimal solutions.

For this purpose, at each step  $t$  of the movement of particle  $i$ , of swarm  $j$  uses the binary preferences functions of local solutions obtained by all swarms. The solution  $X_j^*(t)$  obtained in the course of solving the game  $B(X(t), \delta(t), P_j)$  with the help of swarm  $j$  is preferable to the solution  $X_k^*(t)$  obtained during optimization of the game  $B(X(t), P_k)$  with the help of swarm  $k$  if the condition

$$\max_{i=1,m} B(P_i, X_j^*(t), \delta(t)) < \max_{i=1,m} B(P_i, \dots, X_k^*(t), \delta(t)) \quad (7)$$

is satisfied.

In this case, as the global optimal solution  $X_k^*(t)$  of swarm  $k$ , the global solution  $X_j^*(t)$  obtained by the swarm  $j$  is used, which is more preferable with respect to the global solution  $X_k^*(t)$  obtained by swarm  $k$  on the basis of the preference relation (7).

In fact with this approach the basic idea of the method of successive narrowing of the field of compromise problems is realized: from the initial set of possible solutions, based on information about the relative importance of local solutions, all Pareto-optimal solutions that can not be selected according to the available information on the relation pre-reverence. Removal is carried out until a globally optimal solution is obtained. As a result of applying this approach, no potentially optimal solution will be removed at each step of the contraction.

In conclusion, we note that the original multiobjective game (2) – (3), taking into account the algorithm for its solution (4) – (6), is a multi-criteria stochastic dynamic game, since it clearly has time and random search [27].

**Computer simulation results.** Consider the result of synthesis of robust SAS of MF generated by group of

HVPL. This situation is typical for the outskirts of cities, where several power lines are suitable, as well as near power line substations. Figure 1 shows the location of a group of HVPL generating MF, the magnetic flux density of which must be reduced in the shielding zone. In the immediate vicinity of the shielding zone there are two double-circuit 110 kV HVPL, a double-circuit 330 kV HVPL and a single-circuit 330 kV HVPL.



Fig. 1. Location of a group of high voltage power lines

For the synthesis of SAS, in addition to the geometric dimensions of the transmission lines and the shielding zone, the values of the currents in the bus of the all HVPL are necessary. To this, first, experimental studies of the level of the magnetic field both in the shielding zone and near the transmission lines were carried out. Based on the obtained experimental data, the problem of current identification in current conductors of the power line is solved, under which the sum of the squares of the errors of the measured and model – them magnetic flux density values at given points is minimized.

First, we will look the results of the SAS initial MF in a two-story cottage located at 20 m distance from the HVPL. On the basis of experimental research, it was found that in the shielding zone, the MF generated by group of HVPL has the STC of such MF is a strongly elongated ellipse and, consequently, the initial MF has a negligible polarization. Active screening of such MF is possible with the use of single SC. It should be noted that such systems have become most widespread in the world practice [2]. Based on the model of MF created by group of HVPL, the problem of synthesis of a robust SAS was solved. The SAS contains single SC which is square shape. The upper branch of SC is coordinates (1.0, 10.0), and the lower branch is coordinates (10.0, 1.3).

In Fig. 2,*a* shows the isolines of the resultant magnetic flux density with the SAS is on. As can be seen from Fig. 2,*a*, the minimum magnetic flux density value in the shielding zone is 0.2  $\mu\text{T}$ . The initial MF generated by the HVPL group in the shielding zone exceeds the level of 2.0  $\mu\text{T}$  and, therefore, the maximum shielding factor of the SAS is more than 10. When the active shielding system is on, as can be seen from Fig. 2,*a*, the magnetic flux density level in the residential space under consideration does not exceed 0.5  $\mu\text{T}$ .

Figure 2,*b* shows the STC of MF, created by: group of HVPL (1); SC (2) and total MF with the SAS is on (3).

The STC of the initial MF is ellipse, which confirms the weak polarization of the initial MF. MF STC of SC is a straight line and, consequently, the SC generates unpolarized MF. Naturally, the initial MF with such STC can be

effectively compensated for using a single-loop ASS with single SC. Wherein the big axis of the STS ellipse of the initial MF is compensated, so that the STS of the total MF with the SAS is on is an ellipse with an ellipse coefficient 0.8. The STC of the resultant MF is an ellipses of a significantly smaller area compared to the ellipse of the STC of the initial MF, which is due to the initial MF compensation with the help of the SAS.

When implementing the SAS, for mounting such a SC at a height of 10 meters, appropriate supports are necessary, which requires fairly large material costs.

Let us now consider the results of the synthesis of a MF SAS in a single-story building located at a distance of 7 m from HVPL. During SAS synthesis of different variants of the SC spatial arrangement were considered. Three variants of SC spatial arrangement were chosen which are the greatest interest from the point of view of the practical implementation of SC. Let us consider in more detail these three variants. In all these three variants SC are square shape. In the variant a) the upper branch of SC is coordinates (4.9, 4.2), and the lower branch is coordinates (4.9, 3.0).

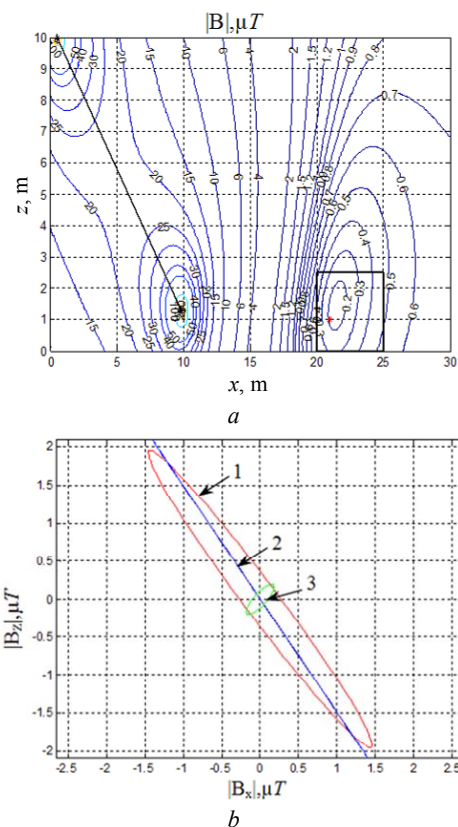


Fig. 2. Isolines of resultant magnetic flux density with the active screening system is on (a) and space-time characteristics of magnetic field: initial (1), shielding coil (2) and resultant magnetic field with the system of active shielding is on (3) (b) in a two-story cottage

Fig. 3,*a* shows the isolines of the resultant magnetic flux density with the SAS is on in the variant (a). As can be seen from Fig. 3,*a*, the minimum magnetic flux density value in the screening zone is 0.2  $\mu\text{T}$ . The initial MF generated by the HVPL group in the shielding zone exceeds the level of 1  $\mu\text{T}$  and, therefore, the maximum shielding factor of the ASS equals 5.

In Fig. 3,*b* shows STC of MF, generated by: 1 – group of overhead HVPL (1); SC (2) and total MF with the SAS is on (3) at the point with the coordinates (8.0, 1.0).

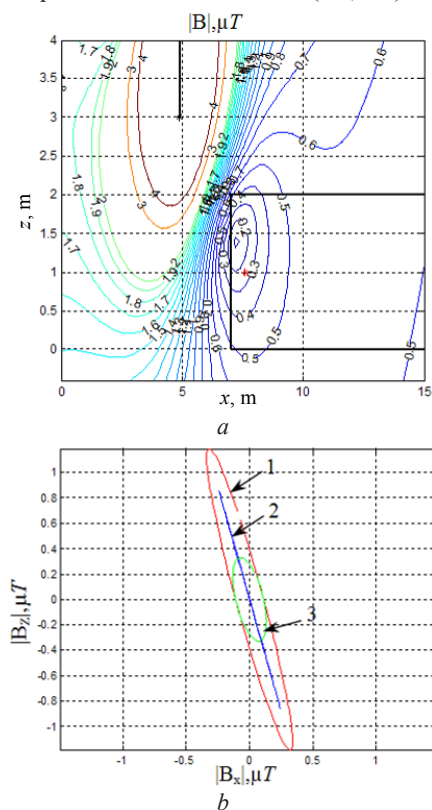


Fig. 3. Isolines of resultant magnetic flux density with the system of active screening is on (*a*) and space-time characteristics of magnetic field: initial (1), shielding coil (2) and resultant magnetic field with the system of active shielding is on (3) (*b*) in a single-story cottage

Let us consider the results of the synthesis of a MF SAS in a single-story building located at a same distance of 7 m from HVPL for the variant (*b*). The upper branch of SC is coordinates (5.0, 0.6), and the lower branch is coordinates (2.0, 0.0).

Fig. 4,*a* shows the isolines of the resultant magnetic flux density with the SAS is on in the variant (*b*). As can be seen from Fig. 4,*a*, the minimum magnetic flux density value in the screening zone also as for variant (*a*) is 0.2  $\mu\text{T}$  and, therefore, the maximum shielding factor of the ASS also as for variant (*a*) is 5.

In Fig. 4,*b* shows STC of MF, generated by: 1 – group of overhead HVPL (1); SC (2) and total MF with the SAS is on (3) at the point with the coordinates (8.0, 1.0) also as for variant (*a*).

Let us consider the results of the synthesis of a MF SAS for the variant (*c*). The upper branch of SC is coordinates (1.0, 3.0), and the lower branch is coordinates (4.0, 1.5). Fig. 5,*a* shows the isolines of the resultant magnetic flux density with the SAS is on in the variant (*c*). As can be seen from Fig. 5,*a*, the minimum magnetic flux density value in the screening zone also as for variant (*a*) and variant (*b*) is 0.2  $\mu\text{T}$  and, therefore, the shielding factor maximum of the SAS also as for variant (*a*) and variant (*b*) is 5. In Fig. 4,*b* shows STC of MF, created by: 1 – group of overhead HVPL (1); SC (2) and total MF with the SAS is on (3) at the point with the coordinates (8.0, 1.0) also as for variant (*a*) and variant (*b*).

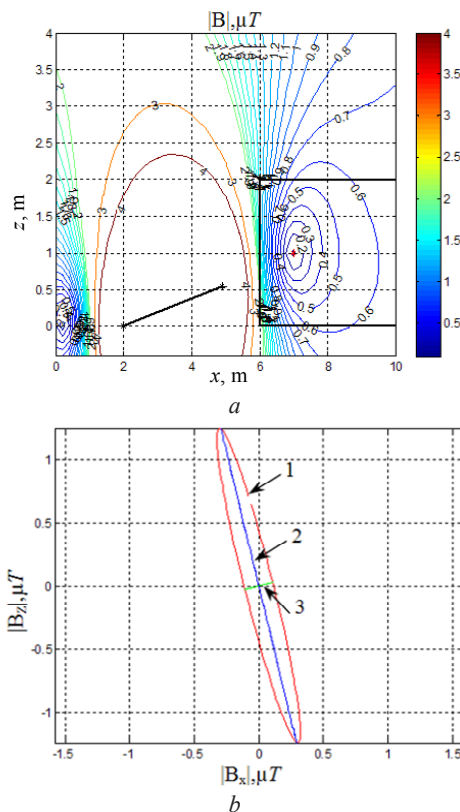


Fig. 4. Isolines of resultant magnetic flux density with the active shielding system is on (*a*) and space-time characteristics of magnetic field: initial (1), shielding coil (2) and resultant magnetic flux density with the systems of active shielding is on (3) (*b*) in a single-story cottage

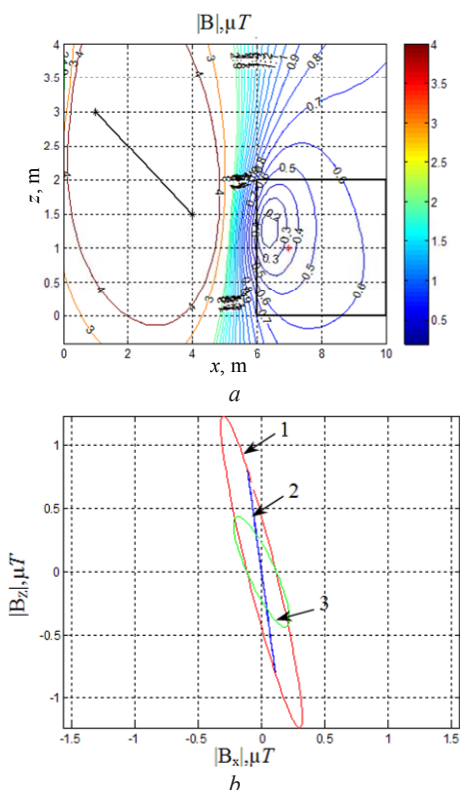


Fig. 5. Isolines of resultant magnetic flux density with the active shielding system is on (*a*) and space-time characteristics of magnetic flux density: initial (1), shielding coil (2) and resultant magnetic flux density with the systems of active shielding is on (3) (*b*) in a single-story cottage

Despite the fact that in all three variants the minimum magnetic flux density value in the screening zone also is  $0.2 \mu\text{T}$ , however, in variant (a), the magnetic flux density does not exceed the level of sanitary norms of  $0.5 \mu\text{T}$  in a zone of 6 m up to 15 m., and in the variant (b) and (c), this shielding zone decreases to 8–9 m. Thus, from the point of view of providing the greatest shielding zone of the MF, the most preferable is variant (a). And from the point of view of the simplicity of SC implementing, the most preferable, apparently, is variant (b).

Naturally, the STC of the initial MF at this point has the same form (curve 1). However, the position of the STC MF of SC and the resultant MF for the three options considered are somewhat different. In particular, the initial MF at the point under consideration is most strongly shielded in variant (a).

**Experimental research.** Consider the field experimental research of the full scale SAS layout with three variants of SC spatial arrangement. All SC of the full scale SAS layout is a square shape, contains 20 winds and is powered by amplifier type TDA7294. The SAS contains an external Magnetic Flux Density controller and an internal current controller. An inductive sensor is used as an Magnetic Flux Density sensor, and the MF measurement is performed by EMF-828 type magnetometer of the Lutron firm [49]. The SAS is powered by an autonomous source.

Figure 6,a shows a picture of the position of SC of SAS for the variant (a). The upper branch of SC is located at a height of 4.0 m from the ground, and the lower branch is located at a height of 2.6 m from the ground. Fig. 6,a shows the experimental isolines of the resultant magnetic flux density with the SAS is on in the variant (a). As can be seen from Fig. 6,a, the minimum magnetic flux density experimental value in the screening zone is  $0.2 \mu\text{T}$ . The initial MF generated by the HVPL group in the shielding zone exceeds the level of  $1 \mu\text{T}$  and, therefore, the maximum experimental shielding factor of the SAS is 5.

Figure 7,a shows a picture of the spatial arrangement of SC of SAS for the variant (b). The upper branch of SC is located at a height of 0.5 m from the ground, and the lower branch is located at and the lower branch is located on the ground.

Figure 7,b shows the experimental isolines of the resultant magnetic flux density with the SAS is on in the variant (a). As can be seen from Fig. 7,b, the minimum magnetic flux density experimental value in the screening zone also as for variant (a) is  $0.2 \mu\text{T}$ , and, therefore, the maximum experimental shielding factor of the SAS for the variant (b) also as for variant (a) equals 5.

Figure 8,a shows a picture of the spatial arrangement of SC of SAS for the variant (c). The upper branch of SC is located at a height of 3.0 m from the ground, and the lower branch is located at a height of 1.5 m from the ground. Fig. 8,b shows the experimental isolines of the resultant magnetic flux density with the ASS is on in the variant (c). As can be seen from Fig. 8,b, the minimum magnetic flux density experimental value in the screening zone also as for variant (a) and for variant (b) is  $0.2 \mu\text{T}$ , and, therefore, the maximum experimental efficiency of the SAS for the variant (c) also as for variant (a) and for variant (b) is 5.

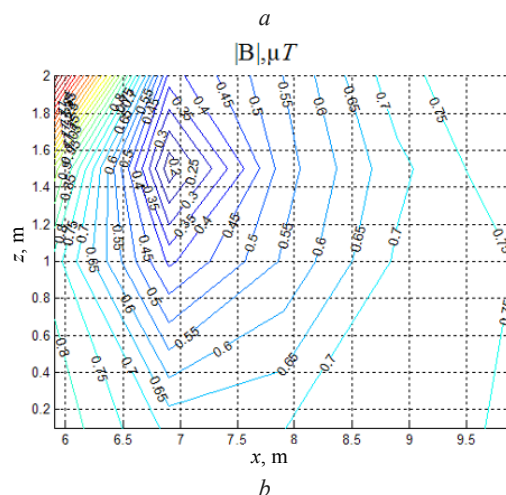
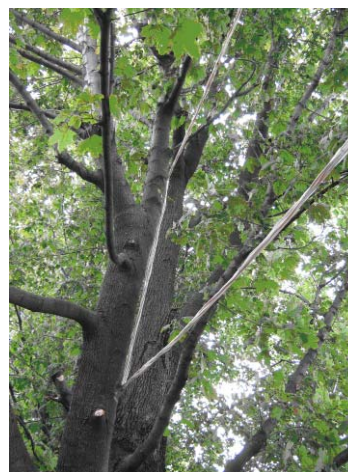


Fig. 6. Picture of the shielding coil (a) and the experimental isolines of the resultant magnetic flux density with the systems of active shielding is on (b)

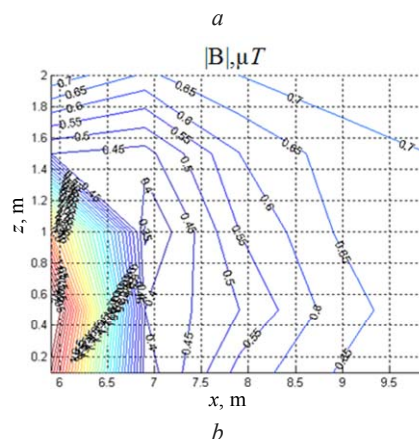
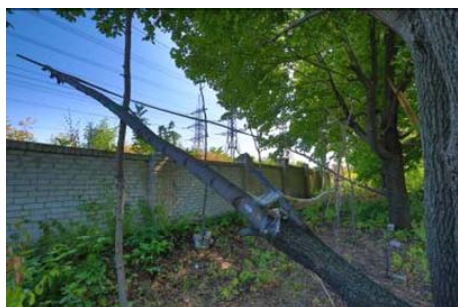
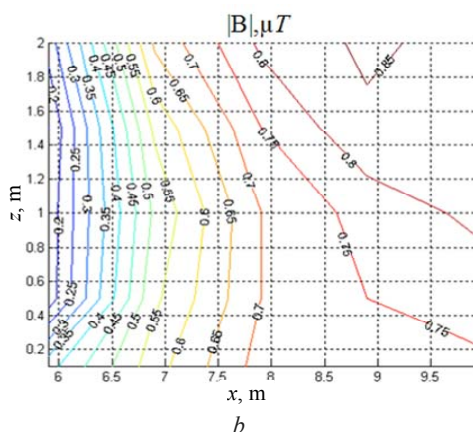


Fig. 7. Picture of the shielding coil (a) and the experimental isolines of the resultant magnetic flux density with the systems of active shielding is on (b)





a



b

Fig. 8. Picture of the shielding coil (a) and the experimental isolines of the resultant magnetic flux density with the systems of active shielding is on (b)

A comparison of the results of the MF distribution of the synthesized ASS which shown in Fig. 3,a, Fig. 5,a with the experimental distributions of the SAS, which shown in Fig. 6,b, showed that they differ by not more than 20 %.

In conclusion, we note that, of course, it would be tempting not to solve the rather difficult task of synthesizing the SAS in the form of a multi-criteria game (2), but to immediately place the SC in a convenient place, in terms of simplicity of practical implementation, and experimentally adjust the SAS controls. The authors have tried to implement this option SAS, whose spatial location of SC was intuitively chosen. The upper branch of SC has coordinates (4.9, 4.2), and the lower branch has coordinates (6.9, 0.0). A spatial arrangement of such SC is shown in Fig. 9. The upper branch SC is located at a height of 4.2 m from the ground, and the lower branch is located at ground level.



Fig. 9. Picture of the shielding coil, the spatial arrangement of which were chosen without system synthesis

However, with this SC, it was not possible to adjust the SAS regulators with the desired efficiency. Then they

changed the position of the lower branch of the SC, so that the coordinates of which were equal (4.9, 0.0), (2.9, 0.0) and (4.9, 1.0). However, it is also not possible to obtain a demand for efficiency with such a spatial arrangement of SC. Then the SAS was synthesized, the spatial position of the SC was determined, and the upper branch of the SC was set at a height of 3 m, which corresponds to variant (a). The spatial arrangement of such a SC is shown in Fig. 6,a. With this SC it was possible to get the shielding factor of the SAS more than five units.

In conclusion, we note that using single-circuit SAS containing single SC can effectively screen a MF with a small polarization. The STC of such MF is a very elongated ellipse whose ellipse coefficient (ratio of the smaller semiaxis to the larger half-axis) is seeks to zero. SC of single-circuit SAS 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 MF with ASS is on is significantly smaller than the STS of the initial MF, which determines the high efficiency of such single-circuit SAS. Single-circuit power lines with horizontal and vertical bus arrangement, double-circuit power lines such as «barrel», «tree» and «inverted tree» generate a MF with a weak polarization. Exactly for such power lines, single-circuit SAS with single SC is most widely used in world practice [2].

The most polarized MF generated by a single-circuit power line with «triangle» type current conductors arrangement. The STC of such a MF is practically a circle. Therefore, for effective screening of such MF it is necessary to have two SC at least [5].

### Conclusions.

1. For the first time the synthesis of robust single-circuit systems of active shielding of magnetic field, generated by group of high voltage power lines, with different spatial arrangement of the single shielding coil carried out.
2. The synthesis of robust systems of active shielding is based on multi-criteria game decision, which is based on multiswarm stochastic multi-agent optimization from Pareto-optimal solutions.
3. As a result of the synthesis of a single-circuit systems of active shielding, three variants of the spatial arrangement of the shielding coil were selected, which are of the greatest interest from the point of view of the practical implementation.
4. Field experimental research of the effectiveness of single-circuit systems of active shielding of magnetic field generated by group of overhead high voltage power lines for three variants of the spatial arrangement of the shielding coil carried out. The shielding factor of system of active shielding equals more than 4 units. Comparison of the results of experimental and calculated values of magnetic flux density in the shielding zone shows that their spread does not exceed 20 %.
5. System reduce the level of the initial magnetic flux density throughout the considered residential area up to the Ukraine sanitary norms level and has less sensitivity to plant parameters variations in comparison with the known systems.

## REFERENCES

1. Rozov V.Yu., Reutskiy 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).
2. Active Magnetic Shielding (Field Cancellation). Available at: <http://www.emfservices.com/afcs.html> (accessed 10 September 2012).
3. Ter Brake H.J.M., Huonker R., Rogalla H. New results in active noise compensation for magnetically shielded rooms. *Measurement Science and Technology*, 1993, Vol. 4, Issue 12, pp. 1370-1375. doi: **10.1088/0957-0233/4/12/010**.
4. Celozzi S., Garzia F. Active shielding for power-frequency magnetic field reduction using genetic algorithms optimization. *IEE Proceedings – Science, Measurement and Technology*, 2004, Vol.151, no.1, pp. 2-7. doi: **10.1049/ip-smt:20040002**.
5. Shenkman A., Sonkin N., Kamensky V. Active protection from electromagnetic field hazards of a high voltage power line. *HAIT Journal of Science and Engineering. Series B: Applied Sciences and Engineering*, Vol. 2, Issues 1-2, pp. 254-265.
6. Beltran H., Fuster V., García M. Magnetic field reduction screening system for a magnetic field source used in industrial applications. *9 Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica (9 CHLIE)*, Marbella (Málaga, Spain), 2005, pp. 84-99.
7. Rozov V.Yu., Grinchenko V.S., Pelevin D.Ye., Chunikhin K.V. Simulation of electromagnetic field in residential buildings located near overhead lines. *Technical electrodynamics*, 2016, no.3, pp. 6-8. (Rus).
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. Celozzi S. Active compensation and partial shields for the power-frequency magnetic field reduction. *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Minneapolis, USA, 2002, pp. 222-226. doi: **10.1109/isemc.2002.1032478**.
10. Celozzi S., Garzia F. Magnetic field reduction by means of active shielding techniques. *Environmental Health Risk II*, 8 September, 2003, pp. 64-73. doi: **10.2495/ehr030091**.
11. The World Health Organization. The International EMF Project. [Online]. Available at: <http://www.who.int/peh-emf/project/en/>. (accessed 17 February 2017).
12. *Electrical installation regulations. 5th ed.* The Ministry of Energy and Coal Mining of Ukraine, 2014. 277 p. (Ukr).
13. Cruz Romero P., Izquierdo Mitchell C., Burgos Payan, M. Optimal split-phase configurations. In *Proceedings of the 2001 IEEE Porto Power Tech Proceedings* (Cat. No.01EX502), Porto, Portugal, 10-13 September 2001, vol.3, p. 5.
14. Cruz Romero P., Izquierdo C., Burgos M., Ferrer L.F., Soto F., Llanos C., Pacheco J.D. Magnetic field mitigation in power lines with passive and active loops. In *Proceedings of the CIGRE Session*, Paris, France, 25-30 August 2002.
15. Barsali S., Giglioli R., Poli D. Active shielding of overhead line magnetic field: Design and applications. *Electric Power Systems Research*, 2014, vol.110, pp. 55-63. doi: **10.1016/j.epr.2014.01.005**.
16. Del Pino Lopez J.C., Romero P.C. Influence of Different Types of Magnetic Shields on the Thermal Behavior and Ampacity of Underground Power Cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2011, vol.26, no.4, pp. 2659-2667. doi: **10.1109/tpwr.2011.2158593**.
17. Del Pino-Lopez J.C., Cruz-Romero P., Serrano-Iribarnegaray L. Impact of electromagnetic losses in closed two-component magnetic shields on the ampacity of underground power cables. *Progress in electromagnetics research*, 2013, vol.135, pp. 601-625. doi: **10.2528/pier12112303**.
18. del-Pino-López J.C., Giaccone L., Canova A., Cruz-Romero P. Design of active loops for magnetic field mitigation in MV/LV substation surroundings. *Electric Power Systems Research*, 2015, vol.119, pp. 337-344. doi: **10.1016/j.epr.2014.10.019**.
19. del Pino Lopez J.C., Giaccone L., Canova A., Cruz Romero P. Ga-based active loop optimization for magnetic field mitigation of MV/LV substations. *IEEE Latin America Transactions*, 2014, vol.12, no.6, pp. 1055-1061. doi: **10.1109/ta.2014.6894000**.
20. 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**.
21. Canova A., del-Pino-Lopez J.C., Giaccone L., Manca M. Active Shielding System for ELF Magnetic Fields. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2015, vol.51, no.3, pp. 1-4. doi: **10.1109/tmag.2014.2354515**.
22. Femia N., Petrone G., Spagnuolo G., Vitelli M. Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, vol.20, no.4, pp. 963-973. doi: **10.1109/tpe.2005.850975**.
23. Kuznetsov B.I., Turenko A.N., Nikitina T.B., Voloshko A.V., Kolomiets V.V. Method of synthesis of closed-loop systems of active shielding magnetic field of power transmission lines. *Technical electrodynamics*, 2016, no.4, pp. 8-10. (Rus).
24. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Voloshko A.V., Bovdyj I.V., Vinichenko E.V., Kobilyanskiy B.B. Synthesis of an active shielding system of the magnetic field of power lines based on multiobjective optimization. *Electrical engineering & electromechanics*, 2016, no.6, pp. 26-30. (Rus). doi: **10.20998/2074-272X.2016.6.05**.
25. 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**.
26. Ranković A. Novel multi-objective optimization method of electric and magnetic field emissions from double-circuit overhead power line. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2016, vol.27, no.2, p. e2243 doi: **10.1002/etep.2243**.
27. Ummels M. *Stochastic Multiplayer Games Theory and Algorithms*. Amsterdam University Press, 2010. 174 p.
28. Rozov V.Yu., Reutskiy 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).
29. 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**.
30. 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**.
31. 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**.
32. 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**.
33. 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](https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100538).
34. Zagirnyak M., Serhienko S., Chornyi 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](https://doi.org/10.1109/ukrcon.2017.8100446).
35. 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](https://doi.org/10.1109/mees.2017.8248934).
36. 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](https://doi.org/10.1109/ukrcon.2017.8100302).
37. 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](https://doi.org/10.1134/s106183091402003x).
38. Clerc M. *Particle Swarm Optimization*. London, ISTE Ltd., 2006. 244 p. doi: [10.1002/9780470612163](https://doi.org/10.1002/9780470612163).
39. Shoham Y., Leyton-Brown K. *Multiagent Systems: Algorithmic, Game-Theoretic, and Logical Foundations*. Cambridge University Press, 2009. 504 p.
40. Xiaohui Hu, Eberhart R.C., Yuhui Shi. Particle swarm with extended memory for multiobjective optimization. *Proceedings of the 2003 IEEE Swarm Intelligence Symposium. SIS'03* (Cat. No.03EX706). doi: [10.1109/sis.2003.1202267](https://doi.org/10.1109/sis.2003.1202267).
41. Michalewicz Z., Schoenauer M. Evolutionary Algorithms for Constrained Parameter Optimization Problems. *Evolutionary Computation*, 1996, vol.4, no.1, pp. 1-32. doi: [10.1162/evco.1996.4.1.1](https://doi.org/10.1162/evco.1996.4.1.1).
42. Parsopoulos K.E., Vrahatis, M.N. Particle Swarm Optimization Method for Constrained Optimization Problems. *In Proceedings of the Euro-International Symposium on Computational Intelligence*, 2002, pp. 174-181.
43. Pulido G.T., Coello C.A.C. A constraint-handling mechanism for particle swarm optimization. *Proceedings of the 2004 Congress on Evolutionary Computation* (IEEE Cat. No.04TH8753). doi: [10.1109/cec.2004.1331060](https://doi.org/10.1109/cec.2004.1331060).
44. Ray T., Liew K.M. A Swarm Metaphor for Multiobjective Design Optimization. *Engineering Optimization*, 2002, vol.34, no.2, pp. 141-153. doi: [10.1080/03052150210915](https://doi.org/10.1080/03052150210915).
45. Coello Coello C.A., Reyes-Sierra M. Multi-Objective Particle Swarm Optimizers: A Survey of the State-of-the-Art. *International Journal of Computational Intelligence Research*, 2006, vol.2, no.3, pp. 287-308. doi: [10.5019/j.ijcir.2006.68](https://doi.org/10.5019/j.ijcir.2006.68).
46. De Freitas Vaz A.I., Da G. Pinto Fernandes E.M. Optimization of nonlinear constrained particle swarm. *Technological and Economic Development of Economy*, 2006, vol.12, no.1, pp. 30-36. doi: [10.3846/13928619.2006.9637719](https://doi.org/10.3846/13928619.2006.9637719).
47. Zilzter Eckart. *Evolutionary algorithms for multiobjective optimizations: methods and applications*. Ph. D. Thesis Swiss Federal Institute of Technology. Zurich, 1999. 114 p.
48. Xin-She Yang, Zhihua Cui, Renbin Xiao, Amir Hossein Gandomi, Mehmet Karamanoglu. *Swarm Intelligence and Bio-Inspired Computation: Theory and Applications*, Elsevier Inc., 2013. 450 p
49. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Voloshko A.V., Bovdyj I.V., Vinichenko E.V., Kobilyanskiy B.B. Experimental research of magnetic field sensors spatial arrangement influence on efficiency of closed loop of active screening system of magnetic field of power line. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no.1, pp. 16-20. doi: [10.20998/2074-272X.2017.1.03](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.1.03).

Received 23.04.2019

B.I. Kuznetsov<sup>1</sup>, Doctor of Technical Science, Professor,  
T.B. Nikitina<sup>2</sup>, Doctor of Technical Science, Professor,  
I.V. Bovdui<sup>1</sup>, Candidate of Technical Science,

<sup>1</sup> 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

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

О.Ю. Лозинський, А.О. Лозинський, Я.С. Паранчук, Р.Я. Паранчук

## СИНТЕЗ ТА АНАЛІЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИМ РЕЖИМОМ ДУГОВОЇ ПЕЧІ НА ОСНОВІ РОЗПОДІЛУ ТРИВИМІРНОГО ВЕКТОРА СТРУМІВ ФАЗ

*Мета.* Метою статті є створення методу оперативного синтезу сигналу керування електричним режимом (ЕР) дугової сталеплавильної печі (ДСП) на основі тривимірного вектора струмів фаз, що враховує стохастичну природу процесів у плавильному просторі, силовому електричному колі печі, має низьку чутливість до зміни параметрів об'єкта керування та розроблення структури системи керування для його реалізації. *Методика.* В основу створеного методу керування покладено положення статистичної теорії динамічних систем, а також положення статистичної теорії оптимального керування на основі рівняння Фоккера-Планка-Колмогорова, що дає змогу синтезувати оперативне керування за критерієм наближення густини розподілу регульованої координати до  $\delta$ -функції, тобто мінімізувати дисперсію тривимірного вектора струмів фаз (дуг) дугової печі. *Результати.* Отримано систему рівнянь для оперативного в режимі *on-line* розрахунку керуючих впливів тиристорного комутатора фазних дроселів, що включені у силове коло живлення трифазних дуг, та структурну схему адаптивного контура формування дисперсії тривимірного вектора струмів дуг дугової печі для реалізації адаптивного оптимального керування. *Наукова новизна.* Вперше на основі рівняння Фоккера-Планка-Колмогорова отримано систему рівнянь, що подають математичну модель стохастичного адаптивного оптимального керування електричним режимом дугової сталеплавильної печі за критерієм мінімуму дисперсії тривимірного вектора струмів дуг, що дає змогу у порівнянні з відомими методами підвищити динамічну точність стабілізації струмів дуг на рівні заданих за критеріями енергоефективності та електромагнітної сумісності значень. *Практична цінність.* Реалізація запропонованої моделі адаптивного оптимального керування та структурної схеми системи для її реалізації дасть змогу у порівнянні з серійними регуляторами потужності дуг поліпшити динамічну точність стабілізації струмів дуг на рівні заданих оптимальних уставок і на основі цього комплексно поліпшити показники енергоефективності та електромагнітної сумісності режимів дугової печі та електромережі. Бібл. 18, рис. 5.

*Ключові слова:* дугова сталеплавильна піч, електричний режим, тривимірний вектор струмів фаз, стохастичне керування, дисперсія, оптимізація, адаптація, контур регулювання струмів дуг.

*Цель.* Целью статьи является создание метода оперативного синтеза сигнала управления электрическим режимом (ЕР) дуговой сталеплавильной печи (ДСП) на основе трехмерного вектора токов фаз, который учитывает стохастическую природу процессов в плавильном пространстве, силовой электрической цепи печи, имеет низкую чувствительность к изменению параметров объекта управления и разработка структуры системы управления для его реализации. *Методика.* В основе созданного метода управления использованы положения статистической теории динамических систем, а также положение статистической теории оптимального управления на основе уравнения Фоккера-Планка-Колмогорова, что позволяет синтезировать оперативное управление по критерию приближения плотности распределения регулируемой координаты к  $\delta$ -функции, то есть минимизировать дисперсию трехмерного вектора токов дуг дуговой печи. *Результаты.* Получена система уравнений для оперативного в режиме *on-line* расчета управляющих воздействий тиристорного коммутатора фазных дроселей, включенных в силовую цепь питания трехфазных дуг, и структурную схему адаптивного контура формирования дисперсии трехмерного вектора токов фаз дуговой печи для реализации адаптивного оптимального управления. *Научная новизна.* Впервые на основе уравнения Фоккера-Планка-Колмогорова получена система уравнений, представляющих математическую модель стохастического адаптивного оптимального управления электрическим режимом дуговой сталеплавильной печи по критерию минимума дисперсии трехмерного вектора токов дуг, что позволяет по сравнению с известными методами повысить динамическую точность стабилизации токов дуг на уровне заданных по критериям энергоэффективности и электромагнитной совместимости значений. *Практическая ценность.* Реализация предложенной модели адаптивного оптимального управления и структурной схемы системы для ее реализации позволяет по сравнению с серийными регуляторами мощности дуг улучшить динамическую точность стабилизации токов дуг на уровне заданных оптимальных уставок и на основе этого комплексно улучшить показатели энергоэффективности и электромагнитной совместимости режимов дуговой печи и электросети. Библ. 18, рис. 5.

*Ключевые слова:* дуговая сталеплавильная печь, электрический режим, трехмерный вектор токов фаз, стохастическое управление, дисперсия, оптимизация, адаптация, контур регулирования токов дуг.

**Вступ.** Дугові сталеплавильні печі – це потужні електротехнологічні установки, що відносяться до класу складних систем і характеризуються вкрай випадковим, динамічним, нелінійним, пофазно несиметричним характером навантаженням та неперервною дією інтенсивних координатних та параметричних збурень у дугових проміжках та силовому колі живлення трифазних дуг. Вказані характеристики навантаження ускладнюють процес керування такими об'єктами та накладають відповідні обмеження на системотехніку – моделі, методи та підходи для удосконалення існуючих систем керування режимами та регулювання електричних координат.

Проблема комплексного покращення показників енергоефективності та електромагнітної сумісності дугових сталеплавильних печей (ДСП) диктується необхідністю підвищення конкурентоспроможності електросталей та високолегованих сплавів на внутрішньому та зовнішньому ринку металопродукції. Її стан у значній мірі визначається рівнем досконалості систем автоматичного керування (САК) електричними режимами (ЕР) дугових сталеплавильних печей, що характеризується швидкістю та динамічною точністю регулювання координат (перш за все струмів дуг), ефективністю моделей керування електрич-

© О.Ю. Лозинський, А.О. Лозинський, Я.С. Паранчук, Р.Я. Паранчук

ними режимами, ідентифікацією станів та прогнозуванням перебігу технологічного процесу електросталеплавлення.

Очевидно, що для таких електротехнологічних нелінійних стохастичних об'єктів керування з діапазоном встановленої потужності силового електрообладнання 1...175 МВА найдоцільніше використовувати моделі, які базуються на ймовірнісних характеристиках процесів керування і які найповніше відповідають природі процесів, що в них протікають. Ефективність та повнота розв'язання задач керування взагалі, та адаптивного оптимального зокрема, електричними режимами електросталеплавлення визначаються, перш за все, швидкістю та динамічною точністю регулювання координат електричного режиму і найважливіше струмів дуг.

**Постановка проблеми.** Складність задач сучасної теорії адаптивного оптимального керування стохастичними динамічними об'єктами та процесами вимагає удосконалення математичного апарату їх опису, ідентифікації та моделей синтезу керування, а також вимагає значних обчислювальних потужностей цифрових засобів (мікроконтролерів, мікропроцесорних пристроїв) для реалізації процесів ідентифікації та керування в режимі реального часу.

Нажаль, керування режимами на переважній більшості дугових сталеплавильних печах реалізується на основі класичних детермінованих моделей ідентифікації станів, параметрів, пофазного регулювання координат та керування режимами, які не відповідають стохастичній пофазно взаємозв'язаній природі процесів, що лежать в основі їх функціонування.

Тому, на наш погляд, найдоцільнішим підходом у вирішенні окресленої вище проблеми є удосконалення існуючих та створення нових ефективних методів та підходів для задач керування режимами та регулювання координат, зокрема оперативного формування керуючих впливів на основі тривимірного вектора струмів фаз і його ймовірнісних характеристик.

**Огляд останніх публікацій.** Уперше теоретичні засади стохастичних моделей формування керуючого впливу для електромеханічної системи переміщення електродів трифазних ДСП опубліковано у роботі [1]. Коефіцієнти взаємозв'язку між середньовипрямленими струмами дуг, що входять у створену модель ДСП, запропоновано визначати на основі ймовірнісного аналізу та з врахуванням кореляційних взаємозв'язків фазних процесів у пічному просторі трифазної дугової печі. Отримана в цій роботі модель керування електричним режимом ДСП дає змогу коригувати керуючі сигнали типових регуляторів електричного режиму за струмом  $i$ , тим самим, уникати помилкових спрацювань регулятора  $i$ -тої фази (усувати хибні переміщення електродів) через збурення в сусідніх фазах. За такої моделі керування покращується пофазна автономність керування електричним режимом, що, у свою чергу, дещо підвищує продуктивність електрометалургійної установки. Але за допомогою такої моделі реалізувати задекларований вище підхід керування режимами трифазної ДСП є неможливо.

Аналогічно, задачі пофазної автономізації керування електричним режимом за фазами дугової печі

на основі врахування стохастичних параметрів збурень сусідніх фаз присвячена робота [2]. Згідно з цією роботою сигнал, що формується на переміщенням електрода в кожній фазі, адитивно формується із сигналів розузгодження всіх трьох фаз, які нормуються коефіцієнтами ваги. Для знаходження значень цих коефіцієнтів отримано математичну модель, яка описує реакції такого складного об'єкта як ДСП на попередньо синтезовані керуючі впливи та процеси збурень, що переводять електричний режим печі в той чи інший стан. У кінцевому випадку, ці коефіцієнти представляють собою також якісь усереднені на деякому часовому інтервалі коефіцієнти ваги сигналів розузгоджень режимів фаз. Тим не менше, тут потрібно зауважити, що в цій роботі вперше зазначено, що оптимізацію системи регулювання електричного режиму ДСП потрібно проводити з орієнтацією на таку інтегральну характеристику режиму, як дисперсія тривимірного вектора струмів дуг, але конкретних рішень у цьому напрямі у вказаній роботі не запропоновано.

У роботі [3] для аналізу й синтезу систем керування електроприводами, які перебувають під дією випадкових збурень, обгрунтовано доцільність використання ймовірнісного підходу. За такого підходу забезпечується адекватна реакція САК на процеси та збурення, які мають місце в об'єкті керування. У цій роботі опрацьовано метод формування дисперсії регульованої координати, тобто метод стохастичної динамічної стабілізації для застосування в задачах стабілізації координат електромеханічних систем з випадковими збуреннями. При його реалізації представляється можливість керувати дисперсією вихідної координати динамічної системи у відповідності з поточними вимогами та умовами функціонування об'єкта керування, зокрема такого, як дугова сталеплавильна піч.

У роботі [4] опрацьовано математичний опис електромеханічної системи регулювання положення електродів, на основі якого виконується «on-line» синтез бажаних динамічних характеристик процесу зміни стану на основі інтегральних критеріїв якості. Запропонований підхід ґрунтується на врахуванні пофазної взаємозв'язаності електричних режимів, що спричиняється особливостями параметрично несиметричного силового кола живлення трифазних дуг та імпедансного чи диференційного закону формування сигналу керування на переміщення електродів. Але ця робота, як і попередня, по своєму задуму далека від ідеї застосування для керування процесами в дугових сталеплавильних печах ідеї формування тривимірного вектора струмів дуг і його стохастичних характеристик.

Запропоновані в роботах [5-9] математичні та комп'ютерні моделі керування електричними режимами трифазних дугових сталеплавильних печей мають певні переваги та недоліки поміж собою з точки зору повноти та точності опису режимів, ідентифікації станів, зручностей в користуванні та переналагодженні, але вони не відповідають окресленим вище вимогам до показників енергоефективності та електромагнітної сумісності режимів у повній мірі, у першу чергу через неадекватність моделей керування до характеру

реальних процесів зміни координат ЕР, а також через високий рівень чутливості отримуваної динаміки до зміни параметрів об'єкта керування, що є вкрай небезпечним в умовах неперервної дії стохастичних параметричних збурень у силовому колі печі та у фазних дугових проміжках.

**Метою роботи** є розроблення системних та структурних рішень для оперативного синтезу сигналу керування електричним режимом дугової сталеплавильної печі на основі тривимірному вектора струмів дуг, що враховує стохастичну природу процесів у плавильному просторі та силовому колі живлення трифазних дуг і має низьку чутливість до зміни параметрів об'єкта керування, використання яких у порівнянні з відомими рішеннями дає змогу підвищити динамічну точність стабілізації струмів дуг на рівні заданих за критеріями енергоефективності та електромагнітної сумісності значень.

**Науковою задачею** є створення методу адаптивного оптимального керування електричним режимом дугової сталеплавильної печі за критерієм мінімуму густини розподілу тривимірному вектора струмів фаз та структурної схеми системи керування для його реалізації, що у порівнянні з відомими методами керування дає змогу підвищити динамічну точність стабілізації струмів дуг на рівні заданих (зокрема, оптимальних) значень і, тим самим, покращити показники енергоефективності та електромагнітної сумісності режимів дугової сталеплавильної печі та електромережі живлення.

**Виділення не вирішених раніше частин загальної проблеми.** Динаміка регулювання координат ЕР ДСП, зокрема струмів дуг, на переважній більшості існуючих (серійних, типових) систем керування процесом електросталеплавлення (потужністю дуг) не відповідають у повній мірі високим сучасним вимогам до показників енергоефективності та електромагнітної сумісності режимів дугової печі та електромережі живлення. Тому проблема створення ефективних системних, схемних та алгоритмічних рішень, які скеровані на підвищення швидкодії процесів регулювання струмів фаз (дуг) і комплексного поліпшення на основі цього показників енергоефективності та електромагнітної сумісності режимів на сьогодні для електротеталургійної галузі є важливою та актуальною.

**Виклад основного матеріалу дослідження.** У даній роботі термін «оптимальність» використовується у вузькому сенсі, за якого система автоматичного керування оцінюється лише показниками якості динамічних процесів, причому одним з критеріїв цієї якості виступає інтегральний показник якості – узагальнена дисперсія регульованої координати. Такий опис критеріїв якості дає змогу застосовувати для знаходження оптимального управління сучасний добре розроблений математичний апарат оптимізації.

Під дією потоків випадкових збурень і керуючих впливів електричний режим (який оцінюється стохастичними характеристиками струмів дуг) трифазної дугової печі може знаходитися в різних станах.

Визначимо ці стани тривимірним вектором струмів фаз, який характеризує електричний режим дугової печі упродовж компанії плавки як:

**1** – стан, який характеризується заданими (необхідними) значеннями координат електричного режиму, зокрема заданими значеннями струмів дуг;

**2** – стан, який характеризується відхиленнями струмів дуг в область допустимих директивних відхилень;

**3** – стан, який характеризується відхиленнями струмів дуг в область великих, зокрема екстремальних відхилень – коротких замикань, обривів дуг та близьких до них.

Зрозуміло, що поняття знаходження в тому чи іншому стані пов'язується з якимось визначеним проміжком часу  $T_0$ . Граф станів тривимірному вектора станів електричного режиму дугової сталеплавильної печі зображено на рис. 1.

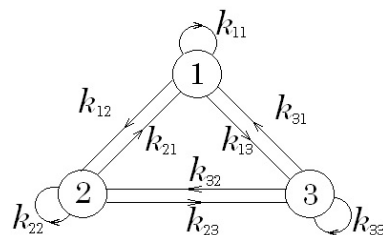


Рис. 1. Граф станів електричного режиму дугової сталеплавильної печі –  $k_{1,1}(t), k_{1,2}(t), k_{2,1}(t), k_{2,2}(t), k_{1,3}(t), k_{2,3}(t), k_{3,3}(t), k_{3,1}(t), k_{3,2}(t)$  – інтенсивності переходу режиму зі стану в стан

Кожен з цих станів пропонується ідентифікувати за допомогою значення інтегрального параметра (показника), яким є узагальнена дисперсія тривимірному вектора струмів дуг ДСП. У свою чергу, цей інтегральний показник визначається як детермінант матриці моментів другого порядку, або кореляційної матриці [10], і характеризує він величину відхилень вектора струмів дуг трифазної дугової печі від бажаного стану.

Отож, прийнявши позначення тривимірному вектора регульованих координат (для розглядуваної задачі струмів дуг) як

$$I_a = y = |y_1 \ y_2 \ y_3|,$$

отримаємо вираз для дисперсії тривимірному вектора у вигляді:

$$D_{I_a} = D_y = \det A_y,$$

де  $A_y$  – кореляційна матриця, або матриця моментів другого порядку виду:

$$A_y = \begin{vmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} & \lambda_{13} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} & \lambda_{23} \\ \lambda_{31} & \lambda_{32} & \lambda_{33} \end{vmatrix}.$$

Критерієм функціонування такої динамічної системи є бажаний рівень ймовірності знаходження системи в стані **1** упродовж часу розплавлення шихти. З урахуванням сказаного вище, вираз для густини тривимірному вектора регульованої координати запишемо як:

$$p(y_1, y_2, y_3) = \frac{1}{(2/\pi)^{3/2} \sqrt{\det A_y}} \times \exp \left[ -\frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^3 \Lambda_{y_{i,j}}^{-1} \cdot |y_i - \bar{y}_i| \cdot |y_j - \bar{y}_j| \right], \quad (1)$$

де  $A_{y_{i,j}}^{-1} = \frac{1}{\det A_y} \cdot A_{i,j}$  – елементи оберненої матриці

$A_y^{-1}$ ;  $A_{i,j}$  – відповідні елементи приєднаної матриці, а

ймовірність перебування електричного режиму дугової печі у тому чи іншому стані знайдемо як інтеграл від густини (1):

$$P(y_1, y_2, y_3) = \int_0^{y_1^*} \int_0^{y_2^*} \int_0^{y_3^*} p(y_1, y_2, y_3) dy_1 dy_2 dy_3,$$

де  $y_1^*$ ,  $y_2^*$ ,  $y_3^*$  – максимальні значення зміни координат електричного режиму, наприклад, значення струмів короткого замикання за фазами ДСП.

Зрозуміло, що чим меншою буде дисперсія тривимірного вектора регульованої координати (струмів дуг для дугової сталеплавильної печі), тим більшою буде ймовірність стану, який ідентифікує така величина дисперсії, тобто стану 1. З врахуванням того, що в реальному об'єкті ми маємо потік збурень і потік керуючих впливів, які змінюють стан системи (стан електричного режиму), модель динаміки станів запишемо у вигляді рівняння Колмогорова-Чепмена [11]:

$$\frac{dP_i(t)}{dt} = \sum_{j=1}^3 P_{j,i} \cdot k_{j,i}(t) - \sum_{j=1}^3 P_i \cdot k_{i,j}(t),$$

а система рівнянь для визначення ймовірностей окремих станів запишеться як:

$$\begin{aligned} \frac{dP_1(t)}{dt} &= -P_1(t) \cdot [k_{12}(t) + k_{13}(t)] + k_{21}(t) \cdot P_2(t) + \\ &+ k_{31}(t) \cdot P_3(t); \\ \frac{dP_2(t)}{dt} &= -P_2(t) \cdot [k_{21}(t) + k_{23}(t)] + k_{12}(t) \cdot P_1(t); \quad (2) \\ \frac{dP_3(t)}{dt} &= -P_3(t) \cdot [k_{31}(t) + k_{32}(t)] + k_{13}(t) \cdot P_1(t). \end{aligned}$$

З приведеної системи рівнянь (2) і графа рис. 1 можна зробити висновок, що інтенсивності переходів  $k_{21}(t)$ ;  $k_{31}(t)$ ;  $k_{32}(t)$  формуються керуючими впливами системи керування, які виводять електричний режим дугової печі з небажаних станів 2 і 3, а особливо зі стану 3 у стан 1. У той же час, інтенсивності переходів  $k_{12}(t)$ ;  $k_{13}(t)$ ;  $k_{23}(t)$  зумовлюються збуреннями, які діють у плавильному просторі та силовому колі ДСП.

У роботах [12-15] опрацьовано метод формування ефективних керуючих впливів, а саме метод формування вектора керуючих впливів так званого другого (швидкодійного електричного) контуру регулювання струмів дуг, включеного в структуру існуючих (серійних) одноконтурних системи керування електричним режимом дугової сталеплавильної печі. Основною особливістю такої двоконтурної структури системи керування електричного режиму дугової печі є висока швидкодія регулювання струмів дуг (час регулювання струмів складає 0.03-0.04 с), що дає змогу суттєво поліпшити динаміку регулювання, тобто отримати високу динамічну точність стабілізації струмів дуг і, тим самим, з високою точністю керувати динамікою графа станів, зокрема переводити електричний режим дугової печі в стани 1 чи 2.

Функціональна схема такої двоконтурної системи керування ЕР дугової печі показана на рис. 2. Ця система містить традиційний електромеханічний (чи електрогідрравлічний) контур регулювання довжин дуг ЕМКРДД (його традиційно називають регулятор потужності дуг), якому властива відносно велика інерційність, через що робота такого регулятора потужності дуг супроводжується значною дисперсією координат ЕР – довжин, напруг, струмів та потужностей дуг.

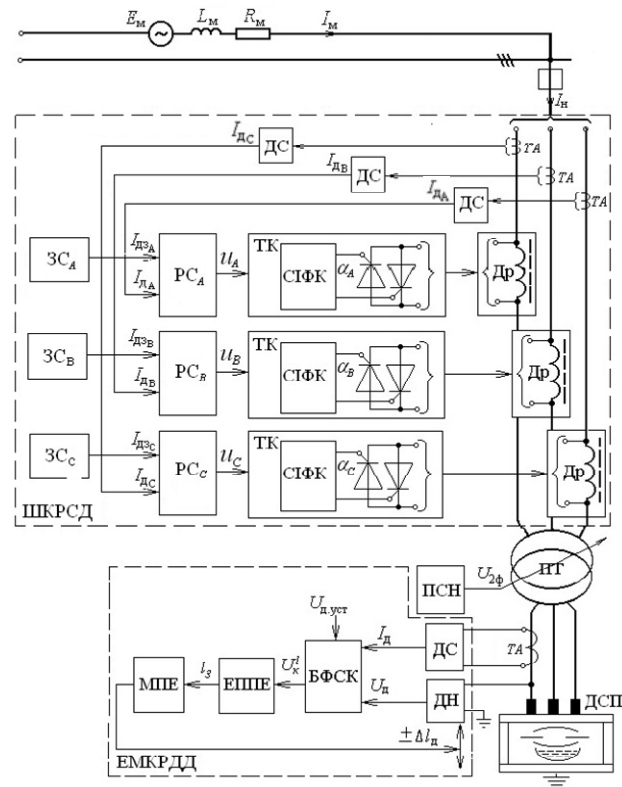


Рис. 2. Функціональна схема двоконтурної системи керування електричним режимом дугової сталеплавильної печі

У кожен фазний канал цього контуру входять давчі напруги (ДН) і струму (ДС) дуг, блок формування сигналу керування (БФСК), електропривод переміщення електрода (ЕППЕ) та механізм переміщення електрода (МПЕ), а також містить перемикач ступенів напруги (ПШ) пічного трансформатора ПТ. Найчастіше в таких ЕМКРДД сигнал керування на переміщення електрода у кожній фазі формується за диференціальним законом.

Приклад динаміки регулювання струмів дуг електромеханічним контуром, що виконується в структурі САК ЕР дугової печі ДСП-200 серійним регулятором потужності дуг типу АРДМ-Т-12, ілюструється на рис. 3, а фрагментами часових залежностей струмів дуг  $I_{aj}(t)$  ( $j=A, B, C$ ) (комп'ютерні експерименти виконувалися на часових інтервалах стаціонарності  $T_c=180-300$  с випадкових процесів збурень за довжинами дуг печі ДСП-200 для різних технологічних стадій плавлення).

У склад кожного фазного каналу електричного швидкодійного контуру регулювання струмів дуг (ШКРСД) входять давчі (ДС), задавач (ЗС) і регулятор (РС) струму дуги, тиристорний комутатор (ТК),

керуючим впливом якого є час шунтування дроселя (Др) на певній регульованій частині півперіоду напруги, що подається кутом  $\alpha$  керування паралельної тиристорно-реакторної групи. При сумісному функціонуванні цих двох контурів регулювання поєднуються їх переваги: надійне запалювання дуг при відпрацюванні екстремальних збурень – експлуатаційних коротких замикань та обривів дуг ЕМКРДД та висока швидкість регулювання струмів дуг ШКРСД. У результаті такого поєднання контурів в двоконтурній структурі САК ЕР ДСП вдається досягнути високих показників керованості та динамічної точності стабілізації струмів (довжин, напруг, потужностей) дуг в умовах дії неперервних випадкових нестационарних параметричних та координатних збурень.

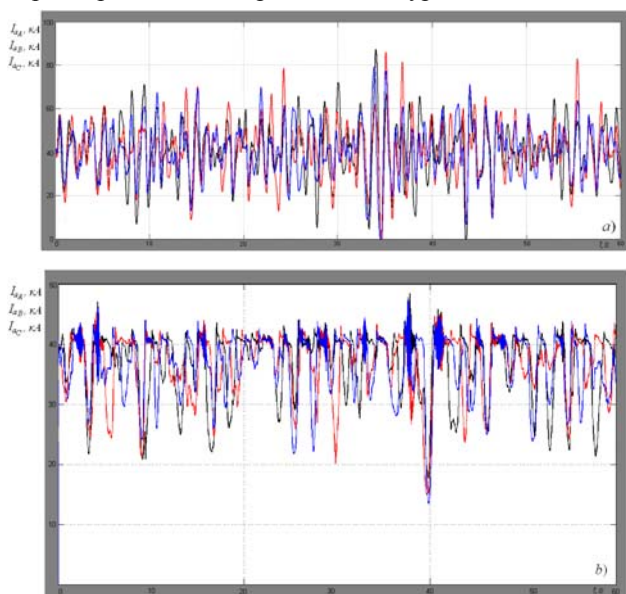


Рис. 3. Часові залежності струмів дуг печі ДСП-200 при роботі регулятора АРДМ-Т-12 (а) та АРДМ-Т-12 із швидкодійним контуром при керуванні за критерієм  $D_O \Rightarrow \min$  (б)

Для порівняння динаміки, як приклад, на рис. 3, б показано часові залежності струмів дуг при функціонуванні двоконтурної системи при дії випадкових збурень з такими ж параметрами стохастичних характеристик збурень за використанням пропорційно-інтегрального регулятора струму РС та оптимізації ЕР за скалярним критерієм мінімуму дисперсії реактивної потужності печі  $D_O \Rightarrow \min$ , що у значній мірі корелюється з критерієм мінімуму дисперсії струмів дуг. Дисперсії струмів дуг у двоконтурній структурі САК ЕР ДСП-200 при функціонуванні пропорційно-інтегрального регулятора склали:  $D_{I_{aA}} = 2.95 \cdot 10^7 \text{ A}^2$ ;  $D_{I_{aB}} = 3.15 \cdot 10^7 \text{ A}^2$ ;  $D_{I_{aC}} = 2.35 \cdot 10^7 \text{ A}^2$ . Середня по фазах дисперсія струмів дуг склали  $\overline{D}_{I_a} = 2.82 \cdot 10^7 \text{ A}^2$ . Наведені часові залежності ілюструють високу швидкодію регулювання та якісну динамічну стабілізацію струмів дуг у структурі двоконтурної САК ЕР дугової печі. Порівняння дисперсій наведених на рис. 3 процесів зміни струмів дуг  $I_{ai}(t)$ , зі значеннями дисперсій при інших параметрах стохастичних збурень за довжинами дуг показує значне (майже на порядок) зменшення дисперсії струмів дуг при сумісній роботі еле-

ктромеханічного та швидкодійного електричного контурів з пропорційно-інтегральним регулятором струмів дуг у двоконтурній структурі САК ЕР дугової печі у порівнянні з роботою одноконтурної САК ЕР (регулятор АРДМ-Т-12) [10].

Для такої двоконтурної структури САК ЕР дугової печі важливим є розроблення ефективних системотехнічних рішень – моделей формування фазних керуючих впливів швидкодійного контуру регулювання струмів дуг ШКРСД, за яких би комплексно поліпшувалися показники електроефективності та електромагнітної сумісності режимів дугової печі та електромережі.

Тому доцільним в контексті поставленої в роботі задачі є розроблення теоретичних засад стохастичної моделі оперативного синтезу керуючих впливів за тривимірним вектором струмів дуг у структурі такої двоконтурної САК електричним режимом ДСП.

Для синтезу вектора керуючих впливів на регулювання струмів дуг двоконтурної САК ЕР дугової печі застосуємо принцип, згідно з яким реалізується оптимальна зміна густини розподілу тривимірного вектора струмів дуг, зокрема у напрямку наближення цього розподілу до виду  $\delta$ -функції.

Так, в ідеальному випадку, система тим краще буде виконувати своє призначення, а саме забезпечувати стан **1** тривимірного вектора струмів фаз, чим швидше вона буде перетворювати початкову густину розподілу  $p(y_A, y_B, y_C, t_0)$  тривимірного вектора струмів дуг печі в  $\delta$ -функцію, або в  $\delta$ -розподіл, який суміщений з точкою  $y_A = y_{A.set}, y_B = y_{B.set}, y_C = y_{C.set}$ , де  $y_A, y_B, y_C, y_{A.set}, y_{B.set}, y_{C.set}$  – поточні та задані значення регульованих координат – струмів дуг дугової печі.

Цей висновок відповідає положенню статистичної теорії перехідних процесів, згідно з яким на основі рівняння Фоккера-Планка-Колмогорова [16] знаходиться оптимальне керування по відношенню до перехідного процесу зміни густини  $n$ -вимірного розподілу ймовірностей до густини виду  $\delta$ -функції.

Для нашого випадку запишемо рівняння Фоккера-Планка-Колмогорова у вигляді

$$\frac{dp}{dt} = \sum_{i=1}^3 \frac{d(p \cdot F_i)}{dy_i}, \quad (3)$$

як рівняння для динамічної системи при відсутності шумів.

У цьому рівнянні (3) позначено:  $p$  – густина розподілу імовірності тривимірного вектора  $p = p(y_1, y_2, y_3)$ ;  $\dot{y}_i + F_i(y_1, y_2, y_3) = 0$  – рівняння, яке описує рух координат системи.

Для системи автоматичного керування функції  $F_i$  можуть бути представлені у вигляді сукупності двох функцій:

$$F_i = f_i(y_1, y_2, y_3) - u(y_1, y_2, y_3),$$

де функція  $f_i$  відноситься до об'єкта керування, а функція  $u$  – до системи керування.

Синтезовані в роботі [16] керування для динамічних систем, які забезпечують оптимальну зміну густини розподілу  $n$ -вимірного вектора регульованих координат  $y_i$  розраховуються за виразом:



$$u_i = d_i \cdot \text{sign}\left(\frac{\partial \ln(p)}{\partial y_i}\right),$$

де  $d_i$  – максимально допустиме або граничне значення керуючого впливу;  $y_i$  – складова  $n$ -вимірного вектора регульованих координат.

Таке керування по одній з координат, наприклад по першій, для нашого випадку запишеться як:

$$u_1 = d_1 \cdot \text{sign}\left(\frac{\partial \ln(p(y_1, y_2, y_3))}{\partial y_1}\right).$$

Для знаходження відповідного керування запишемо густину розподілу (1) тривимірного вектора регульованої координати електричного режиму ДСП у вигляді зручному для диференціювання:

$$p(y_1, y_2, y_3) = \frac{1}{(2/\pi)^{3/2} \sqrt{\det A_y}} \cdot \exp\left[-\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\det A_y} \times \right. \\ \left. \times \{A_{11}(y_1 - \bar{y}_1)^2 + 2 \cdot A_{12}(y_1 - \bar{y}_1) \cdot (y_2 - \bar{y}_2) + \right. \\ \left. + 2 \cdot A_{13}(y_1 - \bar{y}_1) \cdot (y_3 - \bar{y}_3) + A_{22}(y_2 - \bar{y}_2)^2 + \right. \\ \left. + 2 \cdot A_{32}(y_2 - \bar{y}_2) \cdot (y_3 - \bar{y}_3) + A_{33}(y_3 - \bar{y}_3)^2\} \right],$$

де  $\bar{y}_1, \bar{y}_2, \bar{y}_3$  – математичні сподівання фазних регульованих координат, які для розглядуваного об'єкта подаються значеннями струмів дуг окремих фаз ДСП.

Якщо проробити необхідні математичні перетворення і замість узагальнених регульованих координат  $y_i$  ( $i = A, B, C$ ) підставити струми дуг  $I_{aA}, I_{aB}, I_{aC}$ , то отримаємо вирази для згаданих керуючих впливів  $u_A, u_B, u_C$  для кожної з фаз дугової печі у вигляді:

$$u_A = d_1 \cdot \text{sign}\left\{\frac{1}{\sqrt{\det A_I}} \cdot [A_{11}(I_{aA} - \bar{I}_{aA}) + \right. \\ \left. + A_{12}(I_{aB} - \bar{I}_{aB}) + A_{13}(I_{aC} - \bar{I}_{aC})]\right\}; \\ u_B = d_2 \cdot \text{sign}\left\{\frac{1}{\sqrt{\det A_I}} \cdot [A_{21}(I_{aA} - \bar{I}_{aA}) + \right. \\ \left. + A_{22}(I_{aB} - \bar{I}_{aB}) + A_{23}(I_{aC} - \bar{I}_{aC})]\right\}; \\ u_C = d_3 \cdot \text{sign}\left\{\frac{1}{\sqrt{\det A_I}} \cdot [A_{31}(I_{aA} - \bar{I}_{aA}) + \right. \\ \left. + A_{32}(I_{aB} - \bar{I}_{aB}) + A_{33}(I_{aC} - \bar{I}_{aC})]\right\}.$$

Як бачимо, для оперативного формування керуючих впливів  $u_A(t), u_B(t), u_C(t)$  потрібно знати матрицю  $A_I$  других моментів тривимірного вектора струмів дуг (фаз) ДСП. Оперативний розрахунок керуючих впливів за отриманою моделлю (4) для сучасних мікропроцесорних пристроїв є нескладною (у певній мірі тривіальною) технічною задачею.

Тут зауважимо, що сигнали керування за отриманими рівняннями (4) сформульовані як граничні керування і їх можна вважати лише умовно оптимальними. Тим не менше, в роботі [16] приведені дослідження, які показують, що ці керування можуть бути досить близькими, а навіть і співпадати зі строго оптимальними керуваннями, які переводять  $n$ -вимірний розподіл регульованої координати у  $\delta$ -функцію.

Отримана модель (4) оперативного синтезу вектора керуючих сигналів  $u_A, u_B, u_C$  реалізується в за-

пропонованій структурі двоконтурної адаптивної системи керування електричним режимом дугової печі, функціональна блок-схема якої проказана на рис. 4.

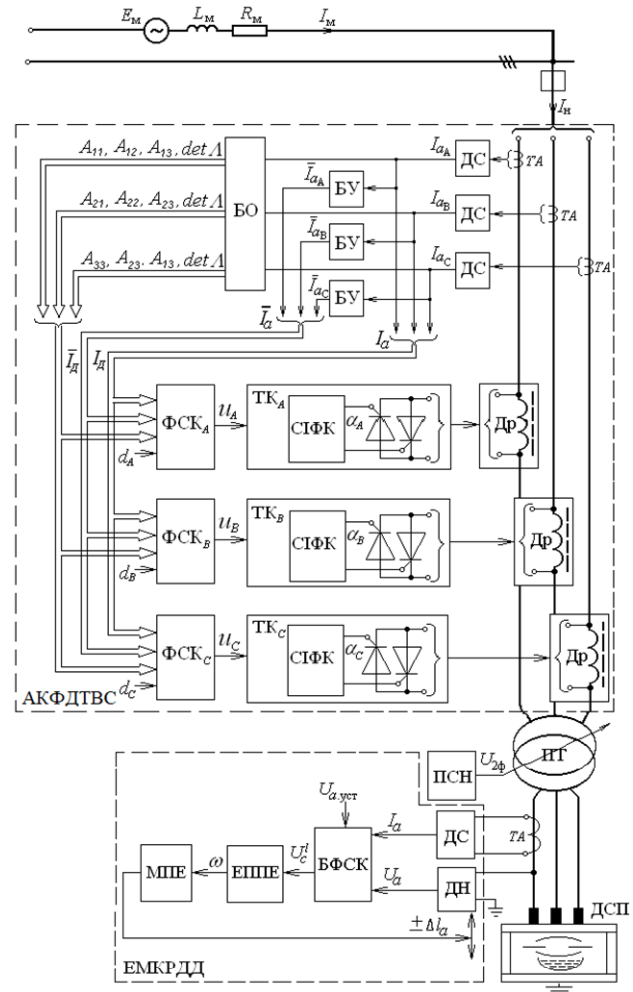


Рис. 4. Функціональна схема двоконтурної адаптивної системи керування електричним режимом дугової печі для мінімізації дисперсії тривимірного вектора струмів

У наведеній схемі двоконтурної адаптивної САК за значеннями реалізації середньовипрямлених струмів трьох фаз  $I_{aA}, I_{aB}, I_{aC}$ , дугової печі в блоці обчислень БО оперативно на кожному інтервалі стаціонарності ( $T_c = 3-5$ хв) процесів зміни струмів фаз виконується розрахунок матриці  $A_I$  других моментів тривимірного вектора струмів дуг дугової печі, її детермінанта  $\det A_I$  та значень елементів  $A_{i,j}$  приєднаної матриці  $A$  оберненої матриці  $A_I^{-1}$ .

Вказані сигнали з виходів БО подаються на третій векторний вхід кожного фазного формувача сигналу керування струмом  $I_{ai}$ , а саме:  $A_{11}, A_{12}, A_{13}, \det A_I$  – на третій вхід ФСК<sub>A</sub>;  $A_{21}, A_{22}, A_{23}, \det A_I$  – на третій вхід ФСК<sub>B</sub>;  $A_{31}, A_{32}, A_{33}, \det A_I$  – на третій вхід ФСК<sub>C</sub>, а на перший і другий векторні входи ФСК<sub>A</sub>, ФСК<sub>B</sub>, ФСК<sub>C</sub> поступає тривимірний вектор поточних середньовипрямлених значень струмів дуг  $I_{ai}$  з виходів давачів струмів ДС і тривимірний вектор усереднених на інтервалах стаціонарності  $T_c$  струмів  $\bar{I}_{ai}$  відповідно. На четвертий вхід формувачів ФСК<sub>i</sub> пода-

ється скалярний сигнал  $d$  максимального значення керуючого впливу. На виходах формувачів ФСК<sub>к</sub> неперервно в режимі on-line формуються фазні сигнали керування  $u_i$  за отриманою моделлю керування (4), які подаються на відповідні фазні тиристорні комутатори ТК<sub>к</sub>. Вихідні сигнали  $a_i$  систем імпульсно-фазового керування (СІФК) визначають моменти шунтування/включення у силовому колі відповідних фазних дроселів Др<sub>к</sub>.

Запропонована процедура оперативного синтезу керуючих впливів  $u_A(t)$ ,  $u_B(t)$ , та  $u_C(t)$  розділяється на два паралельних в часі процеси: перший процес реалізує адаптацію коефіцієнтів моделі синтезу (4) до зміни параметрів стохастичних характеристик координатних та параметричних збурень на часовому інтервалі плавки, а другий – виконує оперативний в режимі on-line з дискретністю  $\Delta t$  розрахунок керуючих впливів  $u_A(t)$ ,  $u_B(t)$ , та  $u_C(t)$  в блоках ФСК<sub>А</sub>, ФСК<sub>В</sub> та ФСК<sub>С</sub> за цією моделлю. Перший процес передбачає на кожному інтервалі стаціонарності  $T_c$ , тривалість яких є корельованою з технологічними стадіями плавки (фізико-хімічним станом розплаву) і залежить типів дугових печей ( $T_c = 180-300$  с), розрахунок в БО коефіцієнтів моделі (4):  $\det \Delta_I$ ,  $\bar{I}_{a,j}$ ,  $A_{n,m}$ , а другий реалізує процес розрахунку керуючих впливів  $u_A$ ,  $u_B$ ,  $u_C$  і виконується з інтервалом  $\Delta t = 0.02$  с у функції зміни усереднених на цьому інтервалі (середньоквадратичних) значень струмів фаз  $I_j(t_k)$  ( $t_k = t_{k-1} + \Delta t$ ,  $m = 1, 2, 3$ ,  $n = 1, 2, 3$ ,  $j = A, B, C$ ).

Для перевірки ефективності запропонованої стохастичної моделі синтезу керуючих сигналів  $u_A(t)$ ,  $u_B(t)$ , та  $u_C(t)$  були виконані відповідні математичні експерименти на трифазній у миттєвих координатах Simulink-моделі [17, 18] двоконтурної САК ЕР дугової печі ДСП-200 (рис. 2). Модельні дослідження виконувалися при функціонуванні пропорційно-інтегрального регулятора струмів дуг і при використанні запропонованої стохастичної моделі (4) синтезу керуючих сигналів  $u_A(t_i)$ ,  $u_B(t_i)$ , та  $u_C(t_i)$ , яка реалізована в запропонованій структурі адаптивної САК ЕР дугової печі (рис. 4), що реалізує стратегію мінімізації дисперсії тривимірного вектора струмів фаз.

Для цього в структуру Simulink-моделі введено обчислювальний блок, в якому за відомою моделлю [10] на інтервалах стаціонарності  $T_{c,i}$  розраховувалися коефіцієнти моделі (4)  $\det \Delta_I$ ,  $\bar{I}_{a,j}$ ,  $A_{n,m}$ . На наступному інтервалі стаціонарності  $T_{c,i+1}$  ці коефіцієнти використовували в формувачах ФСК<sub>А</sub>, ФСК<sub>В</sub> та ФСК<sub>С</sub> для синтезу сигналів керування  $u_A$ ,  $u_B$ ,  $u_C$  за моделлю (4) у функції поточних усереднених на періоді напруги живлення  $\Delta t = 0.02$  с струмів фаз  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ . Отримувані сигнали керування  $u_A$ ,  $u_B$ ,  $u_C$  подавалися на входи тиристорних комутаторів. Одночасно з цим на поточному інтервалі стаціонарності  $T_{c,i+1}$  обчислювалися нові значення коефіцієнтів моделі (4)  $\det \Delta_I$ ,  $\bar{I}_{a,j}$ ,  $A_{n,m}$ , які використовувалися на

наступному  $T_{c,i+2}$  інтервалі on-line синтезу сигналів керування  $u_A$ ,  $u_B$ ,  $u_C$  і т.д.

На рис. 5 показано отримані на Simulink-моделі початкові фрагменти часових залежностей струмів фаз при керуванні за отриманою вище моделлю (4), що реалізує стратегією мінімізації дисперсії тривимірного вектора струмів фаз.

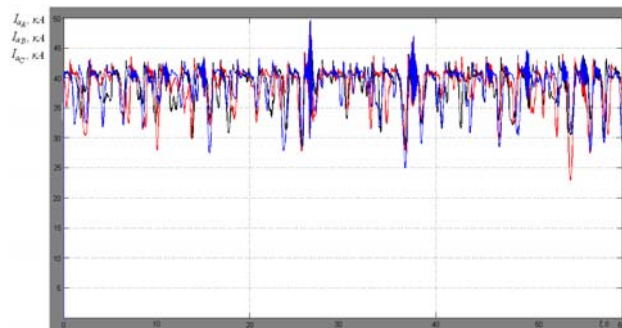


Рис. 5. Часові залежності струмів дуг печі ДСП-200 при регулюванні за отриманою моделлю (4) мінімізації дисперсії тривимірного вектора струмів дуг у двоконтурній структурі САК ЕР дугової печі ДСП-200

У результаті опрацювання часових залежностей струмів дуг  $I_j(t)$  на рис. 5, отримано наступні значення їх дисперсій:  $D_{I_A} = 0.95 \cdot 10^7$  А<sup>2</sup>;  $D_{I_B} = 1.05 \cdot 10^7$  А<sup>2</sup>;  $D_{I_C} = 1.03 \cdot 10^7$  А<sup>2</sup>. Середня по фазах дисперсія струмів дуг складала  $\bar{D}_I = 1.01 \cdot 10^7$  А<sup>2</sup>.

Порівняльний аналіз часових залежностей струмів дуг рис. 3,б та рис. 5 показує, що середня по фазах дисперсія струмів дуг при регулюванні за отриманою моделлю (4) мінімізації дисперсії тривимірного вектора струмів дуг у двоконтурній структурі САК ЕР зменшилася у 2.73 рази. Виконані комп'ютерні дослідження для процесів збурень за довжинами дуг інших технологічних стадій плавлення, які різнилися частотним спектром та амплітудою коливань, показали, що середня дисперсія струмів дуг при регулюванні за отриманою моделлю (4) мінімізації дисперсії тривимірного вектора струмів дуг у двоконтурній структурі САК ЕР у порівнянні з використанням відомої пропорційно-інтегральної моделі формування сигналів керування  $u_A(t_i)$ ,  $u_B(t_i)$ , та  $u_C(t_i)$  зменшувалася в 1,6-3 рази.

Завдяки циклічному поновленню матриці  $\Delta_I$  других моментів тривимірного вектора струмів дуг дугової печі в блоці БО та елементів вектора  $I_{a_i}$  на виходах блоків усереднення БУ реалізується адаптація вектора керуючих впливів  $u_A(t_i)$ ,  $u_B(t_i)$ , та  $u_C(t_i)$  до зміни параметрів стохастичних характеристик координатних і параметричних збурень у силовому колі та дугових проміжках дугової печі на повному інтервалі плавки.

Таким чином, завдяки отриманій моделі (4) оперативного формування та адаптації вектора керуючих впливів і їх реалізації через адаптивний контур формування дисперсії тривимірного вектора струмів АКФДТВС дуг дугової печі можна отримати істотне наближення розподілу тривимірного вектора струмів фаз дугової печі до виду  $\delta$ -функції. А те, що зменшення дисперсії струмів дуг суттєво впливає на покращання показників енергоефективності (елект-

ричного коефіцієнта корисної дії печі, питомих витрат електроенергії, питомої продуктивності ДСП, ціни тони виплавленої сталі тощо) такої електротехнологічної установки, якою є дугова сталеплавильна піч змінного струму, є загальновідомим фактом.

Також необхідно відзначити, що запропонована стохастична модель регулювання координат ЕР дугової печі та модель адаптивного синтезу сигналів керування на основі тривимірного вектора струмів фаз реалізує релейний, на відміну від існуючих, закон керування. Такий закон керування за дотримання умов стійкості, як відомо, забезпечує максимальну швидкодію регулювання і, як результат, високу динамічну точність стабілізації струмів дуг на рівні оптимальних за вибраними критерієм значень, а також характеризується значно нижчою чутливістю до зміни параметрів об'єкта керування – параметрів динамічних вольт-амперних характеристик трифазних дуг та параметрів елементів силового кола (короткої мережі) дугової сталеплавильної печі. Остання особливість запропонованого способу є особливо важлива для реалізації стратегій адаптивного оптимального керування в умовах неперервної дії інтенсивних стохастичних параметричних збурень у силовому колі та дугових проміжках дугової печі упродовж плавки.

Отримані в статті стохастична модель оперативного синтезу та адаптації вектора керуючих для мінімізації дисперсії тривимірного вектора струмів дуг доцільна для практичного використання в двоконтурних структурах САК ЕР дугових печей з швидкодіючим контуром регулювання струмів дуг.

**Висновки.** Опрацьовані в статті теоретичні основи методу керування електричним режимом дугової сталеплавильної печі на основі формування густини розподілу тривимірного вектора струмів дуг дають змогу реалізувати адаптивну оптимальну стратегію керування електричним режимом за критерієм мінімуму дисперсії струмів дуг. Як показали результати виконаних модельних досліджень, синтез вектора керування струмами дуг за отриманою стохастичною моделлю (4) у порівнянні з використанням для керування ЕР пропорційно-інтегрального регулятора струмів дуг зменшує дисперсію струмів дуг в 1,6-3 рази. Мінімізація дисперсії струмів дуг позитивно впливає на зниження потужності електричних втрат в елементах короткої мережі дугової печі, і, як наслідок, призводить до зменшення питомих витрат електроенергії, відповідного зростання продуктивності печі та електричного коефіцієнта корисної дії дугової печі. Крім цього, трансформація тривимірного вектора струмів дуг до виду  $\delta$ -функції у процесі керування електричним режимом значно зменшить споживання реактивної потужності печі, відповідно підвищить коефіцієнт потужності, понизить коливність та відхилення напруги мережі на шинах живлення печі та відповідно зменшить дозу флікера.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Лозинський О.Ю., Марушак Я.Ю. Тривимірна стохастична модель системи регулювання електричного режиму дугової сталеплавильної печі // Автоматизація виробничих процесів в машинобудуванні та приладобудуванні. – 1993. – № 31. – С. 7-11.

2. Лозинський О.Ю., Паранчук Я.С., Лозинський А.О. Оптимізація динамічних режимів взаємозалежних електромеханічних систем // Вісник НУ «Львівська політехніка». Серія «Електроенергетичні та електромеханічні системи». – 2001. – №421. – С. 98-103.
3. Лозинський О.Ю., Паранчук Я.С., Мороз В.І. Синтез процесу керуючих впливів для електромеханічних систем, які перебувають під дією випадкових збурень // Вестник НТУ «ХПІ». Темат. вып.: Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. – 1994. – С. 104-106.
4. Лозинський О.Ю., Паранчук Я.С., Цяпа В.Б. Математичний опис динаміки системи регулювання положення електродів ДСП моделлю у просторі станів // Вісник НУ «Львівська політехніка». Серія «Електроенергетичні та електромеханічні системи». – 2017. – №840. – С. 54-60.
5. Nikolaev A., Povelitsa E., Kornilov G., Anufriev A. Research and Development of Automatic Control System for Electric Arc Furnace Electrode Positioning // Applied Mechanics and Materials. – 2015. – vol.785, pp. 707-713. doi: [10.4028/www.scientific.net/amm.785.707](https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amm.785.707).
6. Ghiormez L., Panoiu M. Current control of a 3-phase electric arc furnace using fuzzy logic // ANNALS of Faculty Engineering Hunedoara – International Journal of Engineering. – 2015. – Fascicule 4 Tome XIII. – pp. 237-242.
7. Nikolaev A.A., Tulupov P.G. Method of setting optimum asymmetric mode of operation of electric arc furnace // 2016 11th France-Japan & 9th Europe-Asia Congress on Mechatronics (MECATRONICS) / 17th International Conference on Research and Education in Mechatronics (REM), Jun. 2016. doi: [10.1109/mecatronics.2016.7547111](https://doi.org/10.1109/mecatronics.2016.7547111).
8. Zheng T., Makram E.B. An adaptive arc furnace model // IEEE Transactions on Power Delivery. – 2000. – vol.15. – no.3. – pp. 931-939. doi: [10.1109/61.871355](https://doi.org/10.1109/61.871355).
9. Hooshmand R., Banejad M., Torabian Esfahani M. A New Time Domain Model for Electric Arc Furnace // Journal of Electrical Engineering. – 2008. – vol.59. – no.4. – pp. 195-202.
10. Пугачов В.С. Теория случайных функций и ее применение к задачам автоматического управления. – М.: Физматиздат, 1960. – 883 с.
11. Казаков В.А. Введение в теорию марковских процессов и некоторые радиотехнические задачи. – М.: Советское радио, 1973. – 232 с.
12. Lozynskyy O., Lozynskyy A., Paranchuk Y., Paranchuk R., Marushchak Y., Malyar A. Analysis and Synthesis of Intelligent System for Electric Mode Control in Electric Arc Furnace // Part of the Lecture Notes in Electrical Engineering book series (vol.452). – Analysis and Simulation of Electrical and Computer Systems. – 2017. – pp. 111-130. doi: [10.1007/978-3-319-63949-9\\_7](https://doi.org/10.1007/978-3-319-63949-9_7).
13. Lozynskyy O., Lozynskyy A., Paranchuk Y., Paranchuk R., Holovach I., Tsyapa V. Fuzzy extreme control and electric mode coordinates stabilization of arc steel-melting furnace // 2016 XIth International Scientific and Technical Conference Computer Sciences and Information Technologies (CSIT). – Sep. 2016. doi: [10.1109/stc-csit.2016.7589866](https://doi.org/10.1109/stc-csit.2016.7589866).
14. Lozynskyy O., Paranchuk Y., Paranchuk R. Fuzzy control law of electrode travel in arc steelmaking furnace // 16th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE). – Sep. 2015. doi: [10.1109/cpee.2015.7333349](https://doi.org/10.1109/cpee.2015.7333349).
15. Лозинский О.Ю., Паранчук Я.С. Оптимизация режимов системы управления процессом электросталеплавления в дуговых сталеплавильных печах // Электротехника. – 2004. – №6. – С. 50-54.
16. Красовский А.А. Статистическая теория переходных процессов в системах управления. – М.: Наука, 1968. – 240 с.
17. Lozynskyy O.Y., Paranchuk Y.S., Paranchuk R.Y., Matico F.D. Development of methods and means of computer simulation for studying arc furnace electric modes // Electrical engineering & electromechanics. – 2018. – no.3. – pp. 28-36. doi: [10.20998/2074-272X.2018.3.04](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.3.04).

18. Lozynskyy O., Paranchuk Y., Stakhiv P. The Study of Dynamics of the Two-Loop Arc Furnace Electric Mode ACS on a Simulink-model // *Przegląd Elektrotechniczny*. – 2018. – vol.1. – no.12. – pp. 24-27. doi: [10.15199/48.2018.12.06](https://doi.org/10.15199/48.2018.12.06).

#### REFERENCES

1. Lozynskyy O.Yu., Maruschak Y.Yu. Three-dimensional stochastic model of the electric mode regulation of an arc furnace. *Industrial Process Automation in Engineering and Instrumentation*, 1993, no.31, pp. 7-11. (Ukr).
2. Lozynskyy O.Yu., Paranchuk Ya.S., Lozynskyy A.O. Optimization of dynamic regimes of interconnected electro-mechanical systems. *Bulletin of Lviv Polytechnic National University, «Electric Power and Electromechanical Systems» series*, 2001, no.421, pp. 98-103. (Ukr).
3. Lozynskyy O.Yu., Paranchuk Ya.S., Moroz V.I. Synthesis of the control process for electromechanical systems that are under the influence of random perturbations. *Bulletin of NTU «KhPI». Series: Problems of automated electric drive. Theory and practice*, 1994, pp. 104-106. (Ukr).
4. Lozynskyy O.Yu., Paranchuk Ya.S., Tsyapa V.B. Mathematical description of the dynamics of the regulation of the position of the electrodes of the chipboard model in the space of states. *Bulletin of Lviv Polytechnic National University, «Electric Power and Electromechanical Systems» series*, 2017, no.840, pp. 54-60. (Ukr).
5. Nikolaev A., Povelitsa E., Kornilov G., Anufriev A. Research and Development of Automatic Control System for Electric Arc Furnace Electrode Positioning. *Applied Mechanics and Materials*, 2015, vol.785, pp. 707-713. doi: [10.4028/www.scientific.net/amm.785.707](https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amm.785.707).
6. Ghiormez L., Panouiu M. Current control of a 3-phase electric arc furnace using fuzzy logic. *ANNALS of Faculty Engineering Hunedoara – International Journal of Engineering*, 2015, Fascicule 4 Tome XIII, pp. 237-242.
7. Nikolaev A.A., Tulupov P.G. Method of setting optimum asymmetric mode of operation of electric arc furnace. *2016 11th France-Japan & 9th Europe-Asia Congress on Mechatronics (MECATRONICS) / 17th International Conference on Research and Education in Mechatronics (REM)*, Jun. 2016. doi: [10.1109/mecatronics.2016.7547111](https://doi.org/10.1109/mecatronics.2016.7547111).
8. Zheng T., Makram E.B. An adaptive arc furnace model. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2000, vol.15, no.3, pp. 931-939. doi: [10.1109/61.871355](https://doi.org/10.1109/61.871355).
9. Hooshmand R., Banejad M., Torabian Esfahani M. A New Time Domain Model for Electric Arc Furnace. *Journal of Electrical Engineering*, 2008, vol.59, no.4, pp. 195-202.
10. Pugachov V.S. *Teoriya sluchainykh funktsii i ee primeneniye k zadacham avtomaticheskogo upravleniya* [The theory of random functions and its application to problems of automatic control]. Moscow, Fizmatizdat Publ., 1960. 883 p. (Rus).
11. Kazakov V.A. *Vvedeniye v teoriyu markovskikh protsessov i nekotorye radiotekhnicheskie zadachi* [Introduction to the theory of Markov's processes and some radio engineering problems]. Moscow, Soviet radio Publ., 1973. 232 p. (Rus).
12. Lozynskyy O., Lozynskyy A., Paranchuk Y., Paranchuk R., Marushchak Y., Malyar A. Analysis and Synthesis of Intelligent System for Electric Mode Control in Electric Arc Furnace. *Part of the Lecture Notes in Electrical Engineering book series (vol.452). Analysis and Simulation of Electrical and Computer Systems*, 2017, pp. 111-130. doi: [10.1007/978-3-319-63949-9\\_7](https://doi.org/10.1007/978-3-319-63949-9_7).
13. Lozynskyy O., Lozynskyy A., Paranchuk Y., Paranchuk R., Holovach I., Tsyapa V. Fuzzy extreme control and electric mode coordinates stabilization of arc steel-melting furnace. *2016 XIth International Scientific and Technical Conference Computer Sciences and Information Technologies (CSIT)*, Sep. 2016. doi: [10.1109/stc-csit.2016.7589866](https://doi.org/10.1109/stc-csit.2016.7589866).
14. Lozynskyy O., Paranchuk Y., Paranchuk R. Fuzzy control law of electrode travel in arc steelmaking furnace. *16th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*, Sep. 2015. doi: [10.1109/cpee.2015.7333349](https://doi.org/10.1109/cpee.2015.7333349).

15. Lozynskyy O.Yu., Paranchuk Y.S. Optimization of the modes of the process control system for electric steel-melting in arc steel-smelting furnaces. *Electrical engineering*, 2004, no.6, pp. 50-54. (Rus).

16. Krasovskiy A.A. *Statisticheskaya teoriya perekhodnykh protsessov v sistemakh upravleniya* [Statistical theory of transient processes in control systems]. Moscow, Nauka Publ., 1968. 240 p. (Rus).

17. Lozynskyy O.Y., Paranchuk Y.S., Paranchuk R.Y., Matico F.D. Development of methods and means of computer simulation for studying arc furnace electric modes. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.3, pp. 28-36. doi: [10.20998/2074-272X.2018.3.04](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.3.04).

18. Lozynskyy O., Paranchuk Y., Stakhiv P. The Study of Dynamics of the Two-Loop Arc Furnace Electric Mode ACS on a Simulink-model. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2018, vol.1, no.12, pp. 24-27. doi: [10.15199/48.2018.12.06](https://doi.org/10.15199/48.2018.12.06).

Надійшла (received) 30.04.2019

Лозинський Орест Юліанович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
Лозинський Андрій Орестович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
Паранчук Ярослав Степанович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
Паранчук Роман Ярославович<sup>1</sup>, к.т.н.,  
<sup>1</sup> Національний університет «Львівська політехніка»,  
79013, Львів, вул. С. Бандери, 12,  
e-mail: yparanchuk@yachoo.com

O.Y. Lozynskyy<sup>1</sup>, A.O. Lozynskyy<sup>1</sup>, Y.S. Paranchuk<sup>1</sup>, R.Y. Paranchuk<sup>1</sup>  
<sup>1</sup> Lviv Polytechnic National University,  
12, S. Bandera Str., Lviv, 79013, Ukraine.

#### Synthesis and analysis of arc furnace electrical mode control system on the basis of three-dimensional phase currents vector distribution.

**Goal.** The purpose of the article is to create the method for the operative synthesis of an arc steel-melting furnace (ASF) electric mode (EM) control signal on the basis of a three-dimensional arc currents vector, which takes into account the stochastic nature of the processes in the melting space and power circuit and has low sensitivity to the control object parameters changes, as well as development of the control system structure for its implementation.

**Method.** The basis of the created control method is formed on the statistical theory of dynamical systems, as well as the provisions of the statistical theory of optimal control based on the Fokker-Planck-Kolmogorov equation, which enables to synthesize operational control by the criterion of approaching the regulated coordinate distribution density to the  $\delta$ -function, that is to minimize the dispersion of the three-dimensional furnace phases arc currents vector.

**Results.** The system of equations for operational real-time calculation of control influences of the thyristor switch of phase inductors, included in the power supply circuits of three-phase arcs, and the structural scheme of the adaptive contour for the formation of three-dimensional phase currents vector dispersion for the implementation of adaptive optimal control were obtained. **Scientific novelty.** For the first time, based on the Fokker-Planck-Kolmogorov equation, we obtain a system of equations representing a mathematical model of a stochastic adaptive optimal control of the arc furnace electric mode by the criterion of a minimum dispersion of three-dimensional phase (arcs) currents vector, which enables, in comparison with known methods, to increase dynamic precision of the arc currents stabilization at the level set by the criteria of energy efficiency and electromagnetic compatibility values. **Practical value.** The use of the proposed adaptive optimal control model and structural system scheme for its implementation allows, in comparison with the serial arc power regulators, to improve the dynamic accuracy of the arc current currents stabilization at the level of given optimal settings and, based on this, to improve the energy efficiency and electromagnetic compatibility indices of the arc furnace and power supply network. References 18, figures 5.

**Key words:** arc furnace, electric mode, three-dimensional vector of phase currents, stochastic control, dispersion, optimization, adaptation, arc current control circuit.

О.О. Шавьолкін, В.В. Каплун, І.О. Шведчикова

## УСУНЕННЯ ПОХИБКИ КОНТУРУ РЕГУЛЮВАННЯ СТРУМУ БАГАТОФУНКЦІОНАЛЬНОГО ОДНОФАЗНОГО МЕРЕЖЕВОГО ІНВЕРТОРА

*Мета.* Усування похибки контуру регулювання струму інвертора шляхом удосконалення його структури та обґрунтування параметрів, що сприятиме відповідності стандарту якості струму в точці підключення до розподільчої мережі навантаження і багатофункціонального мережевого інвертора на виході поновлювального джерела електроенергії. *Методика.* Синтез структури контуру регулювання струму на базі аналізу процесів у електричних колах з використанням комп'ютерного моделювання. *Результати.* Одержані залежності амплітуди пульсацій вихідного струму інвертора і похибки за основною гармонікою від напруги на вході інвертора, частоти ШІМ і індуктивності реактора. Співвідношення для визначення значень вхідної напруги інвертора, індуктивності реактора та частоти ШІМ згідно напрузі мережі, максимальних значень струму інвертора та амплітуди його пульсацій за суміщенням функцій силового активного фільтра. *Наукова новизна.* Удосконалено структуру регулювання струму зі сполученням пропорційної, інтегруючої та диференціюючої ланок і визначені їх параметри для забезпечення компенсації збурюючої дії за завданням і компенсації похибки струму від збурюючої дії напруги мережі незалежно від її значення. *Практичне значення.* Отримані рішення є основою для проектування перетворювачів для систем з поновлювальними джерелами електроенергії з покращеною енергоефективністю. Бібл. 10, рис. 7.

*Ключові слова:* багатофункціональний мережевий інвертор, нелінійне навантаження, ШІМ, контур регулювання струму, компенсація похибки струму, коефіцієнт гармонік, моделювання.

*Цель.* Устранение погрешности контура регулирования тока инвертора путем совершенствования его структуры и обоснования параметров, что позволит обеспечить соответствие стандарту качества тока в точке подключения к распределительной сети нагрузки и многофункционального сетевого инвертора на выходе возобновляемого источника электроэнергии. *Методика.* Синтез структуры контура регулирования тока на базе анализа процессов в электрических цепях с использованием компьютерного моделирования. *Результаты.* Получены зависимости амплитуды пульсаций выходного тока инвертора и ошибки по основной гармонике от напряжения на входе инвертора, частоты ШИМ и индуктивности реактора. Соотношения для определения значений входного напряжения инвертора, индуктивности реактора и частоты ШИМ в соответствии с напряжением сети, максимальными значениями тока инвертора и амплитуды его пульсаций при совмещении функции силового активного фильтра. *Научная новизна.* Усовершенствована структура контура регулирования тока инвертора с сочетанием пропорционального, интегрирующего и дифференцирующего звеньев и определены их параметры для обеспечения компенсации возмущающего действия по заданию и компенсации погрешности тока от возмущающего действия напряжения сети независимо от его значения. *Практическое значение.* Полученные решения являются основой для проектирования преобразователей для систем с возобновляемыми источниками электроэнергии и улучшенной энергоэффективностью. Библ. 10, рис. 7.

*Ключевые слова:* многофункциональный сетевой инвертор, нелинейная нагрузка, ШИМ, контур регулирования тока, компенсация ошибки тока, коэффициент гармоник, моделирование.

**Вступ.** Використання поновлювального джерела електроенергії (ПДЕ) передбачає наявність достатньо складного і дорогого перетворювального агрегату з вихідним мережевим автономним інвертором напруги (АІН). За природних умов ефективність використання обладнання для фотоелектричної сонячної батареї не перевищує 20% [1]. Для локальних об'єктів (мале підприємство, котедж, міні-готель тощо) з живленням навантаження від ПДЕ та розподільчої мережі (РМ) змінного струму підвищення ефективності використання перетворювального агрегату досягається застосуванням багатофункціонального мережевого АІН з суміщеною функцією силового активного фільтра (САФ) [1-9] завдяки його цілодобового використання для підтримки максимального (близького до одиниці) коефіцієнта потужності у точці підключення до РМ.

Типовими рішеннями в контурі регулювання струму (КРС) багатофункціональних АІН є використання пропорційно-інтегрального (ПІ) регулятора [1, 3, 4], пропорційно-резонансного регулятора [1], релейного регулятора струму [1, 2], регулятора на базі фаззи-логіки [5]. Більш розповсюджені рішення з використанням ШІМ [1, 3, 5-9]. Розбудова КРС з використанням ШІМ достатньо різноманітна. Так, в [1, 5] відхилення  $\Delta i_C$  струму  $i_C$  АІН відносно задано-

го значення  $i_C^*$  ( $\Delta i_C = i_C^* - i_C$ ) подається до пропорційно-інтегрального (ПІ) регулятора струму. Оскільки його ефективність виявляється недостатньою, в [1] наведені варіанти, де до вихідної напруги регулятора струму додається напруга, пропорційна напрузі РМ  $u_1$ , або до виходу регулятора струму через відповідні елементи додаються напруги, що пропорційні  $i_C^*$ ,  $i_C$  та  $u_1$ .

Дані, що наведені вище, є недостатніми для сприйняття та оцінки. Так, наводяться осцилограми струмів і показники схем, але не вказується, для якого значення (номінального, максимального, мінімального). Структури здебільшого задекларовані, методики розрахунку параметрів відсутні. За нелінійного навантаження струм  $i_C$  є несінусоїдальним, компенсуючи спотворення форми струму навантаження  $i_L$ . За цього струм  $i_1$  РМ  $i_1 = i_C - i_L$  містить першу гармоніку, а вищі (модуляційні) гармоніки придушуються фільтром. Похибка відпрацювання  $i_C^*$  призводить до появи у струмі  $i_1$  вищих гармонік низького порядку і погіршення гармонійного складу струму, особливо за відносно малих його значень, про що свідчать осцилограми, наведені в [3, 4]. Це ускладнює питання забезпечення відповідності гармонійного складу струму стандартам [10].

© О.О. Шавьолкін, В.В. Каплун, І.О. Шведчикова

Отже, питання щодо реалізації КРС багатофункціональних мережевих АІН вивчено недостатньо і потребує додаткового дослідження.

**Мета роботи** – усунення похибки контуру регулювання струму інвертора шляхом удосконалення його структури та обґрунтування параметрів, що сприятиме відповідності стандарту якості струму в точці підключення до розподільчої мережі навантаження і багатофункціонального мережевого інвертора на виході поновлювального джерела електроенергії.

**Основні матеріали дослідження.** Розглянемо мостову схему мережевого АІН (рис. 1) з вихідним LC- фільтром ( $C_f$  з незначним  $R_f$ ) у точці підключення до мережі змінного струму з напругою  $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$  і навантаження. Вхідне коло АІН містить сонячну батарею (СБ) з перетворювачем напруги (ПН), що підтримує задане значення напруги  $U$  на вході АІН.

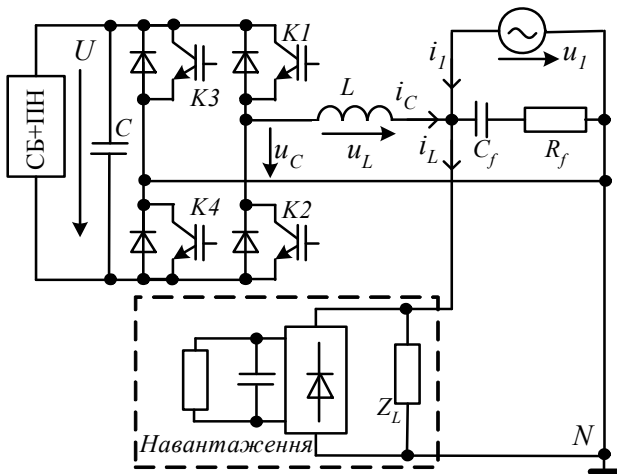


Рис. 1. Структура силових кіл АІН за підключенням до мережі і навантаження

Робота АІН паралельно з РМ в режимі джерела струму передбачає виконання умови  $U = aU_{1m}$  ( $a > 1$ ) [6, 9]. Швидкість змінювання вихідного струму АІН  $di_C/dt$  при цьому повинна перевищувати максимальне значення відносно завдання струму  $di_C^*/dt$ . У разі формування синусоїдального струму максимальне значення  $(di_C^*/dt)_{max} = \omega I_{Cmax}$  ( $\omega = 2\pi f$  – кутова частота,  $f = 50$  Гц,  $I_{Cmax}$  – амплітуда для максимального значення  $I_{Cmax}$  струму АІН). Значення  $di_C/dt$  визначається напругою на вихідному реакторі АІН

$$u_L = u_C - u_1 = L \frac{di_C}{dt}, \quad (1)$$

де  $u_C$  – напруга АІН.

Найменше значення  $u_L$  має місце за  $u_1 = U_{1m}$  і  $U_L = U - U_{1m} = L\omega I_{Cmax}$ . Звідси  $a > 1 + L\omega I_{Cmax} / U_{1m}$ .

При суміщенні функції САФ і роботи на нелінійне навантаження форма струму АІН спотворюється, і значення  $a$  визначатиме можливість відпрацювання максимального значення  $(di_C^*/dt)_{max}$  без похибки. За несинусоїдального  $i_L$  додаються гармоніки з кратністю  $i = 1, 3, 5, \dots$  та амплітудою  $I_{m(i)} = I_{m(1)} / i$ . Для наближеної оцінки врахуємо найбільшу з них 3-ю гармоніку. Приймаємо  $I_{m(1)} = I_{Cmax}$ , тоді

$$a = 1 + \frac{L\omega I_{Cmax}}{U_{1m}} + \frac{3L\omega I_{Cmax}}{3U_{1m}} = 1 + 2 \frac{L\omega I_{Cmax}}{U_{1m}}.$$

Індуктивність  $L$  реактора АІН згідно з відносним значенням  $b$  напруги  $U_L$  (за 1-ю гармонікою) для максимального струму АІН  $I_{Cmax}$   $b = U_L / U_1 = \omega L I_{Cmax} / U_1$  (де  $U_1$  – діюче значення напруги РМ), визначимо як

$$L = \frac{bU_{1m}}{\omega I_{Cmax}}. \quad (2)$$

Відповідно,  $a > 1 + 2b$ .

Спрощена структура КРС згідно з (1) наведена на рис. 2. Пунктиром показані кола компенсації.  $T_\mu$  – мала некомпенсована стала часу АІН, що визначається частотою ШІМ. Коефіцієнти  $k, j$ , компенсувальні ланки ДК і К розглядаються далі.

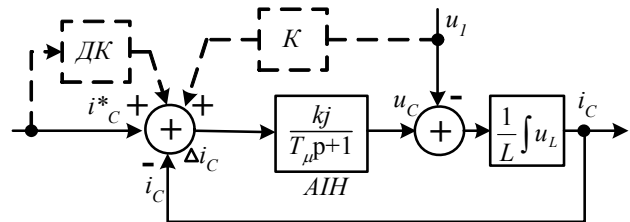


Рис. 2. Контур регулювання струму АІН

Згідно рис. 2 постійно діючим збурюючим впливом, що обумовлює «статичну» похибку відпрацювання струму, є напруга  $u_1$ , навіть за  $i_C^* = 0$ .

Типовим нелінійним навантаженням локальних об'єктів є некеровані випрямлячі (зазвичай, з вихідним ємнісним фільтром) у складі оргтехніки та побутових приладів, які споживають струм  $i_V$  імпульсної форми. За цього під час перемикання діодів у завданні струму АІН, що визначається з урахуванням струму навантаження, маємо відповідну  $i_V$  зміну струму  $i_C$  (за стрибкоподібною зміни похідної струму  $i_C^*$ ). За обмеженої частоти ШІМ ці зміни струму відпрацьовуються з запізненням, що призводить до появи «динамічної» похибки і спотворення форми струму РМ. Таким чином, маємо збурення за сигналом керування. Це призводить до погіршення гармонійного складу струму мережі, що ускладнює забезпечення його відповідності стандартам за значень  $I_{1m} \leq 0.25I_{Cmax}$ .

Розглянемо реалізацію ШІМ для випадку, коли використовуються дві опорні напруги  $u_{TR}$  і  $(-u_{TR})$  трикутної форми з частотою модуляції  $f_m$ , що є симетричними відносно 0 (рис. 3). Перемикання ключів першого плеча (K1, K2) здійснюється за умови, що задана напруга  $u^* \geq u_{TR}$ , а другого (K3, K4) –  $u^* \leq -u_{TR}$ .

За відсутності регуляторів у блоці ШІМ напруга, яка пропорційна  $\Delta i_C$ , порівнюється з  $u_{TR}$ . У разі формування позитивної напівхвилі  $u_C$  використовується два значення напруги  $U$  і 0 (для негативної напівхвилі, відповідно,  $-U$  і 0) і напруга  $u_L$  приймає значення:

- якщо  $u_C = U$ , то значення  $u_L = U - u_1 = L \frac{di_C}{dt}$  і

струм  $i_C$  зростає (початкове відхилення  $\Delta i_C$  відносно середнього значення  $\Delta i_{CAV}$  (похибки відпрацювання струму) є позитивним ( $i_C^* > i_C$ ) і зменшується до нуля, а потім стає негативним ( $i_C^* < i_C$ )) (рис. 3);

- якщо  $u_C = 0$ , то значення  $u_L = 0 - u_1 = L \frac{di_C}{dt}$  і

струм убуває ( $\Delta i_C$  зростає до нуля, а потім стає пози-

тивним). Оскільки  $f_M$  достатньо велика, можна вважати, що на інтервалі модуляції  $T$  напруга  $u_1$  і струм  $i_C^*$  незмінні. Отже, струм коливається відносно заданого значення і змінюється за лінійним законом, швидкість його змінювання залежить від значення  $u_1$  і  $u_C$ .

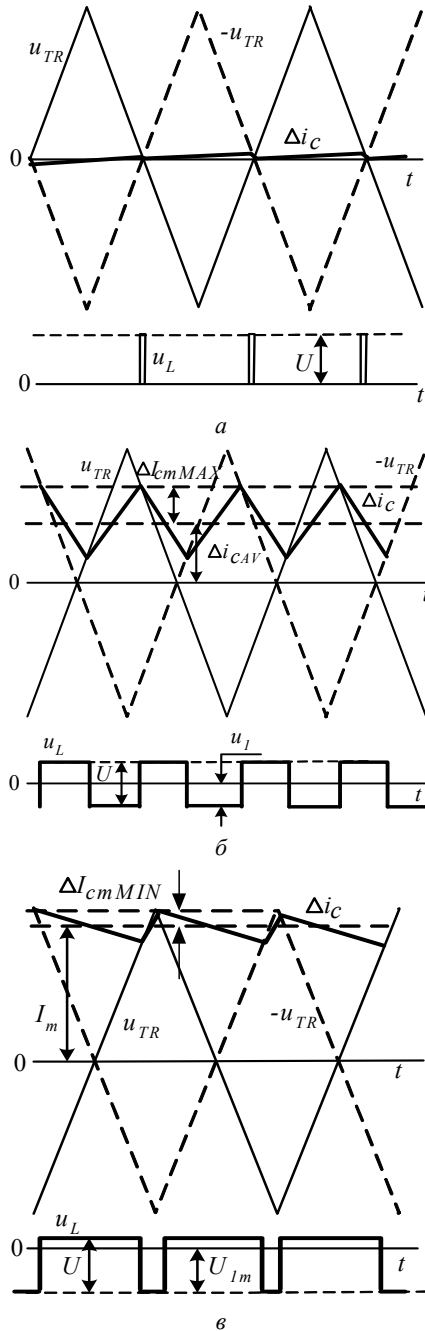


Рис. 3. Визначення амплітуди пульсацій і похибки відпрацювання струму АІН з ШІМ

Вважаємо, що струм  $i_C$  і, відповідно,  $di_C/dt$  змінюються за гармонійним законом. Амплітуда пульсацій струму  $\Delta I_{Cm}$  визначається коефіцієнтом заповнення імпульсів напруги АІН  $\gamma = t_{on} / T$  ( $t_{on}$  – час вмикання ключа,  $T$  – період модуляції) і не залежить від значення струму. Тому приймаємо, що задане значення струму АІН дорівнює нулю. Отже, маємо:

- при  $u_1 \rightarrow 0$  значення  $\gamma \rightarrow 0$ , відповідно,  $\Delta I_{Cm} \rightarrow 0$  (рис. 3,а). За цього середнє значення відхилення струму за період модуляції  $\Delta i_{CAV}(t) = 0$ . Швидкості

зростання і зменшення струму різні, що у разі  $\gamma > 0$  призводить до збільшення  $|\Delta i_{CAV}(t)| > 0$ . Тобто середнє значення  $|\Delta i_{CAV}(t)|$  поступово зростає;

- значенню  $\gamma = 0.5$ , коли  $\Delta I_{Cm}$  є максимальним (рис. 3,б), відповідає умова

$$aU_{1m} - U_{1m} \sin \omega t = |-U_{1m} \sin \omega t|, \text{ за цього}$$

$$\Delta I_{Cm} = \Delta I_{Cm \max} = \frac{aU_{1m}}{16Lf_M}; \quad (3)$$

- при  $u_1 = U_{1m}$  значення  $\gamma$  є максимальним (рис. 3,в), його можна знайти згідно умови, що  $\int_0^T u_L dt = 0$ , або

$$U_{1m}(a-1)\gamma + U_{1m}(0-1)(1-\gamma) = 0.$$

Відповідно  $\gamma_{\max} = 1/a$  та

$$\Delta I_{Cm1} = \frac{\gamma(a-1)U_{1m}}{4Lf_M}. \quad (4)$$

Врахуємо обмеження щодо співвідношення швидкості змінювання  $i_C$  і опорної напруги  $\frac{du_{TR}}{dt} > \frac{di_C}{dt}$ . Значення  $\frac{du_{TR}}{dt} = 4u_{TRm}f_M$ . Максимальне значення  $di_C/dt$  має місце, коли  $u_L = 0 - U_{1m} = -U_{1m}$  і становить  $\frac{di_C}{dt} = \frac{U_{1m}}{L}$ . Отже,  $\frac{du_{TR}}{dt} = 4u_{TRm}f_M \geq \frac{U_{1m}}{L}$  ( $u_{TRm}$  – амплітуда  $u_{TR}$ ), звідки

$$f_M \geq \frac{U_{1m}}{4u_{TRm}L}. \quad (5)$$

Виходячи з умови  $\int_0^T u_L dt = 0$ , можна визначити

залежності  $\gamma(t)$  і  $\Delta I_{Cm}(t)$ . Так, для  $u_C > 0$  маємо  $U_{1m}(a - \sin \omega t)\gamma + U_{1m}(0 - \sin \omega t)(1 - \gamma) = 0$ . Звідси

$$\gamma = \frac{\sin \omega t}{a}.$$

$$\text{Амплітуда відхилення струму } \Delta I_{Cm} = \frac{\gamma(1-\gamma)aU_{1m}}{2Lf_M}.$$

З урахуванням значення  $\gamma$  отримуємо  $\Delta I_{Cm}(t) = \frac{U_{1m}}{2aLf_M}(a \sin \omega t - 0.5 + 0.5 \cos 2\omega t)$ . Для  $u_C < 0$  маємо аналогічну картину. Отже,

$$\Delta I_{Cm}(t) = \frac{U_{1m}}{2aLf_M}(a |\sin \omega t| - 0.5 + 0.5 \cos 2\omega t),$$

$$\Delta i_{CAV}(t) = \frac{u_{TRm}}{a} \sin \omega t.$$

Граничним є режим, коли амплітуда похибки струму  $I_m$  наближається до  $u_{TRm}$  і  $\Delta I_{Cm1} = 0$  за  $a = 1$ . В загальному випадку необхідно виконання умови

$$I_m + \Delta I_{Cm1} \leq u_{TR}. \quad (6)$$

У протилежному випадку виникають додаткові (зайві) перемикання ключів інвертора.

Амплітуду  $u_{TRm}$  можна визначити згідно (5), тоді амплітуда основної гармоніки похибки струму відповідно (4) і (6)  $I_m \leq \frac{U_{1m}}{a4Lf_M}$ , або

$$I_m \leq \frac{u_{TRm}}{a}. \quad (7)$$

Значення  $\Delta I_{Cm}$  за  $\gamma = 0.5$  і  $\gamma_{\max}$  становлять, відповідно,  $\Delta I_{Cm\max} \leq \frac{a}{4} u_{TRm}$ ,  $\Delta I_{Cm1} = \frac{(a-1)}{a} u_{TRm}$ .

Перейдемо до відносного значення  $\Delta I_{Cm\max}$  (до амплітуди  $I_{Cm\max}$ )  $c = \frac{\Delta I_{Cm\max}}{I_{Cm\max}}$ , тоді згідно (2), (3)

$$f_M \geq \frac{a\omega}{16bc}. \quad (8)$$

Таким чином, наприклад, за  $b = 0.15$ ,  $c = 0.05$ ,  $a = 1.3$  значення  $I_m = 0.77u_{TRm}$ ,  $\Delta I_{Cm\max} = 0.325u_{TRm}$ ,  $\Delta I_{Cm1} = 0.23u_{TRm}$ . Якщо  $I_{Cm\max} = 25$  А ( $I_{Cm\max} = 35.35$  А), частоту модуляції згідно (8)  $f_M = 3400$  Гц, то  $\Delta I_{Cm\max} = 1.77$  А. За цього  $I_m = \frac{4}{a^2} \Delta I_{Cm\max} = 4.19$  А.

Для узгодження масштабування величин в прямий канал відхилення вводяться (рис. 2) коефіцієнти:

$$k = \frac{a}{4\Delta I_{Cm\max}} \quad (\text{без урахування коефіцієнтів передавання датчиків і } u_{TRm} = 1) \text{ і } j = U/u_{TRm}.$$

Без урахування модуляційних складових «гладка» складова напруги реактора згідно (1)

$$u^1_L = u^1_C - u_1 = L \frac{di^1_C}{dt} = ju_K - u_1 \quad (u_K - \text{напруга керування, що змінюється в межах } (-u_{TRm}, u_{TRm}), u^1_C, i^1_C - \text{напруга і струм без урахування модуляційних складових}).$$

Звідси  $u_K = \frac{L}{j} \frac{di^1_C}{dt} + \frac{u_1}{j}$ . Похибка  $\Delta i_{CAV} = 0$  за умови, що  $i^*_C = i^1_C$ , відповідно,  $\frac{di^*_C}{dt} = \frac{di^1_C}{dt}$ . Звідки

$$u_K = \frac{L}{j} \frac{di^*_C}{dt} + \frac{u_1}{j}. \quad (9)$$

У разі  $i^*_C = 0$  значення  $u_K = u_1/j$ . Напруга  $u_1$  є вимірюваною і статичну похибку можна компенсувати введенням відповідного зв'язку (ланка  $K$  на рис. 2).

Виключення похибки струму, обумовленої збуренням за сигналом керування, можливо з використанням диференціальної ланки динамічної компенсації (ДК) згідно (9) в каналі завдання струму АІН.

В реальних умовах  $U_1$  змінюється в певних межах. Із змінюванням  $U_1$  за постійної  $f_M$  (8)  $b' = b/U_1^*$  ( $U_1^* = U_1/U_{1N}$ , де  $U_{1N}$  – номінальна напруга),

$$a' = a/U_1^*, \quad c' = \frac{a'bc}{b'a},$$

що потребує переналаштування КРС. Інший варіант компенсації статичної похибки – це введення інтегрувальної ланки (рис. 4) з коефіцієнтом  $g = f_M/k$ , що розраховує фактичне значення  $\Delta i_{CAV}(t)$  і додає його до сигналу відхилення струму.

Запропонована структура КРС АІН (рис. 4) містить підсумкові пристрої, пропорційну ланку з коефіцієнтом  $k$ , інтегрувальну ланку, блоки множників, блок компараторів БК, генератор опорної напруги ГОН, блок фазового автопідстроювання частоти PLL, ланку динамічної компенсації ДК. Згідно сигналу завдання амплітуди струму мережі  $I^*_{1m}$  з виходу зовні-

шнього регулятора напруги ЗР (підтримує напругу на вході АІН на заданому рівні  $U = U^*$ ) формується синусоїдальний сигнал завдання струму мережі  $i^*_{1m}$ , що за генерації енергії СБ у мережу зсунутий по відношенню до напруги  $u_1$  на  $180^\circ$ , а у разі споживання енергії з мережі співпадає за фазою. Завдання струму АІН визначається з урахуванням  $i_L$  і ємнісної складової струму фільтра з амплітудою  $I_{fm(1)} = \omega C_f U_{1m}$ . PLL згідно напрузі РМ  $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$  і заданому значенню кутової частоти  $\omega_0$  формує сигнали  $\sin \omega t$ ,  $\cos \omega t$ .

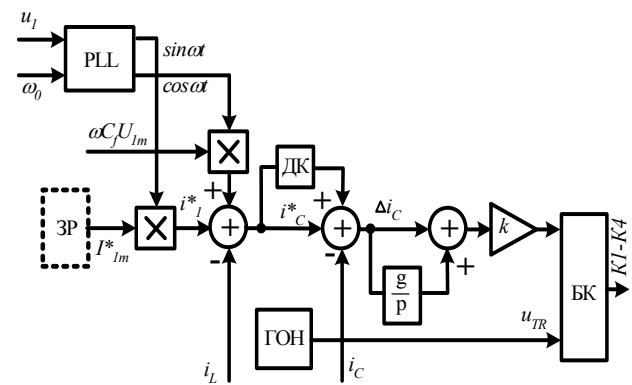


Рис. 4. Структура КРС

**Імітаційне моделювання в Matlab та його результати.** Здійснено з комбінуванням нелінійного навантаження (некеровані випрямлячі з вихідним ємнісним фільтром та  $RL$  навантаженням) та  $RL$  навантаження ( $I_{Lm(1)} = 19.6$  А,  $\varphi_{(1)} = 27^\circ$ ). РМ містить опори  $R = 0.02$  Ом,  $X_L = 0.02$  Ом. Реактор з  $L = 0.0042$  Гн і  $R = 0.1$  Ом,  $R_f = 0.3$  Ом,  $C_f = 60$  мкФ. Параметри АІН:  $I_{Cm\max} = 25$  А,  $f_M = 6800$  Гц,  $U = 405$  В ( $a = 1.3$ ).

Розглянуті три варіанти КРС: варіант 1 – з ДК та компенсуючим зв'язком за  $u_1$ ; варіант 2 – з ДК та інтегруючою ланкою; варіант 3 – з використанням ПІ-регулятора з налаштуванням на симетричний оптимум

$$W(p) = \frac{4L}{8KT_\mu} + \frac{L}{8KT_\mu^2 p} \quad (T_\mu = 1/f_M, K = k \cdot j).$$

Варіант 3 при нелінійному навантаженні є працездатним лише з ДК та компенсуючим зв'язком за  $u_1$  і має найгірші показники за малих значень струму РМ.

Так, у разі  $I^*_{1m} = 3$  А, значення  $I_{1m(1)} = 2.973$  А,  $\text{THDi}_1 = 4.79\%$ . За тих же умов для варіанту 1  $I_{1m(1)} = 2.943$  А,  $\text{THDi}_1 = 3.41\%$ , для варіанту 2  $I_{1m(1)} = 2.966$  А,  $\text{THDi}_1 = 2.68\%$ . До того ж, варіант 2 має кращий спектр струму РМ (рис. 5) і забезпечує  $\text{THDi}_1 \leq 5\%$  в діапазоні значень  $I_{1m}$  до  $0.05 I_{1m\max}$  ( $I_{1m\max}$  у даному разі  $35.35$  А). У разі зміни  $u_1$  варіант 2 не потребує переналаштування, так за  $U^*_1 = 0.85$  для  $I^*_{1m} = 3$  А,  $I_{1m(1)} = 2.97$  А,  $\text{THDi}_1 = 2.5\%$ . У варіанті 1 за тих же умов  $I_{1m(1)} = 3.3$  А,  $\text{THDi}_1 = 2.83\%$ , що передбачає зміну коефіцієнту в ланці  $K$  (рис. 2).

Осцилограми  $u_1$ ,  $u_C$ ,  $i_1$ ,  $\Delta I_{Cm}(t)$  за лінійного навантаження з ДК наведені на рис. 6. Осцилограми  $u_1$ ,  $u_C$ ,  $i_1$ ,  $i_C$ ,  $i_L$  для  $I^*_{1m} = 3$  А за комбінованого лінійного та нелінійного навантаження (випрямлячі з ємнісним фільтром і  $RL$  – навантаженням) для варіанту 2 наведені на рис. 7 ( $I^*_{1m} = 3$  А,  $I_{1m(1)} = 2.97$  А,  $\text{THDi}_1 = 2.97\%$ ).



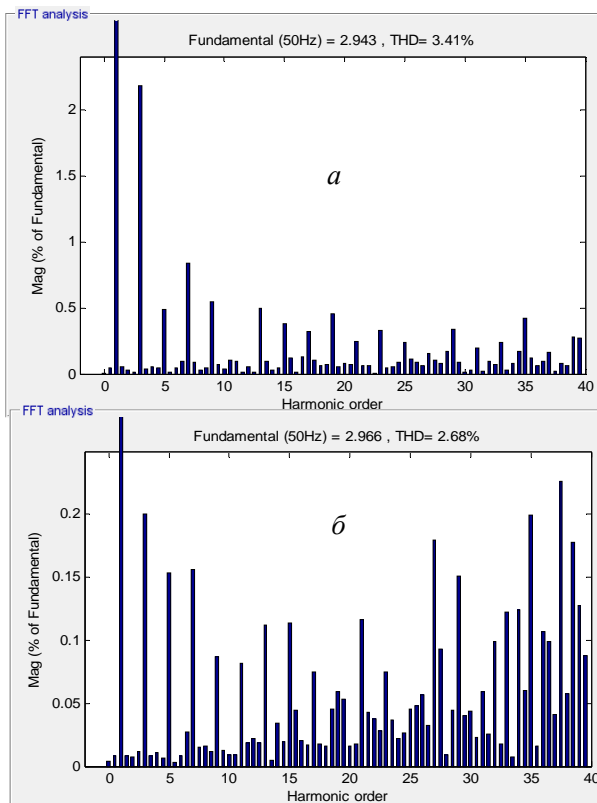


Рис. 5. Спектри струму РМ: *a* – варіант 1; *б* – варіант 2

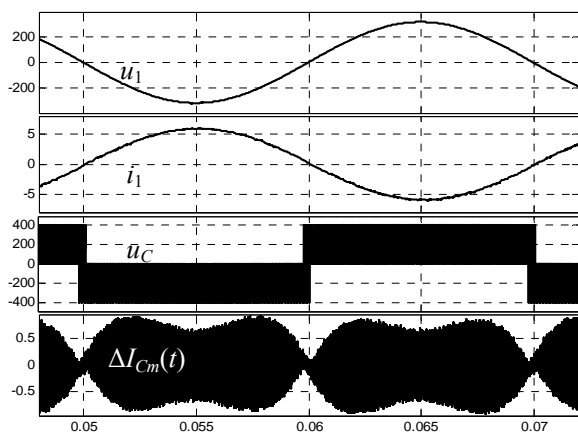


Рис. 6. Осцилограми напруги та струмів за лінійним навантаженням

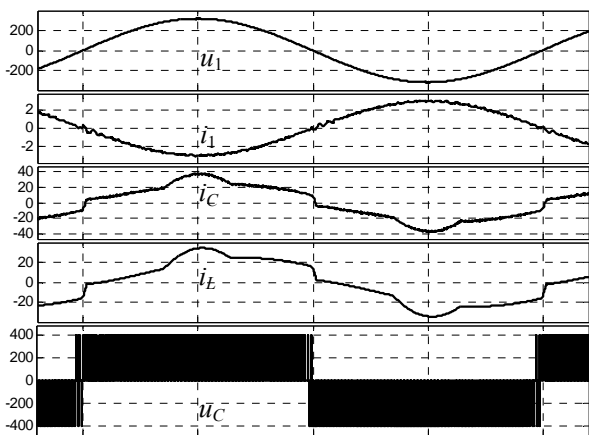


Рис. 7. Осцилограми напруги та струмів за комбінованого навантаження

Для порівняння в [3] з використанням в КРС ПІ- регулятора за  $f_M = 20$  кГц,  $I_{1m} = 10$  А ( $I_{Cm} = 20$  А, амплітуди струму нелінійного навантаження  $I_{Lm} = 9$  А) значення  $THDi_1 = 4.8$  %.

### Висновки.

На підставі отриманих залежностей амплітуди пульсацій вихідного струму АІН і похибки за основною гармонікою у відповідності до напруги на вході АІН, частоти ШІМ і індуктивності вихідного реактора обрнтовані параметри ланок для компенсації збурюючих впливів. Показано, що компенсація збурення напруги РМ з використанням в каналі відхилення струму інтегруючої ланки не потребує переналаштування у разі зміни напруги мережі. Запропонована структура КРС багатofункціонального АІН зі сполученням пропорційної, інтегруючої і диференціуючої ланок з відповідними їх параметрами дозволяє за обмеженого значення частоти ШІМ 6800 Гц розширити діапазон значень струму  $i_l$  в точці підключення до мережі у бік менших значень до 0.05 від максимального значення струму за значення  $THDi_1 \leq 5\%$ . При цьому значення вхідної напруги інвертора та частоти ШІМ визначаються згідно напрузі РМ, індуктивності реактору, максимальних значень струму АІН та амплітуди його пульсацій. Результати отримані для відносних значень: амплітуди пульсацій струму  $c = 0.0025$ , падіння напруги на реакторі за максимального струму (для 1-ї гармоніки)  $b = 0.15$  і  $a = 1.3$ . Подальшим напрямком роботи є розвиток моделі для дослідження роботи АІН з урахуванням дискретності роботи цифрової системи керування для уточнення вимог до її елементів і оцінки реальних показників.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- Zeng Z., Yang H., Zhao R., Cheng C. Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review // Renewable and Sustainable Energy Reviews. – 2013. – vol.24. – pp. 223-270. doi: 10.1016/j.rser.2013.03.033.
- Vaquero J., Vázquez N., Soriano I., Vázquez J. Grid-Connected Photovoltaic System with Active Power Filtering Functionality // International Journal of Photoenergy. – vol.2018. – pp. 1-9. doi: 10.1155/2018/2140797.
- Da Silva S.A.O., Sampaio L.P., Campanhol L.B.G. Single-phase grid-tied photovoltaic system with boost converter and active filtering // 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). – Jun. 2014. doi: 10.1109/isie.2014.6865013.
- Denizar C. Martins, Kleber C. A. de Souza. A single-phase grid-connected PV system with active power filter // International journal of circuits, systems and signal processing. – 2008. – iss.1. – vol.2. – pp. 50-55.
- Vigneysh T., Kumarappan N. Grid interconnection of renewable energy sources using multifunctional grid-interactive converters: A fuzzy logic based approach // Electric Power Systems Research. – 2017. – vol.151. – pp. 359-368. doi: 10.1016/j.eprsr.2017.06.010.
- Shavelkin A., Shvedchykova I. Multifunctional converter for single-phase combined power supply systems for local objects with a photovoltaic solar battery // Technical electro-dynamics. – 2018. – no.5. – pp. 92-95. doi: 10.15407/techned2018.05.092.
- Wu T.-F., Nien H.-S., Shen C.-L., Chen T.-M. A Single-Phase Inverter System for PV Power Injection and Active Power Filtering With Nonlinear Inductor Consideration // IEEE Trans-

- actions on Industry Applications. – 2005. – vol.41. – no. 4. – pp. 1075-1083. doi: 10.1109/tia.2005.851035.
8. Mendez I., Vazquez N., Vaquero J., Vazquez J., Hernandez C., Lopez H. Multifunctional grid-connected photovoltaic-system controlled by sliding mode // IECON 2015 – 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. – Nov. 2015. doi: 10.1109/iecon.2015.7392286.
9. Шавелкин А.А. Структуры однофазных преобразовательных агрегатов для комбинированных систем электропитания с фотоэлектрическими солнечными батареями // Технічна електродинаміка. – 2018 – №2. – С. 39-46. doi: 10.15407/techned2018.02.039.
10. 1547-2018 – IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces. – Date of Publ. 6 April 2018. doi: 10.1109/IEEESTD.2018.8332112.

#### REFERENCES

1. Zeng Z., Yang H., Zhao R., Cheng C. Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2013, vol.24, pp. 223-270. doi: 10.1016/j.rser.2013.03.033.
2. Vaquero J., Vázquez N., Soriano I., Vázquez J. Grid-Connected Photovoltaic System with Active Power Filtering Functionality. *International Journal of Photoenergy*, vol. 2018, pp. 1-9. doi: 10.1155/2018/2140797.
3. Da Silva S.A.O., Sampaio L.P., Campanhol L.B.G. Single-phase grid-tied photovoltaic system with boost converter and active filtering. *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Jun. 2014. doi: 10.1109/isie.2014.6865013.
4. Denizar C. Martins, Kleber C. A. de Souza. A single-phase grid-connected PV system with active power filter. *International journal of circuits, systems and signal processing*, 2008, iss.1, vol.2, pp. 50-55.
5. Vigneysh T., Kumarappan N. Grid interconnection of renewable energy sources using multifunctional grid-interactive converters: A fuzzy logic based approach. *Electric Power Systems Research*, 2017, vol.151, pp. 359-368. doi: 10.1016/j.epsr.2017.06.010.
6. Shavelkin A., Shvedchikova I. Multifunctional converter for single-phase combined power supply systems for local objects with a photovoltaic solar battery. *Technical electro-dynamics*, 2018, no.5, pp. 92-95. doi: 10.15407/techned2018.05.092.
7. Wu T.-F., Nien H.-S., Shen C.-L., Chen T.-M. A Single-Phase Inverter System for PV Power Injection and Active Power Filtering With Nonlinear Inductor Consideration. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, vol.41, no. 4, pp. 1075-1083. doi: 10.1109/tia.2005.851035.
8. Mendez I., Vazquez N., Vaquero J., Vazquez J., Hernandez C., Lopez H. Multifunctional grid-connected photovoltaic-system controlled by sliding mode. *IECON 2015 – 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov. 2015. doi: 10.1109/iecon.2015.7392286.
9. Shavelkin A.A. Structures of single-phase converters units for combined electrical supply systems with photoelectric solar panels. *Technical electro-dynamics*, 2018, no.2, pp. 39-46. (Rus). doi: 10.15407/techned2018.02.039.
10. 1547-2018 – IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces. Date of Publ. 6 April 2018. doi: 10.1109/IEEESTD.2018.8332112.

Надійшла (received) 07.02.2019

Шаволькін Олександр Олександрович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
 Каплун Віктор Володимирович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
 Шведчикова Ірина Олександрівна<sup>1</sup>, д.т.н., проф.  
<sup>1</sup>Київський національний університет технологій та дизайну,  
 01011, Київ, вул. Немировича-Данченка, 2,  
 тел/phone +380 50 9720629,  
 e-mail: shavolkin@gmail.com, ishved89@gmail.com

O.O. Shavelkin<sup>1</sup>, V.V. Kaplun<sup>1</sup>, I.O. Shvedchikova<sup>1</sup>  
<sup>1</sup> Kyiv National University of Technologies and Design,  
 2, Nemirovich-Danchenko Str., Kyiv, 01011, Ukraine.

#### Error elimination for current control loop for multi-functional single-phase grid-connected inverter.

**Purpose.** Elimination of the error of the inverter current control loop by improving its structure and justifying the parameters, which will ensure compliance with the current quality standard at the common coupling to the distribution grid of the load and the multi-functional grid inverter at the output of the renewable source of electrical energy. **Methodology.** Synthesis of structure of current control loop based on analysis of processes in electrical circuits and computer simulation. **Results.** Relationships for determining the input voltage of the inverter, reactor inductance and modulation frequency in accordance with the grid voltage, the maximum values of the inverter current and the amplitude of its ripple when combining the function of the active power filter. Dependencies of the amplitude of the pulsations of the output current of the inverter and the errors in the fundamental harmonic in accordance with the voltage at the input of the inverter, the modulation frequency and inductance of the output reactor are obtained. **Originality.** The structure of the inverter current control loop has been improved with a combination of proportional, integrating and differentiating links, and their parameters have been determined to ensure compensation of the disturbing action on input of the reference and compensation of the error of current from the disturbing action of the grid voltage regardless of its value. **Practical value.** The obtained solutions are the basis for the design of converters of electric power systems with renewable sources of electricity with improved energy efficiency. References 10, figures 7.

**Key words:** multi-functional single-phase grid-connected inverter, nonlinear load, PWM, current control loop, current error compensation, THD, simulation.

М.И. Баранов

## ОСОБЕННОСТИ ПРОЯВЛЕНИЯ И ВЛИЯНИЯ НА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ НЕСТАЦИОНАРНОГО ПОВЕРХНОСТНОГО ЭФФЕКТА В МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПРОВОДНИКАХ С ИМПУЛЬСНЫМ ТОКОМ

*Приведен короткий обзор результатов известных теоретических исследований электрофизического явления линейного нестационарного поверхностного эффекта (НПЭ) в немагнитных однородных массивных плоских и цилиндрических металлических проводниках с импульсным аксиальным (азимутным) током, что формуется в разрядном колі високовольтної електрофізичної установки (ЭФУ). У загаленому і систематизованому вигляді представлені основні особливості прояву лінійного НПЭ у вказаних проводниках і впливу даного скін-ефекту на електромагнітні процеси, що протікають в проводниках і розрядному колі ЭФУ з імпульсним струмом, що змінюється в часі за законом затухаючої синусоїди. Описаний вплив лінійного НПЭ на тривалість перехідного процесу в розрядному колі ЭФУ, глибину проникнення електромагнітного поля в матеріал проводників, власні електричні параметри проводників і їх добротність в розрядному колі ЭФУ. Бібл. 28, рис. 2.*

*Ключові слова:* металеві проводники, імпульсний струм, лінійний нестационарний поверхневий ефект, особливості прояву лінійного скін-ефекту в проводниках і його впливу на електромагнітні процеси.

*Приведен краткий обзор результатов известных теоретических исследований электрофизического явления линейного нестационарного поверхностного эффекта (НПЭ) в немагнитных однородных массивных плоских и цилиндрических металлических проводниках с импульсным аксиальным (азимутальным) током, формируемым в разрядной цепи высоковольтной электрофизической установки (ЭФУ). В обобщенном и систематизированном виде представлены основные особенности проявления линейного НПЭ в указанных проводниках и влияния рассматриваемого скин-эффекта на электромагнитные процессы, протекающие в проводниках и разрядной цепи ЭФУ с импульсным током, изменяющимся во времени по закону затухающей синусоиды. Описано влияние линейного НПЭ на длительность переходного процесса в разрядной цепи ЭФУ, глубину проникновения электромагнитного поля в материал проводников, собственные электрические параметры проводников и их добротность в разрядной цепи ЭФУ. Библ. 28, рис. 2.*

*Ключевые слова:* металлические проводники, импульсный ток, линейный нестационарный поверхностный эффект, особенности проявления линейного скин-эффекта в проводниках и его влияния на электромагнитные процессы.

**Введение.** В высоковольтной силовоточной импульсной технике достаточно широкое применение нашли электрофизические установки (ЭФУ), предназначенные для достижения на практике с их помощью различных научных и электротехнологических целей [1-6]. При этом в силовых электрических цепях таких ЭФУ обычно используются металлические не- и изолированные токопроводы, токонесущие части которых содержат немагнитные проводники из материалов с высокой удельной электропроводностью  $\gamma_C$  (например, меди и алюминия) и по которым протекают импульсные токи  $i_p(t)$  с различными амплитудно-временными параметрами (АВП). Источником генерирования в цепях ЭФУ импульсных аксиальных (продольных) и азимутальных (круговых) токов  $i_p(t)$ , как правило, являются мощные емкостные (ЕНЭ) или индуктивные (ИНЭ) накопители энергии [1-3]. Учитывая физическую природу формирования и протекания импульсного тока  $i_p(t)$  в проводящих средах, в указанных материалах проводников разрядных цепей ЭФУ с ЕНЭ (ИНЭ) проявляется нестационарный поверхностный эффект (НПЭ), изучению которого было уделено достаточно много внимания [2, 7-19]. Тем не менее, на сегодня в научном мире практически отсутствуют публикации, посвященные обобщению и систематизации полученных отечественными и зарубежными учеными-электротехниками за многолетний период результатов теоретических исследований явления НПЭ в металлических проводниках с импульсным током  $i_p(t)$  различных АВП. Поэтому подготовка на первом этапе даже краткого обзора основных пуб-

ликаций по НПЭ в проводниках представляет научно-практический интерес. Укажем и то, что имеющиеся иностранные публикации (например, [20-22]), посвящены главным образом исследованию стационарного скин-эффекта в металлических проводниках. В этой связи выполнение краткого обзора известных работ по проблематике явления НПЭ в проводниках цепей ЭФУ с импульсным током  $i_p(t)$ , содержащего основные результаты его проявления и влияния на протекающие в них и разрядных цепях ЭФУ электромагнитные процессы, является актуальной задачей.

**Целью статьи** является выполнение краткого научного обзора основных результатов известных теоретических исследований электрофизического явления линейного НПЭ в немагнитных однородных массивных проводниках плоской и цилиндрической конфигураций, по которым в разрядных электрических цепях высоковольтных силовоточных ЭФУ протекают импульсные токи  $i_p(t)$  с заданными АВП.

**1. Постановка задачи.** Рассмотрим широко используемые в высоковольтных ЭФУ не- и изолированные сплошные немагнитные однородные проводники, имеющие плоскую (рис. 1) или цилиндрическую конфигурацию (рис. 2) [2,13]. Принимаем, что для рассматриваемых проводников толщиной  $h$  или  $b$  (см. рис. 1 и 2) выполняются неравенства вида  $h/\Delta_C \gg 1$  и  $b/\Delta_C \gg 1$ , где  $\Delta_C = [2/(\omega_p \mu_0 \gamma_C)]^{1/2}$  – глубина проникновения в стационарном (установившемся) режиме внешнего электромагнитного поля с круговой частотой изменения  $\omega_p$  во времени  $t$  в материал про-

© М.И. Баранов

водника с удельной электропроводностью  $\gamma_c$ , а  $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнитная постоянная [2]. В этой связи в указанных проводниках разрядной цепи ЭФУ будет иметь место резкое проявление поверхностного эффекта (скин-эффекта) и проводники могут считаться массивными [2, 9, 13]. Случаи, когда  $h/\Delta_c \leq 1$  и  $b/\Delta_c \leq 1$ , являются нетипичными для токопроводов, используемых в силовых разрядных цепях ЭФУ, и поэтому они не представляют особого интереса.

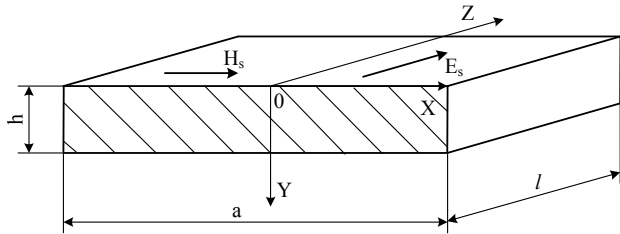


Рис. 1. Плоский массивный неизолированный металлический проводник с импульсным аксиальным электрическим током проводимости  $i_p(t)$ , протекающим вдоль его продольной оси  $OZ$  ( $E_s, H_s$  – соответственно напряженности импульсного электрического и магнитного полей на наружной плоской поверхности проводника) [13]

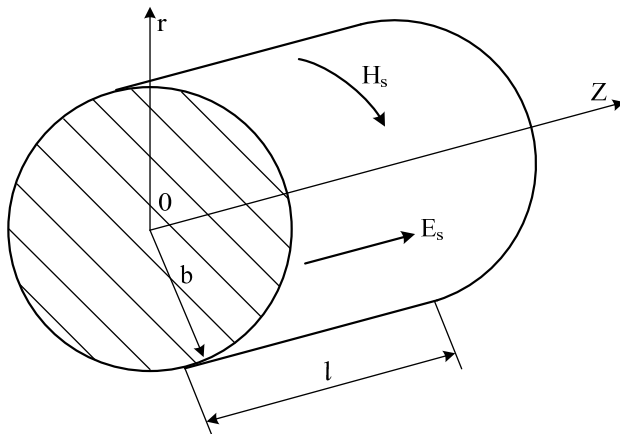


Рис. 2. Цилиндрический массивный неизолированный металлический проводник с импульсным аксиальным электрическим током проводимости  $i_p(t)$ , протекающим вдоль его продольной оси  $OZ$  ( $E_s, H_s$  – соответственно напряженности импульсного электрического и магнитного полей на наружной цилиндрической поверхности проводника) [13]

Считаем, что удельная электропроводность  $\gamma_c$  материала проводников является практически неизменной во времени  $t$  величиной, а линейные габаритные размеры проводников (их длина  $l$  и ширина  $a$ ) значительно превышают их толщину  $h$  или радиус  $b$ . Токами смещения в уравнениях Максвелла для исследуемых проводников пренебрегаем [2, 12]. Пусть в рассматриваемых проводниках вдоль их продольных осей  $OZ$  протекают лишь импульсные токи проводимости  $i_p(t)$  с произвольными АВП. Требуется на основании опубликованных результатов исследований линейного НПЭ в рассматриваемых немагнитных однородных массивных металлических проводниках разрядной цепи ЭФУ с импульсным током  $i_p(t)$  заданных АВП сформулировать в обобщенном и систематизированном виде основные особенности проявления указанного скин-эффекта и его влияния на электромагнитные процессы, протекаю-

щие в материале проводников и разрядной электрической цепи ЭФУ.

**2. Основные особенности проявления линейного НПЭ в массивных проводниках с импульсным током.** Ограничимся рассмотрением типичного для мощных высоковольтных ЭФУ случая, когда импульсный ток  $i_p(t)$  в исследуемых проводниках изменяется во времени  $t$  по закону затухающей синусоиды и описывается известным соотношением вида [9, 13]:

$$i_p(t) = k_p I_{mp1} \exp(-\delta_p t) \sin(\omega_p t), \quad (1)$$

где  $I_{mp1}$ ,  $\delta_p$ ,  $\omega_p$  – соответственно первая амплитуда, коэффициент затухания и круговая частота колебаний импульсного тока в разрядной электрической цепи ЭФУ;  $k_p = [\exp(-\delta_p/\omega_p \cdot \text{arccotg} \delta_p/\omega_p) \cdot \sin(\text{arccotg} \delta_p/\omega_p)]^{-1}$  – нормирующий коэффициент ( $k_p \geq 1$ ).

Временная зависимость (1) для тока  $i_p(t)$  позволяет установить основные и характерные особенности пространственно-временных распределений напряженностей импульсного электромагнитного поля в материалах исследуемых массивных проводников и их влияния на электрические параметры проводников, а также на протекание переходных электромагнитных процессов в разрядных цепях высоковольтных ЭФУ.

**2.1. Особенности распределения напряженности импульсного электрического поля в материале проводников.** Приведенные в [14, 15] данные аналитических решений линейных диффузионных задач по проникновению в цилиндрический трубчатый металлический проводник, часто используемый в разрядной цепи ЭФУ с импульсным током  $i_p(t)$  временного вида (1), напряженностей импульсных аксиального  $E_z$  и азимутального  $E_\theta$  электрических полей позволяют сформулировать следующие основные особенности проявления линейного НПЭ в указанном проводнике:

- первая амплитуда напряженности  $E_z$  импульсно-аксиального электрического поля во внешних слоях массивной стенки проводника значительно меньше соответствующей напряженности, характерной для установившегося (стационарного) электромагнитного процесса в материале проводника. Для наружной поверхности массивного проводника это расхождение между не- и стационарным режимами проникновения этого поля составляет примерно 33 %;
- амплитуда первой полуволны напряженности  $E_\theta$  импульсного азимутального электрического поля на наружной поверхности стенки массивного проводника примерно на 31 % меньше, чем в стационарном режиме проникновения в нее подобного поля;
- напряженности  $E_z$  и  $E_\theta$  импульсного электрического поля на наружной поверхности стенки массивного проводника характеризуются повышенной скоростью нарастания на фронтальных частях своих первых полуволн, длительность которых оказывается существенно меньше (от 30 до 35 %) длительностей последующих полуволн изменения этого поля;
- напряженности  $E_z$  и  $E_\theta$  импульсного электрического поля быстрее устанавливаются во внутренних слоях стенки немагнитного массивного проводника с импульсным аксиальным или азимутальным током;
- полное затухание в материале массивного проводника указанных напряженностей  $E_z$  и  $E_\theta$  импульс-

ного электрического поля происходит практически на глубине его стенки, примерно равной  $5\Delta_C$ .

**2.2. Особенности распределения напряженности импульсного магнитного поля в материале проводников.** Результаты исследования линейного НПЭ в указанном массивном цилиндрическом проводнике, изложенные в [14, 15], указывают на то, что:

- первая амплитуда напряженности  $H_\theta$  импульсного азимутального магнитного поля по всей толщине стенки массивного проводника в нестационарном режиме проникновения значительно больше, чем в стационарном. Данное расхождение в значениях напряженности  $H_\theta$  для внутренних слоев стенки рассматриваемого проводника достигает до 35 %;

- первые полуволны напряженностей  $H_\theta$  и  $H_z$  импульсного магнитного поля по мере проникновения во внутренние слои стенки немагнитного массивного проводника подвергается значительному затуханию по амплитуде и изменению по своей форме. Происходит сглаживание их фронтальных частей и смещение их амплитудных значений в сторону больших времен;

- первая амплитуда напряженности  $H_z$  импульсного аксиального поля во внутренних слоях стенки проводника примерно на 32 % превышает ее соответствующие значения, определяемые из условия установившегося (стационарного) электромагнитного режима его проникновения в материал проводника;

- напряженности  $H_\theta$  и  $H_z$  импульсного магнитного поля быстрее устанавливаются во внешних слоях стенки массивного проводника с импульсным током;

- полное затухание в немагнитном материале массивного проводника указанных напряженностей  $H_\theta$  и  $H_z$  импульсного магнитного поля практически происходит на глубине его стенки, равной около  $5\Delta_C$ .

**3. Основные особенности влияния линейного НПЭ в массивных проводниках с импульсным током на электромагнитные процессы в них и разрядной электрической цепи ЭФУ.** Исходя из представленных в [2, 8-10, 12-19] результатов исследований линейного НПЭ в плоских и цилиндрических проводниках с импульсным током  $i_p(t)$ , изменяющимся во времени  $t$  по (1), можно заключить, что его (скин-эффекта) основные влияния сводятся к следующему.

**3.1. Влияние на длительность переходного процесса в разрядной электрической цепи ЭФУ.** Анализ полученных данных для линейного НПЭ в массивных проводниках с импульсным аксиальным (азимутальным) током  $i_p(t)$  вида (1) свидетельствует о том, что переходный процесс установления напряженностей импульсного электромагнитного поля в их немагнитном однородном (изотропном) материале продолжается практически полтора периода  $T_p$  (не более  $3\pi/\omega_p$ ) изменения внешнего поля, формируемого рассматриваемым разрядным током ЭФУ вблизи их наружных поверхностей. На это обстоятельство однозначно указывают как результаты исследований в [9, 16] импульсного проникновения плоских электромагнитных волн в плоскую немагнитную массивную стенку трубчатого проводника неограниченных радиальных размеров, так и теоретические данные из [14, 15] по изу-

чению линейного НПЭ в немагнитном цилиндрическом трубчатом проводнике произвольной толщины стенки с импульсным аксиальным или азимутальным током  $i_p(t)$  временной формы вида (1). Поэтому длительность переходного электромагнитного процесса в разрядной цепи высоковольтной ЭФУ с массивными металлическими проводниками (шинами), обусловленного нестационарной диффузией в их стенки напряженностей внешнего импульсного электромагнитного поля с периодом колебаний  $T_p$ , практически не превышает значения, равного  $1,5T_p=3\pi/\omega_p$ .

**3.2. Влияние на глубину проникновения электромагнитного поля в материал проводников.** Как известно, для расчета глубины  $\Delta_N$  проникновения в нестационарном (неустановившемся) режиме внешнего импульсного электромагнитного поля в рассматриваемые немагнитные массивные однородные проводники разрядной цепи ЭФУ можно воспользоваться следующим аналитическим соотношением [13, 23]:

$$\Delta_N = H_S / (\gamma_C E_S), \quad (2)$$

где  $E_S, H_S$  – соответственно напряженности импульсного электрического и магнитного полей на наружной поверхности плоского (цилиндрического) проводника (см. рис. 1 и 2), неферромагнитный материал которого имеет постоянную удельную электропроводность  $\gamma_C$ .

Зная в (2) временные зависимости поверхностных напряженностей  $E_S$  и  $H_S$  импульсного электрического и магнитного полей для рассматриваемых плоских и цилиндрических проводников, включенных в разрядную цепь ЭФУ с изменяющимся во времени  $t$  по закону (1) импульсным аксиальным (азимутальным) током  $i_p(t)$ , может быть сравнительно легко определена искомая величина глубины проникновения  $\Delta_N$  для нестационарного процесса диффузии внешнего импульсного электромагнитного поля в их стенки и сопоставлена с известной классической величиной глубины проникновения  $\Delta_C$ , характерной для установившегося (стационарного) режима диффузии поля.

Из анализа полученных в [13, 23] результатов следует, что на участке первой полуволны импульсного затухающего синусоидального аксиального тока  $i_p(t)$  по (1) ( $\delta_p/\omega_p=0,3$ ;  $\omega_p=666,58$  кГц;  $T_p=9,42$  мкс), протекающего по круглой сплошной массивной медной жиле ( $b=2,5$  мм;  $\gamma_C=5,81 \cdot 10^7$  См/м;  $\Delta_C=0,202$  мм;  $b/\Delta_C=12,37$ ) радиочастотного кабеля марки РК 75-33-17 [24], значение глубины проникновения  $\Delta_N$  поля в эту жилу для нестационарного режима, по сравнению со значением глубины проникновения  $\Delta_C$  в нее подобного поля для стационарного режима, оказывается примерно на 37 % больше. Для участка второй полуволны проникающего в цилиндрическую жилу импульсного электромагнитного поля значение  $\Delta_N$  становится на 19 % меньше значения  $\Delta_C$ , характерного для стационарного режима проникновения внешнего электромагнитного поля в указанный массивный проводник. На участке третьей полуволны исследуемого вида электромагнитного поля соотношение  $\Delta_N/\Delta_C$  приближается практически к единице. Поэтому для анализируемого случая величина глубины проникновения  $\Delta_N$  импульсного электромагнитного поля в массивный цилиндрический проводник наиболее заметно

изменяется в интервале двух первых полувольт этого поля или импульсного тока  $i_p(t)$ , описываемого (1).

Указанная выше особенность для временного распределения величины  $\Delta_N$  позволяет объяснить с электрофизических позиций характер изменения при переходном процессе в разрядной цепи ЭФУ величины напряженности  $E_{ZS}$  импульсного аксиального электрического поля на наружной поверхности массивного цилиндрического проводника (см. подраздел 2.1). Именно отмеченное увеличение величины  $\Delta_N$  (примерно на 37 %) на участке первой полувольты проникающего импульсного электромагнитного поля вызывает в нестационарном режиме за счет уменьшения мгновенного значения активного сопротивления  $R_N$  токового скин-слоя в массивном цилиндрическом проводнике соответствующее уменьшение (примерно на 33 %) амплитуды первой полувольты поверхностной напряженности  $E_{ZS}$  импульсного аксиального электрического поля (соответственно и падения импульсного электрического напряжения на этом проводнике [25]) по сравнению с ее значением в стационарном режиме диффузии подобного переменного поля в рассматриваемый проводник. На участке второй полувольты разрядного тока  $i_p(t)$  вида (1) уменьшение величины  $\Delta_N$  (примерно на 19 %) приводит за счет увеличения при этом мгновенного значения активного сопротивления  $R_N$  токового скин-слоя в массивном цилиндрическом проводнике к соответствующему увеличению в нестационарном режиме проникновения в него анализируемого поля указанной амплитуды напряженности  $E_{ZS}$  аксиального электрического поля на наружной поверхности проводника.

Поэтому можно констатировать то, что характер режима проникновения (нестационарный или установившийся в электродинамическом смысле) в указанные массивные плоские и цилиндрические проводники разрядной цепи ЭФУ внешнего электромагнитного поля существенно влияет на расчет величины его глубины проникновения в их немагнитные материалы.

**3.3. Влияние на собственные электрические параметры проводников разрядной цепи ЭФУ.** Усредненные на произвольном временном интервале  $[t_s, t_e]$  величины активных сопротивлений  $R_{Na}$  и внутренних индуктивностей  $L_{Na}$  (внешние индуктивности, определяемые геометрией проводников и не зависящие от электродинамического режима распространения тока в них, здесь не рассматриваются) для не-и массивных плоских и цилиндрических проводников, применяемых в разрядных цепях высоковольтных ЭФУ с импульсным током  $i_p(t)$ , могут быть представлены в обобщенном электротехническом виде [26, 27]:

$$R_{Na} = k_R R_0; \quad (3)$$

$$L_{Na} = k_L L_0, \quad (4)$$

где  $R_{Na}$ ,  $L_{Na}$  – соответственно активное сопротивление и внутренняя индуктивность проводника с учетом влияния проявляющегося в нем НПЭ;  $R_0$ ,  $L_0$  – соответственно известные величины активного сопротивления и внутренней индуктивности проводника при протекании по нему постоянного электрического тока [2, 28];  $k_R$ ,  $k_L$  – безразмерные коэффициенты, учитывающие влияние нестационарного режима проникно-

вения в материал проводника внешнего электромагнитного поля соответственно на величины его активного сопротивления и внутренней индуктивности.

Интересно отметить то, что согласно данным из [26, 27] для немассивного сплошного цилиндрического проводника радиусом  $b$  с импульсным аксиальным током  $i_p(t)$  вида (1) при  $b/\Delta_C \leq 1$  коэффициенты  $k_R$  и  $k_L$  в (3) и (4) становятся равными единице и его импульсные электрические параметры  $R_{Na}$  и  $L_{Na}$  принимают значения, характерные для постоянного тока в нем. Это обстоятельство, соответствующее известным положениям теоретической электрофизики [2, 6], может дополнительно указывать на достоверность как используемого в [26, 27] подхода, так и полученных на его основе результатов для электрических параметров исследуемых проводников с импульсным током  $i_p(t)$ .

В (3) и (4) под электрическими параметрами  $R_{Na}$  и  $L_{Na}$  следует понимать постоянные на временном интервале  $[t_s, t_e]$  величины активного сопротивления и внутренней индуктивности рассматриваемого проводника, которые к моменту времени  $t_e > t_s$  вызывают в его материале такие же изменения энергии тепловых (джоулевых) потерь и энергии магнитного поля, что и переменные во времени  $t$  величины активного сопротивления  $R_N$  и внутренней индуктивности  $L_N$  проводника. Отметим, что в [28] для случая резкого проявления стационарного поверхностного эффекта в немагнитном массивном сплошном цилиндрическом проводе радиусом  $b$  (см. рис. 2) с переменным синусоидальным аксиальным током частотой  $f$  были получены следующие классические расчетные соотношения для его усредненных на участке полупериода колебаний тока длительностью  $0,5f^{-1}$  величин активного сопротивления  $R_C$  и внутренней индуктивности  $L_C$ :

$$R_C = 0,5l(\pi b \gamma_C \Delta_C)^{-1}; \quad (5)$$

$$L_C = 0,25\mu_0 l \Delta_C (\pi b)^{-1}. \quad (6)$$

Для сравнения при  $\delta_p/\omega_p=0$  величин активного сопротивления  $R_{Na}$  и внутренней индуктивности  $L_{Na}$  рассматриваемого массивного сплошного цилиндрического проводника радиусом  $b$  с импульсным аксиальным током  $i_p(t)$ , найденных с учетом влияния НПЭ, с соответствующими величинами его активного сопротивления  $R_C$  и внутренней индуктивности  $L_C$ , рассчитанными в стационарном режиме, при  $b/\Delta_C \gg 1$  могут использоваться следующие соотношения [26]:

$$R_{Na} / R_C = 2\Delta_C k_R / b; \quad (7)$$

$$L_{Na} / L_C = 0,5bk_L / \Delta_C. \quad (8)$$

Аналитические и графические зависимости для коэффициентов  $k_R > 1$  и  $k_L < 1$  применительно к протеканию по рассматриваемому массивному цилиндрическому проводнику импульсного аксиального тока  $i_p(t)$  вида (1) были представлены в [12, 26]. Теперь перейдем к анализу влияния НПЭ на величины активного сопротивления  $R_{Na}$  и внутренней индуктивности  $L_{Na}$  немагнитного массивного цилиндрического проводника с импульсным аксиальным током  $i_p(t)$  по (1).

Полученные в [12, 26] результаты для рассматриваемого проводника указывают на то, что усредненные на участке первой полувольты ( $t_s=0$ ;  $t_e=\pi/\omega_p$ ) затухающего синусоидального тока  $i_p(t)$  вида (1) ве-

личины активного сопротивления  $R_{Na}$  при учете линейного НПЭ значительно меньше, а усредненные там же величины внутренней индуктивности  $L_{Na}$  больше, чем при стационарном поверхностном эффекте в материале такого проводника. Так, при  $b/\Delta_C=10$  и  $\delta_p/\omega_p=0$  для немагнитного сплошного цилиндрического проводника с импульсным аксиальным током  $i_p(t)$  соотношение  $R_{Na}/R_C$  по (7) численно составляет примерно 0,75, а соотношение  $L_{Na}/L_C$  по (8) принимает значение, численно равное около 1,14. Видно, что для массивного цилиндрического проводника учет влияния линейного НПЭ приводит к уменьшению (примерно на 25 %) его усредненной величины активного сопротивления  $R_{Na}$  и увеличению (примерно на 14 %) его усредненной внутренней индуктивности  $L_{Na}$ . Важно указать то, что согласно расчетным данным из [12,26] для относительно тонких (немассивных) цилиндрических проводников ( $b/\Delta_C \leq 1$ ) с импульсным аксиальным затухающим синусоидальным током  $i_p(t)$  в разрядной цепи высоковольтной ЭФУ переходный электромагнитный процесс в их немагнитном однородном материале практически не оказывает влияния на величины их таких интегральных электрических параметров как активное сопротивление и внутренняя индуктивность.

**3.4. Влияние на добротность проводников разрядной цепи ЭФУ.** Под добротностью  $Q_N$  рассматриваемых плоских и цилиндрических проводников с импульсным током  $i_p(t)$  вида (1) в разрядной цепи ЭФУ будем понимать физическую величину, определяемую отношением их внутренних реактивных сопротивлений к их активным сопротивлениям и рассчитываемую по следующему выражению [12]:

$$Q_N = \omega_p L_N / R_N. \quad (9)$$

Для немагнитного массивного сплошного цилиндрического проводника с импульсным аксиальным током  $i_p(t)$  вида (1) выражение (9) согласно данным [12] может быть записано следующим образом:

$$Q_N = 0,25b^2 k_L / (\Delta_C^2 k_R). \quad (10)$$

Исходя из (9) и принимая во внимание (5) и (6), для указанного массивного ( $b/\Delta_C \gg 1$ ) цилиндрического проводника при стационарном режиме проявления в его немагнитном материале поверхностного эффекта величина добротности принимает численное значение, равное  $Q_N=1$ . Этот результат соответствует известным классическим положениям теоретической электротехники [28]. А как влияет на величину добротности  $Q_N$  рассматриваемых проводников линейный НПЭ, проявляющийся в их материалах? Из (10) и анализа результатов теоретических исследований данного скин-эффекта в немагнитных массивных проводниках с импульсным аксиальным током  $i_p(t)$  временного вида (1), представленных в [12, 26], следует, что для массивного сплошного цилиндрического проводника при  $b/\Delta_C=10$  (в случае  $\delta_p/\omega_p=0$ ) его добротность в переходном режиме становится численно равной около  $Q_N=1,52$ . Видно, что линейный НПЭ по сравнению с установившимся (стационарным) скин-эффектом приводит к значительному повышению (примерно на 52 %) величины добротности  $Q_N$  указанного массивного проводника с импульсным током

$i_p(t)$ , включенного в сильноточную разрядную цепь ЭФУ. Отметим, что аналогичный результат для величины добротности  $Q_N$  был получен и при расчете в неустановившемся режиме интегральных электрических параметров для бесконечно толстого плоского проводника с импульсным синусоидальным током [8]. Отсюда можно заключить, что для достижения в разрядной цепи мощной высоковольтной ЭФУ, генерирующей на электрической нагрузке большие импульсные токи и сильные импульсные магнитные поля, высоких показателей добротности  $Q_N$  ее токонесущей ошиновки в ней (этой ошиновке) должны применяться немагнитные массивные токопроводы.

#### Выводы.

1. Из приведенных данных выполненного обзора следует, что линейный нестационарный скин-эффект в рассматриваемых металлических проводниках, по сравнению со стационарным поверхностным эффектом в них, на участке первой полуволны затухающего синусоидального импульсного тока  $i_p(t)$  приводит к значительному уменьшению (до 33 %) на наружной поверхности проводников величины напряженности импульсного электрического поля, существенному увеличению (до 35 %) во внутренних слоях проводников величины напряженности импульсного магнитного поля, заметному увеличению (до 37 %) величины глубины проникновения внешнего электромагнитного поля в материал проводников, уменьшению (до 25 %) усредненных величин активных сопротивлений проводников, увеличению (до 14 %) усредненных величин внутренних индуктивностей проводников и увеличению (до 52 %) величин добротностей проводников, а также к протеканию в разрядной цепи высоковольтной сильноточной электроустановки переходного электромагнитного процесса длительностью до полутора периода изменения ее импульсного тока  $i_p(t)$  указанного временного вида.

2. Описанные выше особенности проявления и влияния линейного нестационарного скин-эффекта в указанных немагнитных однородных массивных проводниках разрядных электрических цепей высоковольтных сильноточных электроустановок требуется учитывать при проектировании и выборе конструкции плоской (цилиндрической) ошиновки разрядных цепей подобных электрофизических установок, а также при решении прикладных задач получения на тех или иных электрических нагрузках указанных импульсов тока (напряжения) с заданными параметрами.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дашук П.Н., Зайнец С.Л., Комельков В.С., Кучинский Г.С., Николаевская Н.Н., Шкурпат П.И., Шнеерсон Г.А. Техника больших импульсных токов и магнитных полей. – М.: Атомиздат, 1970. – 472 с.
2. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. – М.: Мир, 1972. – 391 с.
3. Накопление и коммутация энергии больших плотностей / Под ред. У. Бостика., В. Нарди, О. Цукера: Пер. с англ. Э.И. Асиновского, В.С. Комелькова. – М.: Мир, 1979. – 474 с.
4. Гулый Г.А. Научные основы разрядно-импульсных технологий. – К.: Наукова думка, 1990. – 208 с.
5. Месяц Г.А. Импульсная энергетика и электроника. – М.: Наука, 2004. – 704 с.

6. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики. Монография в 3-х томах. Том 3: Теория и практика электрофизических задач. – Х.: Точка, 2014. – 400 с.

7. Тимофеев Б.Б. Специальные задачи теории поверхностного эффекта. – Киев: Наукова думка, 1966. – 192 с.

8. Бондалетов В.Н. Эквивалентные параметры при нестационарном распространении импульсного электромагнитного поля в проводнике // *Электричество*. – 1975. – №8. – С. 55-58.

9. Михайлов В.М. Импульсные электромагнитные поля. – Харьков: Вища школа, Изд-во при Харьков. ун-те, 1979. – 140 с.

10. Шнеерсон Г.А. Поля и переходные процессы в аппаратуре сверхсильных токов. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 200 с.

11. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. – Х.: МОСТ-Торнадо, 2003. – 288 с.

12. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 2, Кн. 1: Теория электрофизических эффектов и задач. – Х.: НТУ «ХПИ», 2009. – 384 с.

13. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 3 томах. Том 2, Кн. 2: Теория электрофизических эффектов и задач. – Харьков: Точка, 2010. – 407 с.

14. Баранов М.И., Белый И.В., Хименко Л.Т. Поверхностный эффект и распределение электродинамических усилий в цилиндрических токопроводах коаксиальной системы с импульсным током // *Электричество*. – 1976. – №10. – С. 1-8.

15. Баранов М.И. Поверхностный эффект в полой проводящем изотропном цилиндре с аксиальным импульсным магнитным полем // *Технічна електродинаміка*. – 1999. – №2. – С. 3-6.

16. Михайлов В.М. О распространении импульсного электромагнитного поля в системе «индуктор – обрабатываемая деталь» // *Вестник «Харьковского политехнического института»*. Серия «Магнитно-импульсная обработка металлов». – Х.: Изд-во «ХГУ», 1971. – Вып. 1. – №53. – С. 15-23.

17. Михайлов В.М. Расчет индуктивности и распределения тока при резком скин-эффекте // *Электричество*. – 1978. – №8. – С. 27-33.

18. Витков М.Г. Проникновение импульсного магнитного поля внутрь цилиндрического экрана // *Журнал технической физики*. – 1965. – Т. 35. – Вып. 3. – С. 410-413.

19. Подольцев А.Д., Пигнастый С.С. Влияние скин-эффекта на энергетические показатели импульсного безжелезного трансформатора // *Электричество*. – 1985. – №7. – С. 56-59.

20. Wheeler H.A. Formulas for the skin-effect // *Proceedings of the IRE*. – 1942. – vol.30. – pp. 412-424.

21. Каден Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1957. – 327 с.

22. Waldow P., Wolff I. The Skin-Effect at High Frequencies // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1985. – vol.33. – no.10. – pp. 1076-1082. doi: 10.1109/tmtt.1985.1133172.

23. Баранов М.И., Кравченко В.И., Медведева В.А. Расчет глубины проникновения импульсного электромагнитного поля в массивный проводник // *Технічна електродинаміка*. – 2001. – №3. – С. 13-16.

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

25. Баранов М.И. Приближенные граничные условия для импульсного электромагнитного поля на поверхности изотропных проводящих тел // *Технічна електродинаміка*. – 1996. – №6. – С. 3-10.

26. Баранов М.И., Бондина Н.Н. Расчет активного сопротивления и индуктивности цилиндрического проводника с импульсным током // *Электричество*. – 1990. – №1. – С. 81-87.

27. Баранов М.И., Бондина Н.Н. Импульсное сопротивление цилиндрического провода с током молнии // *Технічна електродинаміка*. – 1996. – №3. – С. 3-9.

28. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: Учебник для вузов в 2-х томах. Том 2. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 416 с.

#### REFERENCES

1. Dashuk P.N., Zayents S.L., Komel'kov V.S., Kuchinskiy G.S., Nikolaevskaya N.N., Shkuropat P.I., Shneerson G.A. *Tehnika bol'shih impul'snyh tokov i magnitnyh polej* [Technique large pulsed currents and magnetic fields]. Moscow, Atomizdat Publ., 1970. 472 p. (Rus).
2. Knopfel' G. *Sverksil'nye impul'snye magnitnye polia* [Ultra strong pulsed magnetic fields]. Moscow, Mir Publ., 1972. 391 p. (Rus).
3. Bostic W., Nardi V., Zucker O. *Nakoplenie i kommutacija energii bol'shih plotnostej* [Accumulation and commutation of energy of high densities]. Moscow, Mir Publ., 1979. 474 p. (Rus).
4. Gulyi G.A. *Nauchnye osnovy razriadno-impul'snykh tekhnologii* [Scientific basis of the discharge-pulse technology]. Kiev, Naukova Dumka Publ., 1990. 208 p. (Rus).
5. Mesiats G.A. *Impul'snaia energetika i elektronika* [Pulsed power and electronics]. Moscow, Nauka Publ., 2004. 704 p. (Rus).
6. Baranov M.I. *Izbrannye voprosy elektrofiziki. Monografiya v 3-h tomah. Tom 3: Teoriya i praktika elektrofizicheskikh zadach* [Selected topics of electrophysics. Monograph in 3th vols. Vol. 3. Theory and practice of electrophysics tasks]. Kharkiv, Point Publ., 2014. 400 p. (Rus).
7. Timofeev B.B. *Spetsial'nye zadachi teorii poverhnostnogo effekta* [Special tasks of theory of superficial effect]. Kyiv, Naukova dumka Publ., 1966. 192 p. (Rus).
8. Bondaletov V.N. Equivalent parameters at non-stationary distribution of the impulsive electromagnetic field in an explorer. *Electricity*, 1975, no.8, pp. 55-58. (Rus).
9. Mihaylov V.M. *Impul'snye elektromagnitnye polya* [Impulsive electromagnetic fields]. Kharkiv, Higher School Publ., 1979. 140 p. (Rus).
10. Shneerson G.A. *Polya i perehodnye processy v apparature sverhsilnykh tokov* [Fields and transients in equipment ultra strong currents]. Leningrad, Energoizdat Publ., 1981. 200 p. (Rus).
11. Batygin Yu.V., Lavinskyi V.I., Khimenko L.T. *Impul'snye magnitnye polya dlya progressivnykh tekhnologiy* [Impulsive magnetic fields for progressive technology]. Kharkiv, MOST-Tornado Publ., 2003. 288 p. (Rus).
12. Baranov M.I. *Izbrannye voprosy elektrofiziki: Monografiya v 2-h tomah. Tom 2, Kn. 1: Teoriya elektrofizicheskikh effektov i zadach* [Selected topics of Electrophysics: Monograph in 2 vols. Vol. 2, book. 1: Theory of electrophysics effects and tasks]. Kharkov, NTU «KhPI» Publ., 2009. 384 p. (Rus).
13. Baranov M.I. *Izbrannye voprosy elektrofiziki. Monografiya v 3kh tomakh. Tom 2, Kn. 2: Teoriia elektrofizicheskikh effektov i zadach* [Selected topics of Electrophysics. Monograph in 3 Vols. Vol.2, Book 2. A theory of electrophysical effects and tasks]. Kharkiv, Tochka Publ., 2010. 407 p. (Rus).
14. Baranov M.I., Belyi I.V., Khimenko L.T. Superficial effect and distributing of electrodynamic efforts in cylindrical current-wires of the coaxial system with an impulsive current. *Electricity*, 1976, no.10, pp.1-8. (Rus).
15. Baranov M.I. Superficial effect in a hollow conducting homogeneous cylinder with the axial-flow impulsive magnetic field. *Technical electrodynamics*, 1999, no.2, pp. 3-6. (Rus).
16. Mihaylov V.M. About distribution of the impulsive electromagnetic field in the system «inductor – workpart». *Bulletin of «KhPI»*. Series: «Magnetic-impulsive metal forming», 1971, iss.1, no.53, pp. 15-23. (Rus).



17. Mihaylov V.M. Calculation of inductance and distributing of current at a sharp skin-effect. *Electricity*, 1978, no.8, pp. 27-33. (Rus).
18. Vitkov M.G. Penetration of impulsive magnetic field into a cylindrical screen. *Technical physics*, 1965, vol.35, iss.3, pp. 410-413. (Rus).
19. Podoltsev A.D., Pignastiy S.S. Influence of skin-effect on the power indexes of impulsive without ferum-transformer. *Electricity*, 1985, no.7, pp. 56-59. (Rus).
20. Wheeler H.A. Formulas for the skin-effect. *Proceedings of the IRE*, 1942, vol.30, pp. 412-424.
21. Kaden G. *Elektromagnitnyie ekrany v vyisokochastotnoy tehnike i tehnike elektrosyazi* [Electromagnetic shields in high-frequency technology and communication technology]. Moscow-Leningrad, Gosenergoizdat Publ., 1957. 327 p. (Rus).
22. Waldow P., Wolff I. The Skin-Effect at High Frequencies. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1985, vol.33, no.10, pp. 1076-1082. doi: 10.1109/tmtt.1985.1133172.
23. Baranov M.I., Kravchenko V.I., Medvedeva V.A. Calculation of depth of penetration of the impulsive electromagnetic field in massive explorer. *Technical electrodynamics*, 2001, no.3, pp.13-16. (Rus).
24. Belorussov N.I., Saakjan A.E., Jakovleva A.I. *Elektricheskie kabeli, provoda i shnury. Spravochnik* [Electrical cables, wires and cords. Directory]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 536 p. (Rus).
25. Baranov M.I. Close scope terms for the impulsive electromagnetic field on-the-spot homogeneous conducting bodies. *Technical electrodynamics*, 1996, no.6, pp. 3-10. (Rus).
26. Baranov M.I., Bondina N.N. Calculation of active resistance and inductance of cylindrical explorer with an impulsive current. *Electricity*, 1990, no.1, pp. 81-87. (Rus).
27. Baranov M.I., Bondina N.N. Impulsive resistance of cylindrical wire with the current of lightning. *Technical electrodynamics*, 1996, no.3, pp. 3-9. (Rus).
28. Neyman L.R., Demirchyan K.S. *Teoreticheskie osnovy elektrotehniki. V 2-h tomah. Tom 2* [Theoretical bases of the Electrical Engineering. In 2 vols. Vol.2]. Leningrad, Energoizdat Publ., 1981. 416 p. (Rus).

Поступила (received) 09.01.2019

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., гл.н.с.,  
НИПКИ «Молния»  
Национальный технический университет  
«Харьковский политехнический институт»,  
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47,  
тел/phone +38 057 7076841,  
e-mail: baranovmi@kpi.kharkov.ua

M.I. Baranov

Scientific-&-Research Planning-&-Design Institute «Molniya»,  
National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,  
47, Shevchenko Str., Kharkiv, 61013, Ukraine.

**Peculiarities of the manifestation and influence on the electromagnetic processes of the transient skin effect in metal conductors with pulsed current.**

**Purpose.** Preparation of brief scientific review of basic results of the known theoretical researches of the electrophysics phenomenon of linear transient skin effect (TSE) in the non-magnetic homogeneous massive conductors of flat and cylindrical configurations on which in the discharge electric circuits of high-voltage electrophysical installations (EPHI) the pulsed currents  $i_p(t)$  flow with given amplitude-temporal parameters (ATPs). **Methodology.** Theoretical bases of electrical engineering, bases of theoretical electrophysics, electrophysics bases of technique of high-voltage and high pulsed currents. **Results.** The brief scientific review of results of the known theoretical researches of the electrophysical phenomenon of linear TSE in non-magnetic homogeneous massive flat and cylindrical metal conductors with pulsed axial (azimuthal) current  $i_p(t)$ , formed in the discharge circuit of powerful high-voltage EPHI. In the generalized and systematized form the basic features of manifestation of linear TSE in the indicated conductors and influence of the considered skin effect on electromagnetic processes are presented at flow in conductors and discharge circuit of a high-voltage EPHI with the pulsed current  $i_p(t)$  time-varying by law of attenuated sinewave. Influence of linear TSE is described in non-magnetic massive conductors during transient in a discharge circuit of EPHI with the pulsed current  $i_p(t)$  of given ATP, depth of penetration of the electromagnetic field in materials of the indicated conductors, own integral electric parameters of the considered conductors and their good quality in the high-current discharge circuit of high-voltage EPHI. It is shown that at the analysis of electromagnetic transients in high-current discharge electric circuits of powerful high-voltage EPHI it is necessary to take into account flowing in materials of the examined massive conductors of such known electrophysical phenomenon as linear TSE. **Originality.** Generalization and systematization is first executed regarding domestic and foreign scientists-electrical engineers' results of theoretical researches for long-term period of the electrophysics phenomenon of linear TSE in the flat and cylindrical metallic conductors of different thickness with the pulsed current  $i_p(t)$  of given ATP. **Practical value.** The results presented in the generalized and systematized form will be useful for electrical engineers in deepening of understanding of basic features of manifestation in non-magnetic massive homogeneous conductors with the pulsed current  $i_p(t)$  of given ATP of such widely widespread in area of high-voltage high-current pulsed technique electrophysics phenomenon as linear TSE and its influences on electromagnetic transients in similar metallic conductors and high-current discharge circuits of high-voltage EPHI. References 28, figures 2.

**Key words:** metal conductors, pulsed current, linear transient skin effect, features of the manifestation of linear skin effect in conductors and its influence on electromagnetic processes.

Ю.О. Антонець, Л.А. Щебенюк, О.М. Гречко

**ТЕХНОЛОГІЧНИЙ МОНІТОРИНГ ЕЛЕКТРИЧНОГО ОПОРУ ПРЕСОВАНИХ КАБЕЛЬНИХ ПРОВІДНИКІВ В УМОВАХ ВИРОБНИЦТВА**

*Представлено результати контролю в умовах виробництва електричного опору  $R$  пресованих алюмінієвих кабельних провідників. Контроль  $R$  в кабельному виробництві є наймасовішим неруйнівним випробуванням, яке забезпечує компроміс між затратами виробника на матеріал високої електропровідності з одного боку, і експлуатаційними затратами користувача від втрат на нагрівання провідників з іншого. Для прийняття технологічних рішень щодо використання гарячого пресування суцільних алюмінієвих жил (замість технології холодної витяжки) для конкретних розмірів жили необхідне надійне визначення ймовірності появи недопустимих значень електричного опору  $R > \check{R}$  (ймовірності рекламаций) у великих масивах продукції. Розглянуто застосування статистичного аналізу результатів вимірювання за допомогою математичного апарату граничних розподілів. При цьому предметом аналізу стає розподіл граничних значень контрольного параметру, що дає можливість надійного оцінювання ймовірності появи недопустимих значень (ймовірності рекламаций). Розроблено алгоритм визначення ймовірності появи недопустимих значень електричного опору  $R > \check{R}$  (ймовірності рекламаций) для суцільних алюмінієвих жил силових кабелів низької і середньої напруги в діапазоні площі поперечного перерізу (120...240) мм<sup>2</sup> на основі аналізу результатів контролю електричного опору впродовж тривалого технологічного періоду (18 місяців) виготовлення в умовах виробництва. Запропоновано використання рекламацийного потенціалу технологічного рішення як вартості продукції, для якої  $R > \check{R}$ . Виконане порівняння рекламацийного потенціалу технології гарячого пресування суцільних алюмінієвих і технології холодної витяжки (волочіння) за умови досягнення однакового рівня питомої електропровідності металу. Бібл. 8, рис. 5.*

*Ключові слова:* контроль електричного опору, алюмінієві кабельні провідники, технологічний моніторинг, ймовірність рекламаций, математичний апарат граничних розподілів.

*Представлены результаты контроля электрического сопротивления  $R$  в условиях производства пресованных алюминиевых кабельных жил. Контроль  $R$  в кабельном производстве является наиболее массовым неразрушающим испытанием, которое обеспечивает компромисс между затратами изготовителя на материал высокой электропроводности, с одной стороны, и эксплуатационными затратами пользователя от потерь на нагрев проводников, с другой. Для принятия технологических решений относительно использования горячего пресования сплошных алюминиевых жил (вместо технологии холодной вытяжки) для конкретных размеров жилы необходимо надежное определение вероятности появления недопустимых значений электрического сопротивления  $R > \check{R}$  (вероятности рекламаций) в больших массивах продукции. Рассмотрено использование статистического анализа результатов измерений с помощью математического аппарата предельных распределений. При этом предметом анализа становится распределение предельных значений контрольного параметра, что дает возможность надежно определения вероятности появления недопустимых значений (вероятности рекламаций). Разработан алгоритм определения вероятности появления недопустимых значений электрического сопротивления  $R > \check{R}$  (вероятности рекламаций) для сплошных алюминиевых жил силовых кабелей низкого и среднего напряжения в диапазоне площади поперечного сечения (120...240) мм<sup>2</sup> на основе анализа результатов контроля электрического сопротивления в течение длительного технологического периода (18 месяцев) изготовления в условиях производства. Предложено использование рекламацийного потенциала технологического решения как стоимости продукции, для которой  $R > \check{R}$ . Произведено сравнение рекламацийного потенциала технологии горячего пресования сплошных алюминиевых жил и технологии холодной вытяжки (волочіння) при условии достижения одинакового уровня удельной электропроводности металла. Библ. 8, рис. 5.*

*Ключевые слова:* контроль электрического сопротивления, алюминиевые кабельные проводники, технологический мониторинг, вероятность рекламаций, математический аппарат граничных распределений.

**Вступ та постановка проблеми.** Впровадження технологічних змін у виготовлення кабельно-провідникової продукції, які підвищують економічну ефективність виробництва, завжди викликає необхідність аналізу впливу цих змін на співвідношення інтересів виробника і споживача продукції. В даному разі мова йде про суцільні алюмінієві жили, виготовлені гарячим пресуванням (САМП – суцільний алюміній м'який пресований), замість технології холодної витяжки, яку в практиці кабельної техніки називають волочінням. Гаряче пресування забезпечує найвищий рівень електропровідності металу з одночасним виключенням затрат на відпалення, яке необхідне для рекристалізації структури провідника внаслідок холодних деформацій обтиснення при волочінні. Забезпечення високого рівня електропровідності відповідає як інтересам виробника, так і інтересам споживача, оскільки саме ця характеристика є основою забезпечення електричного опору  $R$  провідників. Але на величину  $R$  впливає цілий ряд конструктивних і технологічних факторів. Тому конт-

роль електричного опору  $R$  для провідників є наймасовішим неруйнівним випробуванням в кабельному виробництві, яке забезпечує компроміс між затратами виробника на матеріал високої електропровідності з одного боку, і експлуатаційними затратами користувача від втрат на нагрівання провідників з іншого.

Відповідні найбільші граничні значення  $\check{R}$  є нормованими для забезпечення достатньо малого електричного опору, який визначає втрати енергії в кабелі, а відтак температуру його елементів і через неї довговічність і надійність ізоляції кабелю як в робочих, так і в аварійних режимах [1]. Для прийняття технічних рішень щодо використання гарячого пресування суцільних алюмінієвих жил (замість технології холодної витяжки) для конкретних розмірів жили необхідне надійне визначення ймовірності появи недопустимих значень електричного опору  $R > \check{R}$  (ймовірності рекламаций) у великих масивах продукції за результатами технологічного контролю  $R$ .

© Ю.О. Антонець, Л.А. Щебенюк, О.М. Гречко

**Аналіз літератури.** Кабельне виробництво вирізняється значними довжинами продукції з високими вимогами до однорідності параметрів по довжині, тому нормується значення  $\check{R}$  на одиницю довжини [2]. Контроль однорідності  $R$  по довжині є предметом технологічного контролю. Проблема організації активного технологічного контролю є концептуальною для автоматизованого масового виробництва не тільки в кабельній техніці, оскільки між задачами приймального і поточного технологічного контролю значна теоретична і технічна різниця [3]. Для ключових електротехнічних параметрів масової продукції використовують односторонні обмеження: для електричного опору провідника, – не більше; для електричної міцності не менше і т.п. Тому для оцінювання гарантованого рівня технічних параметрів продукції, що забезпечують її надійне функціонування, доцільно використовувати математичний апарат граничних розподілів [4]. Відмінність технологічного контролю від приймального в тому, що ним мають бути зафіксовані можливі зміни у технологічному процесі [4]. Тобто результат вимірювання є елементом невідомого статистичного масиву. Тому для задач технологічного контролю доцільним є використання саме математичного апарату граничних розподілів. При цьому предметом аналізу стає розподіл граничних значень контрольованого параметру, що дає можливість надійного оцінювання ймовірності появи недопустимих значень (ймовірності рекламаций).

Кількість конструктивних і технологічних факторів, які впливають на величину  $R$ , дуже значна. Найпершою є площа поперечного перерізу провідника. Чим більша площа перерізу суцільної жили, тим економічна ефективність застосування технології гарячого пресування вища через непотрібність подальшого відпалення. З іншого боку, в процесі кристалізації металу після пресування змінюється його густина і спостерігається його усадка [5], які залежать від режиму пресування і площі перерізу жили. Для конкретних розмірів жили необхідне надійне визначення ймовірності появи недопустимих значень електричного опору  $R > \check{R}$  у великих масивах продукції за результатами технологічного контролю  $R$ .

Надійне визначення ймовірності появи недопустимих значень випадкової величини дотепер є предметом пошуку конкретних рішень для спеціалістів в царині математичної статистики [6]. Очевидно, що таке визначення в умовах виробництва має враховувати об'єм випуску продукції і базуватись на достатньо відомих і незаперечних статистичних моделях. Цим очевидним вимогам відповідають відомі статистичні моделі розподілів граничних значень [4]. Одночасово, навіть масове, дослідження статистичної сталості практично не може бути виконане, концепцією вирішення прикладних задач по оцінюванню ймовірностей є давно відома концепція Мізеса [7]: частота  $f^*(A)$  події  $A$  – це є частка числа подій  $m^*(A)$ , що виникли, від числа незалежних спроб  $n^*$  у тотожних умовах, що в них ті події могли виникнути:  $f^*(A) = m^*(A)/n^*$ . Тут і далі позначка «\*» використана для величин, визначених експериментально. Вимога відтворюваності явища із визначенням частоти набу-

ває кількісного вираження у вигляді принципу сталості частот:

$$m_1^*(A)/n_1^* \cong m_2^*(A)/n_2^* \cong m_3^*(A)/n_3^* \cong \dots m_k^*(A)/n_k^*, \quad (1)$$

тобто частоти даної події у ряді серій незалежних спроб повинні бути достатньо однакові.

Співвідношення (1) є саме принципом, оскільки достатня однаковість частот може бути прийнята лише в рамках конкретної задачі, але вимога сталості частот природньо впливає з вимоги відтворюваності події. Ця вимога успішно використовується в практичній статистиці [8]. Тому необхідне надійне визначення ймовірності появи недопустимих значень опору  $R > \check{R}$  має бути виконане для найбільшої, реалізованої у виробництві площі перерізу жили, і перевірене впродовж тривалого технологічного періоду у ряді серій незалежних спроб.

**Мета роботи** – розроблення алгоритму визначення ймовірності появи недопустимих значень електричного опору  $R > \check{R}$  (ймовірності рекламаций) для суцільних алюмінієвих жил силових кабелів низької і середньої напруги в діапазоні площі поперечного перерізу (120...240) мм<sup>2</sup> на основі аналізу результатів контролю електричного опору впродовж тривалого технологічного періоду виготовлення в умовах виробництва. Визначення ймовірності появи недопустимих значень електричного опору в умовах діючого виробництва є основою встановлення економічно виправданих гарантій для користувача, перш за все, щодо пропускної спроможності кабелю, яку гарантує виробник в номінальних умовах експлуатації.

**Основні результати.** На рис. 1 представлені результати контролю електричного опору  $R$  в умовах виробництва і відповідно до діючої сертифікаційної документації впродовж 18 місяців 2017 і 2018 рр. суцільних алюмінієвих жил силових кабелів низької і середньої напруги, виготовлених пресуванням в діапазоні площі поперечного перерізу (120...240) мм<sup>2</sup>.

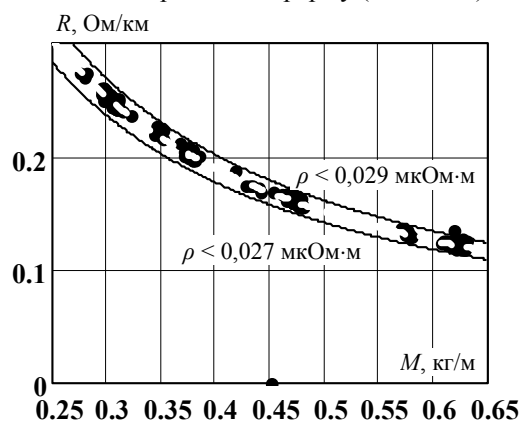


Рис. 1. Залежність електричного  $R$  опору на одиницю довжини алюмінієвої жили, виготовленої гарячим пресуванням, від маси  $M$  в діапазоні площі перерізу (120...240) мм<sup>2</sup>: точки – експериментальні значення; суцільні криві – залежності  $R = f(M)$ , розраховані для питомого електричного опору 0,027 мкОм·м (нижня) і 0,029 мкОм·м (верхня)

Залежність  $R = f(M)$  погонного опору  $R$  від погонної маси провідника універсальна, обернено пропорційна і її параметр питомий електричний опір  $\rho$  металу жили. Результати контролю впродовж 18 місяців є відповідними до діючих нормативів щодо

питомого електричного опору металу жили, що підтверджує вихідну тезу про те, що пресування забезпечує необхідний рівень електропровідності металу з одночасним виключенням затрат на відпалення.

Особливістю є наявність зразків з аномально малою масою для кожного з досліджених номінальних перерізів. Такі зразки з'являються рівномірно впродовж усього тривалого технологічного періоду спостережень, становлять відносно невелику, але суттєву частину випробуваних зразків (від 5 % до 8 %). Відповідно до принципу відтворюваності події Мізеса, технологія виготовлення суцільних алюмінієвих жил гарячим пресуванням забезпечує відтворюваність рівня електропровідності металу, але у даному конкретному випадку не забезпечує відтворюваність погонної маси металу.

Тому в подальшому розроблення алгоритму визначення ймовірності появи недопустимих значень електричного опору  $R > \check{R}$  (ймовірності рекламаций) для суцільних алюмінієвих жил силових кабелів низької і середньої напруги виконувалось на основі аналізу масиву даних (238 значень), який відповідає принципу відтворюваності події. Дані, які не відповідають принципу відтворюваності події використані для аналізу причин появи зразків з аномально малою масою.

На рис. 2 наведені характерні функції розподілу електричного опору зразків САМП. Функції розподілу максимальних значень  $R_{\max}$ , одержані двома способами: аналітично за формулою (2) і комп'ютерним статистичним експериментом як розподіли найбільших значень у відповідних нормально розподілених випадкових масивах. Обидва способи дали однаковий результат, представлений на рис. 2.

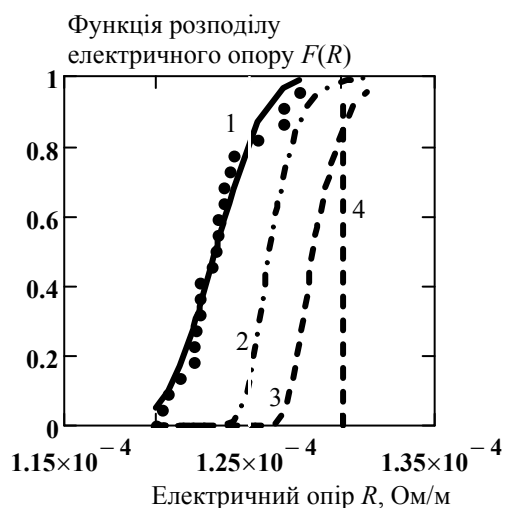


Рис. 2. Функції розподілу опору  $R$  зразків САМП:

1 – емпірична функція розподілу (точки) і її апроксимація нормальним розподілом (суцільна); 2 – функція розподілу максимальних значень  $R_{\max}$  в 24-х вибірках по 24 нормально розподілені значення; 3 – функція розподілу максимальних значень  $R_{\max}$  в відповідних 250-х вибірках; 4 – довільно вибране недопустиме значення

Результати, представлені на рис. 2 свідчать:

1) за результатами вимірювань електричного опору можливе визначення ймовірності появи недопустимих значень електричного опору  $R > \check{R}$  (ймовір-

ності рекламаций) за допомогою відомого математичного апарату розподілів максимальних значень  $R_{\max}$  для суцільних алюмінієвих жил силових кабелів низької і середньої напруги;

2) параметри граничної функції розподілу максимальних значень  $R_{\max}$  [4]:

$$F(R_{\max}) = \exp\{-\exp[-(R_{\max} - B_n)/A_n]\}, \quad (2)$$

де  $B_n$  – параметр здвигу, що дорівнює значенню  $R_{\max}$ , менше якого у 37 % зразків з  $n$ ;  $A_n$  – параметр масштабу, який залежить від вихідного розподілу і не залежить від  $n$ ; параметри функції (2) залежать від розділення партії на статистичні групи відповідно до вимоги сталості частот (1); для визначення параметрів двічі логарифмуємо функцію  $F(R_{\max})$ , одержуємо лінійну залежність між подвійними логарифмами функції розподілу і значеннями  $R_{\max}$ ;

3) чим більші статистичні групи відповідно до вимоги сталості частот (1), тим більша кількість недопустимих значень електричного опору на кривій функції розподілу максимальних значень (див. криві 2 і 3 на рис. 2), але це збільшення досить швидко уповільнюється і існує граничний розподіл і відповідно граничні параметри, які не залежать від об'єму партії продукції чи розділення її на статистичні групи.

Залежності параметрів функції розподілу (3) максимальних значень  $R_{\max}$  від розділення партії на статистичні групи за результатами вимірювань електричного опору (1 на рис. 2) представлено на рис. 3.

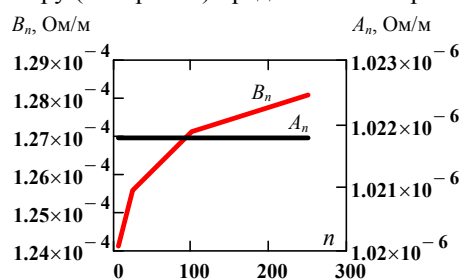


Рис. 3. Залежності параметрів функції розподілу  $F(R_{\max})$  від розділення партії на статистичні групи за результатами вимірювань електричного опору: залежність  $B_n(n)$  – нелінійна, значення параметра  $B_n$  відображає максимум щільності розподілу  $F(R_{\max})$  (див. рис. 4).

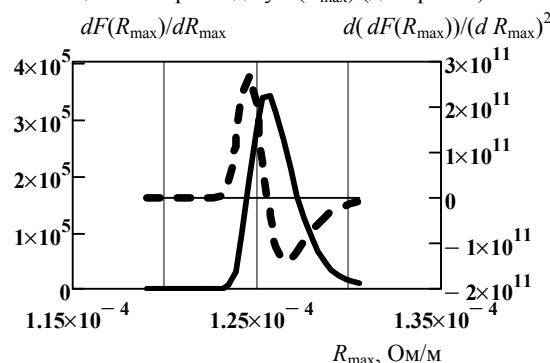


Рис. 4. Характерні точки першої (суцільна  $f(R_{\max})$ ) і другої похідної (штрихова  $df(R_{\max})/dR_{\max}$ ) розподілу максимальних значень електричного опору відображають однозначний технічний зміст відповідних значень  $R_{\max}$ : мінімум другої похідної – доцільна технічна характеристика верхньої границі для технологічного контролю по  $R_{\max}$  залежить від  $n$ , але відповідна ймовірність перевищення цієї границі від  $n$  не залежить, що дає можливість аналітично оцінювати відповідний рівень технічної гарантії

На рис. 5 наведена ілюстрація застосування різних верхніх границь для технологічного контролю по функції розподілу  $R_{\max}$  в 24-х вибірках по 24 нормально розподілених значення, визначених експериментально.

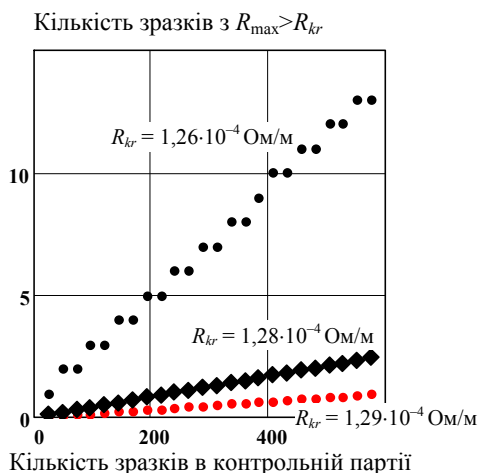


Рис. 5. Ілюстрація можливого практичного застосування різних верхніх границь для технологічного контролю по функції розподілу  $R_{\max}$  в 24-х вибірках по 24 нормально розподілених значення зразків САМП перерізом 240 мм<sup>2</sup>

За даними рис. 5 в межах масиву контрольної партії від кількох десятків до кількох сотень чутливість контролю забезпечує використання верхньої межі для  $R_{\max} < R_{kr} = 1,26 \cdot 10^{-4}$  Ом/м в вибірках по 24 зразки. При цьому для партій з кількістю зразків 50 і більших відносна кількість зразків з  $R_{\max} > R_{kr}$  стабільна і зберігається на рівні 2,5 %, якщо немає очевидних змін технологічного процесу.

Важливо, що межа  $R_{kr} = 1,26 \cdot 10^{-4}$  Ом/м не є довільно вибраною. Це значення відповідає мінімуму другої похідної – доцільній технічній характеристиці, коли зменшення щільності розподілу різко уповільнюється і практично не впливає на кількість порушень встановленої межі. Це дає можливість аналітично оцінювати відповідний рівень технічної гарантії.

#### Висновки.

1. Результати контролю впродовж 18 місяців в умовах виробництва електричного опору  $R$  суцільних алюмінієвих жил, виготовлених гарячим пресуванням, підтвердили вихідну тезу про те, що гаряче пресування забезпечує необхідний рівень електропровідності металу з одночасним виключенням затрат на відпалення.

2. Розроблено алгоритм визначення ймовірності появи недопустимих значень електричного опору  $R > \hat{R}$  (ймовірності рекламаций) для суцільних алюмінієвих жил, виготовлених гарячим пресуванням, за допомогою відомого математичного апарату розподілів максимальних значень  $R_{\max}$ . Алгоритм включає:

- розділення контрольної партії на статистичні групи відповідно до відомої вимоги сталості частот (1);
- визначення параметрів вихідного розподілу за стандартними статистичними процедурами (в даному разі за нормальним розподілом);
- визначення параметрів розподілу максимальних значень  $R_{\max}$  методом найменших квадратів в лінійних

координатах функції розподілу максимальних значень;

- визначення критичного значення електричного опору  $R_{kr}$  яке відповідає мінімуму другої похідної – доцільній технічній характеристиці, коли зменшення щільності розподілу різко уповільнюється і практично не впливає на кількість порушень встановленої межі (в даному разі  $R_{kr} = 1,26 \cdot 10^{-4}$  Ом/м);

- визначення рівня технічної гарантії як відношення кількості зразків з  $R_{\max} > R_{kr}$  до об'єму контрольної партії (наприклад  $5/200 = 0,025$  чи 2,5 %; див. рис. 5).

3. Розроблений алгоритм, перевірений в умовах виробництва і відповідно до діючої сертифікаційної документації впродовж 18 місяців 2017 і 2018 рр., дає можливість технічного оцінювання рекламацийного потенціалу досягнутого рівня конкретної технології як добутку ймовірності появи недопустимих значень  $R_{\max} > R_{kr}$  в контрольній партії за (3) для прийнятого критичного рівня  $R_{kr}$  на відповідну технологічну вартість зразків в контрольній партії.

4. Запропоновано використання рекламацийного потенціалу технологічного рішення як вартості продукції, для якої  $R > \hat{R}$ . Виконане порівняння рекламацийного потенціалу технології гарячого пресування суцільних алюмінієвих жил ( $0,025 \times 1 = 0,025$  у.од./км) і технології холодної витяжки ( $0,025 \times 1,2 = 0,03$  у.од./км) за умови досягнення однакового рівня питомої електропровідності металу.

#### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Карпушенко В.П., Щебенюк Л.А., Антонєць Ю.О., Науменко О.А. Силові кабелі низької та середньої напруги. Конструювання, технологія, якість. Х.: Регіон-інформ, 2000. – 376 с.
2. Золотарєв В.М., Антонєць Ю.А., Антонєць С.Ю., Голик О.В., Щебенюк Л.А. Он-лайн контроль дефектності ізоляції в процесі виготовлення емальпроводов // Електротехніка і електромеханіка. – 2017. – №4. – С. 55-60. doi: 10.20998/2074-272X.2017.4.09.
3. Голик О.В. Статистические процедуры при двустороннем ограничении контролируемого параметра в процессе производства кабельно-проводниковой продукции // Електротехніка і електромеханіка. – 2016. – №5. – С. 47-50. doi: 10.20998/2074-272X.2016.5.07.
4. Гнеденко Б.В., Беляев Ю.К., Соловьев А.Д. Математические методы в теории надежности. – М.: Наука, 1965. – 524 с.
5. Баузер М., Зауер Г., Зигерт К. Прессование. – М: Алусил МВит, 2009. – 922с.
6. Кузнецов В.П. Интервальные статистические модели. М.: Радио и связь. 1991. – 352 с.
7. Тугубалин В.Н. Границы применимости. – М.: Знание, 1977. – 64 с.
8. Щебенюк Л.А., Голик О.В. Математичні основи надійності ізоляції електрообладнання: Навч.-метод. посібник. – Харків: НТУ «ХП», 2003. – 102 с.

#### REFERENCES

1. Karpushenko V.P., Shchebeniuk L.A., Antonets Yu.O., Naumenko O.A. *Sylovi kabeli nyz'koyi ta seredn'oyi napruhy. Konstruyuvannya, tekhnolohiya, yakist'* [Power cables of low and medium voltage. Designing, technology, quality]. Kharkiv, Region-inform Publ., 2000. 376 p. (Ukr).
2. Zolotaryov V.M., Antonets Yu.P., Antonets S.Yu., Golik O.V., Shchebeniuk L.A. Online technological monitoring of

insulation defects in enameled wires. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no.4, pp. 55-60. doi: 10.20998/2074-272X.2017.4.09.

3. Golik O.V. Statistical procedures for two-sided limit of a controlled parameter in the process of production of cable and wire products. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2016, no.5, pp. 47-50. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2016.5.07.

4. Gnedenko B.V., Belyaev Yu.O., Solovjev A.D. *Matematicheskie metody v teorii nadezhnosti* [Mathematical methods in theory of reliability]. Moscow, Nauka Publ., 1965. 524 p. (Rus).

5. Bauser M., Sauer G., Siegert K. *Pressovanie* [Pressing]. Moscow, Alumsil MVIT Publ., 2009. 922 p. (Rus).

6. Kuznetsov V.P. *Interval'nye statisticheskie modeli* [Interval statistical models]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1991. 352 p. (Rus).

7. Tutubalin V.N. *Granitsy primenimosti* [Limits of application]. Moscow, Znanie Publ., 1977. 64 p. (Rus).

8. Shchebeniuk L.A., Golik O.V. *Matematychni osnovy nadyynosti izolyatsiyi elektrobladnannya* [Mathematical foundations of the reliability of electrical insulation]. Kharkiv, NTU «KhPI» Publ., 2003. 102 p. (Ukr).

Надійшла (received) 30.05.2019

Антонець Юрій Опанасович<sup>1</sup>, к.т.н.,  
Щебенюк Леся Артемівна<sup>2</sup>, к.т.н., проф.,  
Гречко Олександр Михайлович<sup>2</sup>, к.т.н., доц.,

<sup>1</sup> ПАТ «ЗАВОД ПІВДЕНКАБЕЛЬ»,  
61099, Харків, вул. Автогенна, 7,  
тел/phone +380 57 7545248,

e-mail: zavod@yuzhcable.com.ua

<sup>2</sup> Національний технічний університет  
«Харківський політехнічний інститут»,  
61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,  
e-mail: agurin@kpi.kharkov.ua, a.m. grechko@gmail.com

Y.A. Antonets<sup>1</sup>, L.A. Shchebeniuk<sup>2</sup>, O.M. Grechko<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Private Joint-stock company Yuzhcable works,  
7, Avtogenaya Str., Kharkiv, 61099, Ukraine.

<sup>2</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,  
2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

### **Technological monitoring of electrical resistance of pressed cable conductors in production conditions.**

*This paper presents results of control of electrical resistance  $R$  production pressed aluminum cable conductors. Control of electrical resistance in manufacturing of cable production is the most massive non-destructive test, which provides a compromise between the manufacturer's costs for a high-conductivity material on the one hand and the user's operating costs from conducting heating losses on the other. For the adoption of technological solutions for the use of hot compression of solid aluminum wires (instead of cold drawing technology) for a specific size, a reliable determination of the probability of unacceptable values of electrical resistance  $R > \bar{R}$  (probability of claims) in large masses of products is necessary. The application of statistical analysis of measurement results using the mathematical apparatus of boundary distributions is considered. In this case, the subject matter of the analysis is the distribution of the limit values of the control parameter, which makes it possible to reliably estimate the likelihood of the appearance of inadmissible values (probability of claims). An algorithm for determining the probability of the appearance of impermissible values of the electrical resistance  $R > \bar{R}$  (probability of claims) for solid aluminum wires of low and medium voltage cables in the range of the cross-sectional area (120...240) mm<sup>2</sup> based on the analysis of the results of control of the electrical resistance during a long technological period (18 months) manufacturing in production conditions. The use of the appeal potential of the technological solution as the cost of products, for which  $R > \bar{R}$  is used, is proposed. The comparison of the appeal potential of the technology of hot pressing of solid aluminum and the technology of cold drawing (dragging) provided the same level of specific electrical conductivity of the metal is achieved. References 8, figures 5.*

**Key words:** control of electrical resistance, aluminum cable conductors, technological monitoring, probability of claims, mathematical apparatus of boundary distributions.

А.В. Беспрозванных, А.Г. Кессаев, И.А. Мирчук, А.В. Рогинский

## ВЫЯВЛЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ДЕФЕКТОВ В ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ ТВЕРДОЙ ИЗОЛЯЦИИ ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫХ КОНСТРУКЦИЙ ПО ХАРАКТЕРИСТИКАМ ЧАСТИЧНЫХ РАЗРЯДОВ

*Визначено можливі значення напруги початку часткових розрядів для моделі циліндричного повітряного зазору поблизу струмопровідної жили силового кабелю. Показано, що при однакових прикладених напругах до високовольтної ізоляції в останньому випадку активізуються повітряні включення меншої товщини в порівнянні з плоскою конструкцією. На підставі результатів проведених випробувань силового кабелю на напругу 3 кВ встановлено, що грубі технологічні дефекти в товщі ізоляції відсутні. Амплітуда розрядів в повітряних включеннях не перевищує 10 пКл при прикладеній випробувальній напрузі 5 кВ частоти 50 Гц. Показана ефективність виявлення технологічних дефектів у твердій композитній корпусній ізоляції обмотки статора турбо- і гідрогенераторів. Встановлено, що в макетах, ізоляція яких виконана стрічками меншої товщини, технологічні дефекти розташовані в товщі ізоляції. Для макета, ізоляція якого виконана стрічками більшої товщини, технологічні дефекти у вигляді розширення розташовані на кордоні розділу провідник - композитна ізоляція. Бібл. 19, табл. 1, рис. 7.*

*Ключові слова:* технологічні дефекти, часткові розряди, напруга початку часткових розрядів, склослюдопаперова стрічка, амплітуда імпульсів часткових розрядів, місце розташування дефекту.

*Определены возможные значения напряжения начала частичных разрядов для модели цилиндрического воздушного зазора вблизи токопроводящей жилы силового кабеля. Показано, что при одинаковых приложенных напряжениях к высоковольтной изоляции в последнем случае активизируются воздушные включения меньшей толщины в сравнении с плоской конструкцией. На основании результатов проведенных испытаний силового кабеля на напряжение 3 кВ установлено, что грубые технологические дефекты в толще изоляции отсутствуют. Амплитуда разрядов в воздушных включениях не превышает 10 пКл при приложенном испытательном напряжении 5 кВ частоты 50 Гц. Показана эффективность выявления технологических дефектов в твердой композитной корпусной изоляции статорной обмотки турбо- и гидрогенераторов. Установлено, что в макетах, изоляция которых выполнена лентами меньшей толщины, технологические дефекты расположены в толще изоляции. Для макета, изоляция которого выполнена лентами большей толщины, технологические дефекты в виде расслоения расположены на границе раздела проводник - композитная изоляция. Библ. 19, табл. 1, рис. 7.*

*Ключевые слова:* технологические дефекты, частичные разряды, напряжение начала частичных разрядов, стеклобумажная лента, амплитуда импульсов частичных разрядов, место расположения дефекта.

**Введение.** Наиболее типичными дефектами твердой высоковольтной изоляции в процессе производства электроизоляционных конструкций являются воздушные включения. Причиной их появления в толще изоляции могут быть погрешности изготовления. Так, в силовых кабелях – недостаточная сушка гранул полимера перед загрузкой их в экструдер или слишком высокая скорость охлаждения изоляции на выходе из экструдера [1-3].

Внутренние газовые включения в процессе вакуумно-нагнетальной пропитки и запечки неизбежно присутствуют в терморезистивных системах изоляции на основе слюдяных лент, применяемых в высоковольтных электрических машинах. Как правило, у каждого изготовителя электрических машин применяется своя конструкция и технология изготовления витковой и корпусной высоковольтной изоляции, отличающаяся от других изготовителей по типам и толщине применяемых материалов, по количеству слоев и суммарной толщине изоляции, по длительности и величине температурных воздействий при ее изготовлении [4-6].

При эксплуатации под переменным напряжением промышленной частоты высоковольтной твердой изоляции в воздушных включениях возникают частичные разряды (partial discharges) (ЧР). Системы высоковольтной изоляции всегда имеет некоторый фоновый уровень ЧР, не оказывающий какого-либо существенного влияния на ресурс электроизоляционной конструкции. В то же время частичные разряды раз-

рушают высоковольтную изоляцию, приводя к науглероживанию зоны вокруг дефекта. Это «скрытый» период развития дефекта. Развитие зоны дефекта, рано или поздно, приводит к дуговому пробою всего изоляционного промежутка.

**Целью статьи** является обоснование эффективности выявления технологических дефектов в высоковольтной твердой изоляции электроизоляционных конструкций по характеристикам частичных разрядов.

**Постановка проблемы.** Для частичных разрядов нет стандартных нормированных значений. Имеющиеся локальные нормы и рекомендации справедливы только для небольших групп электроизоляционных конструкций [7, 8]. По этой причине в большинстве случаев количественная оценка состояния изоляции электрических машин по параметрам частичных разрядов может производиться только сравнением с результатами предыдущих измерений, выполненных на этом же оборудовании [9, 10].

Для силовых кабелей с изоляцией из сшитого полиэтилена измерения характеристик ЧР производится при плавном подъеме испытательного напряжения до двукратного рабочего напряжения промышленной частоты в течение 10 секунд, а затем медленно снижается до 1,73 от номинального значения [11]. Уровень ЧР не должен превышать 10 пКл.

Частичные разряды характеризуются следующими параметрами: напряжение начала ЧР; амплитуда

© А.В. Беспрозванных, А.Г. Кессаев, И.А. Мирчук, А.В. Рогинский

кажущегося заряда; частота импульсов ЧР. В современных системах диагностики применяются: максимальная амплитуда импульсов ЧР положительной и отрицательной полярности, измеряемая в милливольтгах (мВ); уровень ЧР положительной и отрицательной полярности (пКл); амплитудно-фазовые диаграммы импульсов ЧР (зависимость числа разрядов с определенными значениями кажущегося заряда от фазы напряжения промышленной частоты – так называемые PD-диаграммы) [7-10, 12-19].

**Связь напряжения начала частичных разрядов с толщиной воздушных включений.** Пусть в слое изоляции толщиной  $h$  содержится воздушное включение толщиной  $x$  (рис. 1, б). Для качественной изоляции обычно  $x \ll h$  [18].

На рис. 1 обозначено:  $x$  – толщина воздушного включения в изоляции;  $h$  – толщина изоляции;  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость диэлектрика,  $C_x$  – емкость включения;  $C_{h-x}$  – емкость части изоляции напротив включения;  $C_0$  – емкость остальной части изоляции [18].

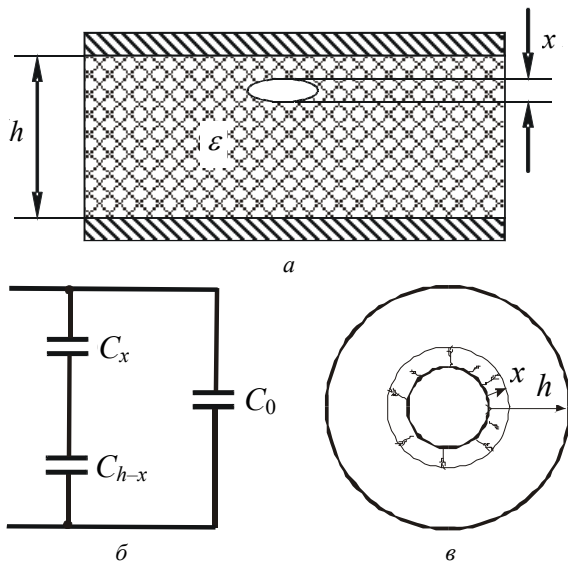


Рис. 1. Плоская (а) и цилиндрическая (б) модели для расчета напряжения начала ЧР на основании емкостной схемы замещения (б) изоляции

Определим, какая часть  $U_x$  внешнего напряжения  $U$  приходится на включение толщиной  $x$  (рис. 1, б).

Емкость включения определяется как

$$C_x = \varepsilon_0 S_x / x, \quad (1)$$

где  $\varepsilon_0$  – электрическая постоянная ( $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м);  $S_x$  – площадь включения, м<sup>2</sup>.

Емкость сплошного слоя диэлектрика, расположенного напротив включения

$$C_{h-x} = \varepsilon \varepsilon_0 S_x / (h-x). \quad (2)$$

Из емкостной схемы замещения (рис. 1, б) находим  $U_x$

$$U_x = U \frac{1/(\omega C_x)}{1/(\omega C_x) + 1/(\omega C_{h-x})} = U \frac{\varepsilon x}{h + (\varepsilon - 1)x}. \quad (3)$$

При  $x \rightarrow 0$  напряжение на включении стремится к нулю  $U_x \rightarrow 0$  (т.к. ее собственная емкость неограниченно возрастает), при  $x \rightarrow h$  все внешнее напряжение

приходится на включение  $U_x \rightarrow U$  (т.к. включение занимает весь изоляционный промежуток).

При достижении напряжения на включении уровня пробивного напряжения  $U_{xbr}$  включение пробьется

$$U_x \geq U_{xbr}. \quad (4)$$

Так как при этом пробивается только часть  $x$  изоляционного промежутка  $h$ , то разряд соответственно называют частичным. Соответствующее напряжение на электродах, при котором начинает выполняться условие (4), и есть напряжение начала ЧР [12-18].

Пробивное напряжение  $U_{xbr}$  включения зависит от его толщины  $x$ . Эта экспериментальная зависимость (кривая Пашена) показана на рис. 2, кривая 1. При уменьшении толщины  $x$  пробивное напряжение снижается и при  $x = 7$  мкм достигает минимума  $U_{xbr} = 320$  В ампл. = 226 В эфф., а далее даже несколько увеличивается [18]. В соответствии с эмпирическим законом Пашена пробивное напряжение газового промежутка является функцией произведения давления  $p$  на толщину  $x$ :  $U_{xbr} = U_{xbr}(px)$ .

Рассмотрим условия возникновения ЧР в толще изоляции. Результаты расчетов по (1) – (3) приведены на рис. 2, а (кривые 2 – 4) и рис. 2, б (кривые 2 – 5).

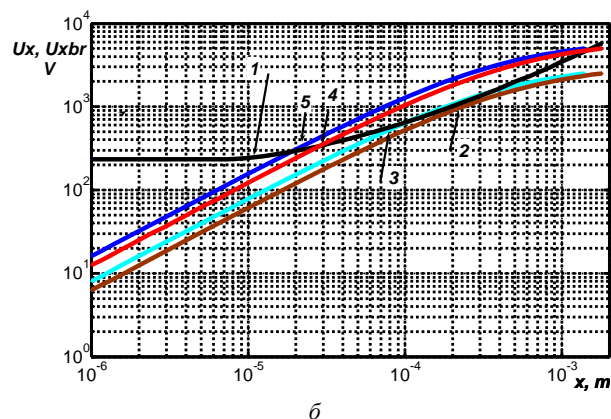
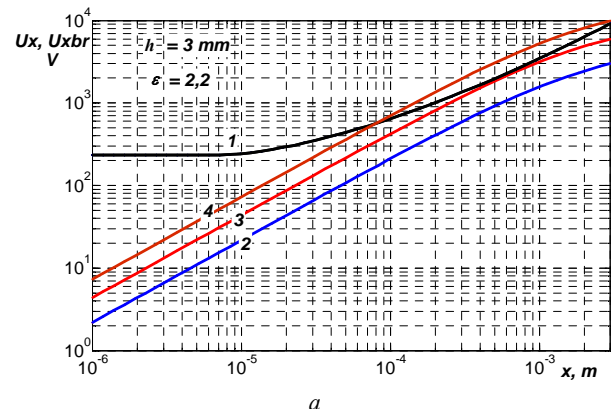


Рис. 2. Зависимости от толщины ( $x$ ) воздушного включения его пробивного напряжения  $U_{xbr}$  и расчетных напряжений  $U_x$  на включениях

Напряжения на изоляции (рис. 2, а): 2,5 кВ (кривая 2), 5 кВ (кривая 3) и 10 кВ (кривая 4). Толщина изоляции  $h = 3$  мм, диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon = 2,2$  (полиэтиленовая неполярная изоляция силовых кабелей). При напряжении 2,5 кВ ЧР в изоляции



невозможны (рис. 2,а): кривая 2 –  $U_x(x)$  лежит ниже кривой 1 пробивного напряжения воздушных включений. При напряжении 5 кВ ЧР в изоляции возможны, если в ней есть воздушные включения толщиной 0,6 мм (пересечение кривых 3 и 1). При напряжении 10 кВ ЧР в изоляции возможны, если в ней присутствуют воздушные включения толщиной от 0,08 до 3 мм. Заметим, что это весьма большие включения по сравнению с толщиной диэлектрика, равной 3 мм. Измерение ЧР позволяет выявить наличие в изоляции весьма грубых дефектов.

Напряжения на изоляции (рис. 2,б): 2,5 кВ (кривая 2), 5 кВ (кривая 4) для толщины изоляции, равной 1,8 мм; 2,5 кВ (кривая 3) и 5 кВ (кривая 5) для толщины изоляции, равной 1,4 мм соответственно. Диэлектрическая проницаемость равна  $\varepsilon = 4,5$  (характерные значения для композитной стеклослюдинитовой изоляции электрических машин). При напряжении 5 кВ ЧР в изоляции толщиной 1,8 мм возможны, если в ней есть воздушные включения толщиной от 0,03 мм и больше, т.е. от 30 мкм (см. рис. 2,б, кривая 4). Для композитной изоляции меньшей толщины (1,4 мм) при приложенном напряжении 5 кВ активизируются воздушные включения толщиной от 20 мкм (см. рис. 2,б, кривая 5).

На рис. 3 приведено влияние диэлектрической проницаемости композитной изоляции толщиной 1,8 мм на расчетные напряжения  $U_x$  на включениях. Кривая 2 соответствует  $\varepsilon = 4,5$ ; кривая 3 –  $\varepsilon = 4,8$  при одинаковом значении приложенного напряжения, равного 5 кВ. Увеличение диэлектрической проницаемости композитной изоляции, т.е. долевого содержания слюды, приводит к смещению кривой  $U_x(x)$  в область меньших значений активизируемых воздушных включений (см. кривую 3 на рис. 3).

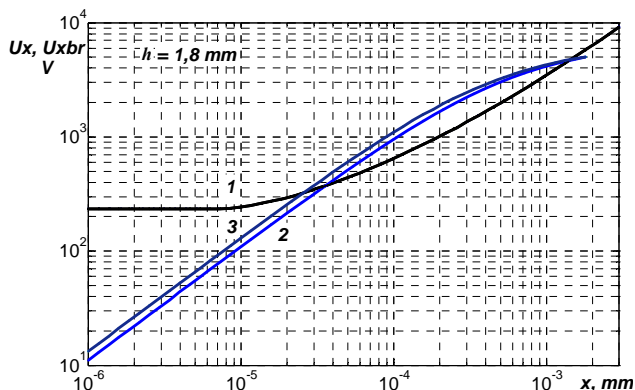


Рис. 3. Влияние диэлектрической проницаемости композитной изоляции на расчетные напряжения  $U_x$  на воздушных включениях

**Влияние места расположения дефекта на напряжение начала частичных разрядов в силовом кабеле.** В процессе охлаждения экструдированной полимерной изоляции на токопроводящую жилу возможно образование внутренних пустот в толще экструдированной изоляции. При этом вероятность образования пузырей и пустот у жилы, температура которой выше в сравнении с внешними слоями изоляции, значительно возрастает [2]. Следует учитывать, что напряженность электрического поля у жилы также

выше [18]. Определим возможные значения напряжения начала ЧР, используя модель цилиндрического воздушного зазора вблизи жилы (рис. 1,е).

Результаты представлены на рис. 4: сечение токопроводящей жилы  $25 \text{ мм}^2$ , толщина полиэтиленовой изоляции 3 мм,  $\varepsilon = 2,2$ .

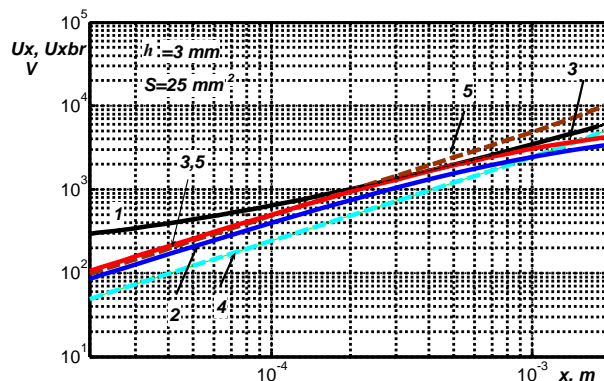


Рис. 4. Влияние места расположения технологического дефекта на напряжение начала ЧР в экструдированной изоляции силового кабеля

Кривая 1 – пробивное напряжение  $U_{xbr}$  включения; кривые 2 и 3 соответствуют случаю технологического воздушного дефекта у токопроводящей жилы при напряжении 4 и 5 кВ на изоляции; кривые 4 и 5 – при расположении воздушного дефекта вблизи внешней поверхности изоляции при напряжении 5 и 10 кВ на изоляции соответственно. Как показывают результаты расчета, при подаче испытательного напряжения в первую очередь активизируются технологические дефекты, расположенные у токопроводящей жилы. При напряжении на изоляции 5 кВ ЧР возникают во включениях толщиной от 200 мкм. При напряжении 10 кВ воздушные включения, расположенные вблизи поверхности изоляции, не активизируются (см. рис. 4, кривая 5),

**Эффективность выявления технологических дефектов в твердой изоляции по характеристикам ЧР.** На рис. 5 приведена осциллограмма ЧР в образце силового кабеля на напряжение 3 кВ (сечение токопроводящей жилы  $25 \text{ мм}^2$ , толщина полиэтиленовой изоляции 3 мм). В толще изоляции имеются воздушные включения, которые активизируются при испытательном напряжении 5 кВ частоты 50 Гц. Амплитуда ЧР не превышает 10 пКл, что соответствует требованиям стандарта [11]. Следует учесть, что при рабочем напряжении частичные разряды в кабеле не возникают.

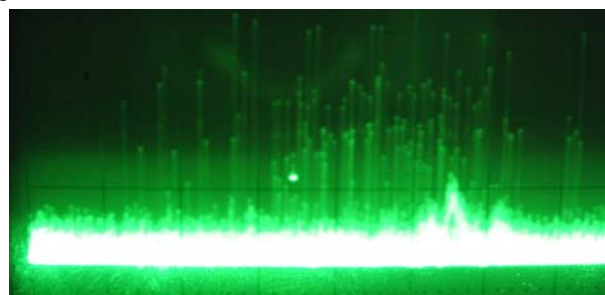


Рис. 5. Осциллограмма ЧР в толще твердой полиэтиленовой изоляции силового кабеля (метка в центре развертки – калибровочный сигнал амплитудой 2 пКл)

Экспериментальные исследования по выявлению технологических дефектов в высоковольтной композитной корпусной изоляции статорной обмотки турбо- и гидрогенераторов проведены на 5-ти макетах одинаковой толщины. Изоляция макетов выполнена стеклослюдобумажными лентами разной толщины разных производителей (по 6 образцов для каждого макета).

Метод контроля ЧР основывается, например, на использовании портативного анализатора с комплектом эпоксидно-слюдяных конденсаторов емкостью 80 пФ в качестве емкостных датчиков, которые позволяют измерять ЧР в высокочастотном диапазоне, в котором амплитуда ЧР значительно превышает амплитуду помех [8-10, 19]. Это позволяет автоматически надежно разделять ЧР и помехи. Принцип действия системы основан на детектировании импульсов напряжения частичных разрядов, возникающих внутри изоляции, посредством датчиков ЧР, с последующим их аналого-цифровым преобразованием с помощью измерителя ЧР и отображением амплитуды ЧР как положительной, так и отрицательной полярности. Следует учитывать, что измеряется максимальное напряжение импульса ЧР в мВ (см. рис. 5). Поставщики соответствующего измерительного оборудования обозначают измеренное значение не символом напряжения ( $U$ ), а символом заряда ( $Q$ ), считая, что между напряжением и зарядом существует очевидная связь. Коэффициент пропорциональности – электрическая емкость изоляционной системы, например, обмотки статора, которую всегда можно измерить.

Эффективный способ определить состояние изоляционной системы – сравнение результатов с базой данных [9, 10], представленных в табл. 1.

Таблица 1

Оценка состояния изоляции по максимальному значению амплитуды импульсов ЧР

Категория ЧР	Амплитуда импульсов ЧР, мВ
Незначительный	0-45
Низкий	46-98
Типичный	99-210
Умеренный	211-412

На рис. 6 приведены результаты измерений максимальной амплитуды импульсов ЧР положительной и отрицательной полярности в макетах с высоковольтной твердой композитной изоляцией на основе стеклослюдобумажных лент при напряжении 3,6 кВ (рис. 6,а) и 6 кВ (рис. 6,б).

Толщина лент: 1 –  $h = 0,14$  мм, 2 –  $h = 0,14$  мм, 3 –  $h = 0,15$  мм, 4 –  $h = 0,18$  мм, 5 –  $h = 0,18$  мм. Амплитуда импульсов ЧР положительной полярности обозначена как 1, 2, ..., 5; амплитуда импульсов ЧР отрицательной полярности: 1', 2', ..., 5' соответственно. Импульсы ЧР отрицательной полярности возникают при положительной полуволне испытательного напряжения промышленной частоты, положительной – при отрицательной полуволне напряжения.

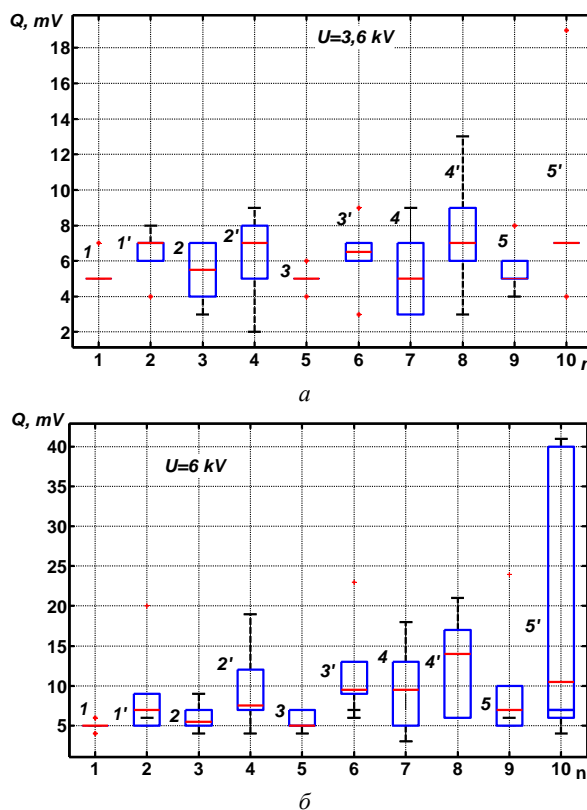


Рис. 6. Результаты статистического распределения максимальной амплитуды импульсов частичных разрядов в зависимости от приложенного напряжения промышленной частоты в композитной твердой высоковольтной изоляции

Сравнение положительных и отрицательных импульсов ЧР указывает на то, что разряды возникают именно внутри изоляции для макетов, толщина лент у которых меньше 0,18 мм (рис. 7,а). Амплитуда разрядов положительной и отрицательной полярности практически одинакова (сравни 1 и 1', 2 и 2', 3 и 3', 4 и 4', рис. 6,б). Эти результаты согласуются с расчетными зависимостями (см. рис. 2,б и рис. 3). Для образцов со стеклослюдобумажной лентой толщиной 0,18 мм амплитуда импульсов отрицательной полярности практически в 4 раза превышает амплитуду импульсов положительной полярности (сравни 5 и 5', рис. 6,б).

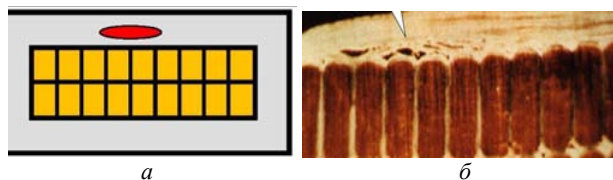


Рис. 7. Места расположения технологических дефектов в композитной изоляции обмоток электрических машин

Очевидно, что такое различие обусловлено местом расположения технологического дефекта в виде расслоения на границе раздела проводник – композитная изоляция (рис. 7,б). При напряжении 6 кВ амплитуда импульсов разрядов достигает верхнего значения 40 мВ в категории ЧР как незначительный уровень (см. табл. 1).

**Выводы.** Получены зависимости от толщины воздушного включения его пробивного напряжения и

расчетных напряжений на включениях для плоской и цилиндрической модели изоляции. При одинаковых приложенных напряжениях к высоковольтной изоляции в последнем случае активизируются воздушные включения меньшей толщины в сравнении с плоской конструкцией.

Определены возможные значения напряжения начала частичных разрядов и диапазон активизируемых технологических дефектов в зависимости от места расположения воздушного включения в конструкции силового кабеля коаксиальной конструкции.

Показана эффективность выявления технологических дефектов в твердой высоковольтной композитной корпусной изоляции статорной обмотки турбо- и гидрогенераторов. На основании сравнения амплитуды импульсов частичных разрядов положительной и отрицательной полярности установлено место расположения технологических дефектов в конструкции.

Результаты проведенных исследований подтверждают эффективность регистрации частичных разрядов в высоковольтной твердой изоляции для выявления дефектов на технологической стадии изготовления электроизоляционных конструкций, а также для настройки самого технологического процесса.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Леонов В.М., Пешков И.Б., Рязанов И.Б., Холодный С.Д. Основы кабельной техники. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 432 с.
2. Беспрозванных А.В., Мирчук И.А., Кессаев А.Г. Технологические параметры режима охлаждения полимерной изоляции силовых кабелей // *Электротехника і електромеханіка*. – 2019. – №3. – С. 44-49. doi: 10.20998/2074-272X.2019.3.07.
3. Рао Натти С., Шотт Ник Р. Технологические расчёты в переработке пластмасс / Практическое руководство. Пер. с англ. под ред. О.И. Абрамушкиной. – СПб.: Профессия. 2013. – 200 с.
4. Электроизоляционные материалы и системы изоляции для электрических машин. В двух книгах. Кн. 2 / В.Г. Огоньков и др.; под. ред. В.Г. Огонькова, С.В. Серебряникова. – М.: Издательский дом МЭИ, 2012. – 304 с.
5. Пак В.М., Трубочев С.Г. Новые материалы и системы изоляции высоковольтных электрических машин. – М.: Энергоатомиздат, 2007. – 416 с.
6. Беспрозванных А.В., Бойко А.Н., Рогинский А.В. Влияние диэлектрического барьера на распределение электрического поля в высоковольтной изоляции электрических машин // *Электротехника і електромеханіка*. – 2018. – №6 – С. 63-67. doi: 10.20998/2074-272X.2018.6.09.
7. IEEE Standards 1434. Guide for the measurement of partial discharges in AC electric machinery. IEEE Park Avenue, New York, USA. – 2014. – 89 p.
8. CIGRE Working Group A1.01.06 Application. Of on-line partial discharge tests to rotating machines. CIGRE. December 2010. 58 p.
9. Iris Power TGA-BTM «Periodic On-line Partial Discharge Monitoring Using a Portable Instrument for Motors and High Speed Turbine Generators». Iris Power Ver 5. 08/10. Canada, 2010.
10. Interpretation of PD results – on-line testing. Version 3.2 Iris QMS 08/10. Ver. 3.2. 2008.
11. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоля-

цией на сверхвысокие напряжения. – К.: ИЭД НАНУ, 2013. – 552 с.

12. Кучинский Г.С. Частичные разряды в высоковольтных конструкциях. – Л.: Энергия, 1979.

13. Вдовико В.П. Частичные разряды в диагностировании высоковольтного оборудования. Новосибирск: Наука, 2007. – 55 с.

14. Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Гладченко В.Я. Методика измерения дифференциальных амплитудных спектров импульсов частичных разрядов // *Электричество*. – 1990. – №1. – С. 71-74.

15. Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Гладченко В.Я. Диагностика высоковольтной изоляции с помощью многоканальных анализаторов // *Электричество*. – 1991. – №5. – С. 5-9.

16. Беспрозванных, А. Г., Кессаев А.Г. Анализ структуры поля и обоснование напряжений диагностики по частичным разрядам изоляции экранированных витых пар // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2014. – №6. – С. 61-65. doi: 10.20998/2074-272X.2014.6.11.

17. Беспрозванных А.В. Способы представления дифференциальных амплитудных спектров импульсов частичных разрядов в твердой изоляции // *Технічна електродинаміка*. – 2011. – №4. – С. 12-19.

18. Беспрозванных А.В. Сильное электрическое поле и частичные разряды в многожильных кабелях // *Технічна електродинаміка*. – 2010. – №1. – С. 23-29.

19. IEC Standard 60270. High-voltage test techniques – Partial discharge measurements. IEC, 2000. – 55 p.

#### REFERENCES

1. Leonov V.M., Peshkov I.B., Ryazanov I.B., Kholodnyy S.D. *Osnovy kabelnoy tehniki* [Basics of cable technology]. Moscow, Akademiya Publ., 2006. 432 p. (Rus).
2. Bezprozvannyh G.V., Mirchuk I.A., Kyessayev A.G. Technological parameters of the cooling mode of polymer insulation of power cables. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no.3, pp. 44-49. doi: 10.20998/2074-272X.2019.3.07.
3. Rao Natti S., Shott Nik R. *Tekhnologicheskie rascheti v pererabotke plastmass* [Technological calculations in plastics processing]. Saint Petersburg, Professiya Publ., 2013. 200 p. (Rus).
4. Ogonkov V.G., Serebryannikov S.V. *Elektroizoliatsionnye materialy i sistemy izoliatsii dlia elektricheskikh mashin. V dvukh knigakh. Kn. 2* [Electrical insulation materials and insulation systems for electrical machines. In 2 books. Book 2]. Moscow, Publishing house MEI, 2012. 304 p. (Rus).
5. Pak V.M., Trubachev S.G. *Novye materialy i sistemy izoliatsii vysokovol'tnykh elektricheskikh mashin* [New materials and systems for isolation of high-voltage electrical machines]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 2007. 416 p. (Rus).
6. Bezprozvannyh G.V., Boyko A.N., Roginskiy A.V. Effect of a dielectric barrier on the electric field distribution in high-voltage composite insulation of electric machines. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.6, pp. 63-67. doi: 10.20998/2074-272X.2018.6.09.
7. *IEEE Standards 1434. Guide for the measurement of partial discharges in AC electric machinery*. IEEE Park Avenue, New York, USA. 2014. 89 p.
8. CIGRE Working Group A1.01.06 Application. *Of on-line partial discharge tests to rotating machines*. CIGRE. December 2010. 58 p.
9. Iris Power TGA-BTM. *Periodic On-line Partial Discharge Monitoring Using a Portable Instrument for Motors and High Speed Turbine Generators*. Iris Power Ver 5. 08/10. Canada, 2010.
10. *Interpretation of PD results – on-line testing. Version 3.2* Iris QMS 08/10. Ver. 3.2. 2008.
11. Shidlovsky A.K., Shcherba A.A., Zolotarev V.M., Podoltsev A.D., Kucheryavaya I.N. *Kabeli s polimernoй izoliatsiei na*

sverkhvysokie napriazheniia [Polymer insulation cables for ultra-high voltages]. Kyiv, IED of NASU Publ., 2013. 552 p. (Rus).

12. Kuchinsky G.S. *Chastichnye razriady v vysokovol'tnykh konstruktsiiah* [Partial discharges in high voltage structures]. Leningrad, Energiia Publ., 1979. (Rus).

13. Vdoviko V.P. *Chastichnye razriady v diagnostirovanii vysokovol'tnogo oborudovaniia* [Partial discharges in diagnosing high-voltage equipment]. Novosibirsk, Nauka Publ., 2007. 55 p. (Rus).

14. Naboka B.G., Bezprozvannykh G.V., Gladchenko V.Ya. Method of measuring the differential amplitude spectra of partial discharge pulses. *Electricity*, 1990, no.1, pp. 71-74. (Rus).

15. Naboka B.G., Bezprozvannykh G.V., Gladchenko V.Ya. Diagnostics of high-voltage insulation using multichannel analyzers. *Electricity*, 1991, no.5, pp. 5-9. (Rus).

16. Bezprozvannykh G. V., Kessaev A. G. Analysis of the field structure and justification of the diagnostics voltage for partial insulation discharges of shielded twisted pairs. *Electrical engineering & electromechanics*, 2014, no.6, pp. 61-65. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2014.6.11.

17. Bezprozvannykh A.V. Ways of representation of differential peak spectra of pulses of partial discharges in solid insulation. *Technical electrodynamics*, 2011, no.4, pp. 12-19. (Rus).

18. Bezprozvannykh A.V. High electric field and partial discharges in bundled cables. *Technical electrodynamics*, 2010, no.1, pp. 23-29. (Rus).

19. IEC Standard 60270. *High-voltage test techniques – Partial discharge measurements*. IEC, 2000. 55 p.

Поступила (received) 05.04.2019

Безпрозванных Анна Викторовна<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Кессаев Александр Геннадиевич<sup>1</sup>, к.т.н.,

Мирчук Игорь Анатолієвич<sup>2</sup>, аспірант,

Рогинський Александр Владимирович<sup>3</sup>, аспірант,

<sup>1</sup> Национальный технический университет

«Харьковский политехнический институт»,

61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2,

тел/phone +38 057 7076010,

e-mail: bezprozvannykh@kpi.kharkov.ua

<sup>2</sup> Приватное акционерное общество

«Украинский научно-исследовательский институт

кабельной промышленности»,

71101, Запорожская обл., Бердянск, ул. Промышленная, 2-Р,

тел/phone +38 066 8288554,

e-mail: garik710@ukr.net

<sup>3</sup> Государственное предприятие «Завод «Электротяжмаш»,

61089, Харьков, Московский проспект, 299,

e-mail: roginский.av@gmail.com

G.V. Bezprozvannykh<sup>1</sup>, A.G. Kyessayev<sup>1</sup>, I.A. Mirchuk<sup>2</sup>,

A.V. Roginskiy<sup>3</sup>

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

<sup>2</sup> Private Joint Stock Company «Ukraine Scientific-Research  
Institute of Cable Industry»,  
2-Р, Promychnennaya Str., Berdyansk, Zaporozhye Region,  
71101, Ukraine.

<sup>3</sup> SE Plant Electrotyazhmash,

299, Moskovsky Ave., Kharkiv, 61089, Ukraine.

**Identification of technological defects in high-voltage solid insulation of electrical insulation structures on the characteristics of partial discharges.**

**Introduction.** High-voltage insulation systems always have some background level of the partial discharges, which does not have any significant effect on the life of the electrical insulation design. At the same time, partial discharges destroy high-voltage insulation, leading to a carburization zone around the defect. This is the «hidden» period of development of the defect. The development of a defect zone, sooner or later, leads to an arc breakdown of the entire insulating gap.

**Purpose.** The substantiation of the efficiency of detection of technological defects in high-voltage solid insulation of electrical insulating structures according to the characteristics of partial discharges. **Methodology.** The conditions for the occurrence of partial discharges in the thickness of the polymer insulation are considered. The possible values of the voltage of the beginning of partial discharges are determined for a model of a cylindrical air gap near the conductor of a power cable. It is shown that with the same applied voltages to high-voltage insulation, in the latter case, air inclusions of smaller thickness are activated in comparison with a flat structure. **Practical value.** The efficiency of detection of technological defects in solid composite case insulation of the stator winding of turbo- and hydrogenerators is shown. Based on the comparison of the amplitude of the pulses of partial discharges of positive and negative polarity, the estimated location of the technological defects in the insulation has been established. References 19, figures 7, table 1.

**Key words:** technological defects, partial discharges, voltage of the start of partial discharges, glass-mica paper tape, amplitude of pulses of partial discharges, location of the defect.

## ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВЫСОКОВОЛЬТНОГО РЕЗИСТИВНОГО ДЕЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

*Мета.* Визначення можливості використання розробленого автономного діляника напруги для вимірювання високовольтних імпульсів з загостреними фронтами (до 1 нс). *Методика.* Застосовано методіку визначення коефіцієнта ділення діляника за допомогою каліброваного генератора і осцилографа. Для визначення часу наростання перехідної характеристики діляника використовувалась експериментальна методика на основі генератора високовольтних імпульсів з крутим фронтом і комп'ютерне моделювання з використанням програми схемотехнічного моделювання Micro-Cap. *Результати.* Експериментально отримано осцилограми високовольтних наносекундних імпульсів із субнаносекундними фронтами за допомогою створеного автономного резистивного діляника напруги. Проведено комп'ютерне моделювання роботи створеного діляника в різних режимах. *Наукова новизна.* Показано, що автономний екранований резистивний діляник високої напруги може мати час наростання менше, ніж 1 нс. Установлені величини паразитних параметрів діляника, що викликають викривлення загостреного фронту імпульсів з часом наростання  $\approx 0,1$  нс. *Практична значущість.* Діляник можна застосовувати для вимірювання характеристик високовольтних імпульсів з крутим фронтом (до 1 нс у якості нижньої границі). Бібл. 7, рис. 15.

*Ключові слова:* діляник напруги, генератор високовольтних імпульсів, комп'ютерне моделювання, електрична схема, час наростання, перехідна характеристика, фронт імпульсу.

*Цель.* Определение возможности использования разработанного автономного делителя напряжения для измерения высоковольтных импульсов с обостренными фронтами (до 1 нс). *Методика.* Применена методика определения коэффициента деления делителя при помощи калиброванного генератора и осциллографа. Для определения времени нарастания переходной характеристики делителя использовалась экспериментальная методика на основе генератора высоковольтных импульсов с крутым фронтом и компьютерное моделирование с использованием программы схемотехнического моделирования Micro-Cap. *Результаты.* Экспериментально получены осциллограммы высоковольтных наносекундных импульсов с субнаносекундными фронтами при помощи созданного автономного резистивного делителя напряжения. Проведено компьютерное моделирование работы созданного делителя в различных режимах. *Научная новизна.* Показано, что автономный экранированный резистивный делитель высокого напряжения может иметь время нарастания менее 1 нс. Установлены величины паразитных параметров делителя, приводящих к искажению обостренного фронта импульсов с временем нарастания  $\approx 0,1$  нс. *Практическая значимость.* Делитель можно применять для измерения характеристик высоковольтных импульсов с крутым фронтом (до 1 нс как нижней границы). Библ. 7, рис. 15.

*Ключевые слова:* делитель напряжения, генератор высоковольтных импульсов, компьютерное моделирование, электрическая схема, время нарастания, переходная характеристика, фронт импульса.

**Введение.** В высоковольтной импульсной технике актуальным является решение проблемы измерения наносекундных перепадов (прежде всего фронтов) импульсов высокого напряжения на различных нагрузках [1-5]. В работе, результаты которой изложены в [6], для измерения рекордных амплитудно-временных характеристик высоковольтных импульсов от генератора в аппарате для широкополосной электромагнитной импульсной терапии (АШЭМИТ) был разработан и опробован компактный автономный резистивный экранированный низкоомный делитель напряжения (АРЭНДН). Устройство генератора описано в [6]. Если генератор в АШЭМИТ работал без использования обострения фронта импульсов, то делитель напряжения передавал ожидаемую форму импульса, в том числе и его фронт ( $\approx 2,5$  нс), без искажений. Если же использовался режим работы генератора с обострением фронта импульсов, то делитель вносил существенные искажения на фронте измеряемых импульсов. Для регистрации импульсов от генератора АШЭМИТ использовался аналоговый осциллограф С7-19 с полосой пропускания 5 ГГц. Известно [2], что для удовлетворительного измерения амплитудно-временных характеристик импульсов время нарастания переходной характеристики делителя напряжения (ДН) должно быть заметно короче измеряемой дли-

тельности фронта импульсов. Поскольку обострение фронта импульсов при помощи искровых разрядников – обострителей приводит к укорочению фронта примерно в 10 раз, постольку для измерения импульсов с обостренными фронтами без существенных искажений требуется время нарастания переходной характеристики используемого делителя напряжения должно быть короче 0,2 нс.

**Постановка научной проблемы и обоснование ее актуальности с выделением нерешенных задач.** В высоковольтной импульсной технике существует проблема измерения амплитудно-временных характеристик высоковольтных импульсов с высокой точностью [1]. Актуальность ее определяется тем, что для различных высоковольтных электротехнологий, для радиолокации, высоковольтных испытаний различного оборудования требуются импульсы высокого напряжения с весьма крутым фронтом (единицы нс и менее) [1-5].

**Цель работы** – определение возможности использования разработанного автономного делителя напряжения для измерения высоковольтных импульсов с обостренными фронтами (до 1 нс).

Задачи, которые требуется решить для достижения поставленной цели:

- определить время нарастания переходной характеристики созданного автономного компактного резистивного делителя напряжения;
- создать компьютерную модель двухкаскадного резистивного делителя напряжения;
- определить, чем вызвано появление высокочастотных колебаний с большой амплитудой на фронте измеряемых импульсов высокого напряжения с предельно крутым фронтом (0,1 нс);
- определить, возможно ли сочетание короткой переходной характеристики (менее 1 нс) созданного

автономного делителя напряжения с большим коэффициентом деления (более 500).

**Схема, устройство делителя и экспериментальные результаты по определению его коэффициента деления и времени нарастания переходной характеристики.** Первое упоминание о рассматриваемом в данной статье делителе было в [6]. Электрическая схема делителя приведена на рис. 1.

Согласно измерениям, проведенным при помощи мультиметра M890G,  $R_1 = 73,8$  Ом,  $R_2 = 3$  Ом,  $R_3 = 23,9$  Ом,  $R_4 = 1,7$  Ом,  $R_5 = 47,2$  Ом с учетом неопределенности (погрешности) в показаниях мультиметра 0,4 Ом.

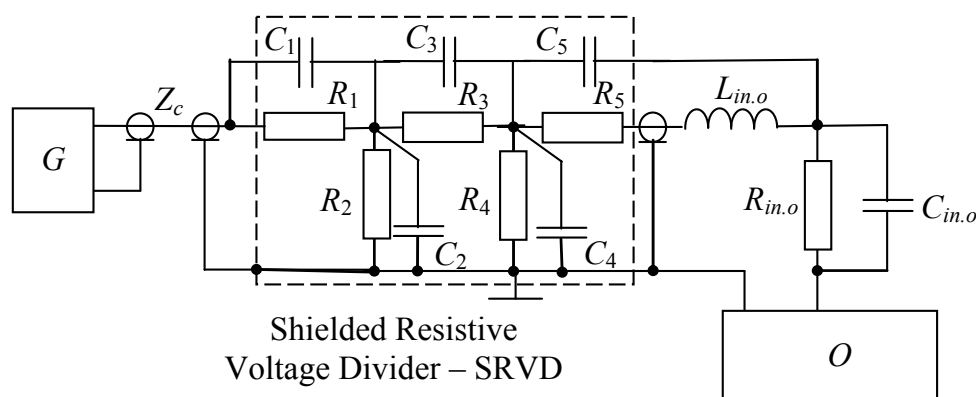


Рис. 1. Электрическая схема системы из генератора  $G$  импульсов, резистивного делителя с учетом паразитных емкостей и индуктивности  $L_{in.o}$ , коаксиального широкополосного соединительного кабеля с волновым сопротивлением  $Z_c=100$  Ом и осциллографа с входным сопротивлением  $R_{in.o}$ , входной емкостью  $C_{in.o}$

Делитель разработан и изготовлен автономным, разборным в алюминиевом корпусе. На входе и выходе делителя применены коаксиальные разъемы-розетки CP-50-165ФВ, импульсная электрическая прочность вдоль поверхности изоляции которых определяет предельно допустимое рабочее напряжение делителя. Фото делителя представлены на рис. 2. Делитель выполнен на объемных резисторах ТВО-1,

ТВО-0,5 и ТВО-0,25 и является двухкаскадным. Первый каскад образован сопротивлениями  $R_1$  (высоковольтное плечо первого каскада делителя) и  $R_2$  с подключенной в параллель к нему цепочкой (низковольтное плечо первого каскада делителя), если генератор  $G$  подсоединен к делителю так, как на рис. 1, т.е. к 75-омному входу, и имеет коэффициент деления  $K_{75.1}$ .



Рис. 2. Фото автономного резистивного экранированного низкоомного делителя напряжения (АРЭНДН)

Второй каскад образован сопротивлениями  $R_3$  (высоковольтное плечо второго каскада делителя) и  $R_4$  (низковольтное плечо второго каскада делителя) и имеет коэффициент деления  $K_{75.2}$ . Сопротивление  $R_5$  в совокупности с остальными сопротивлениями делителя образует согласующее сопротивление, равное волновому сопротивлению 50 Ом коаксиального кабеля, если таковой подключается между выходным разъемом делителя и входом осциллографа. При этом входное сопротивление осциллографа может быть как низкоомным (например, 50 Ом), так и высокоомным (например, 1 МОм): это не приведет к возникновению дополнительных паразитных отражений в кабеле как длинной линии. Полный коэффициент деления дели-

теля может иметь два значения:  $K_{75.high}=K_{75.1}K_{75.2}$ , если вход осциллографа высокоомный, и  $K_{75.low}\approx 2K_{75.1}K_{75.2}$ , если вход низкоомный, т.е. входное сопротивление осциллографа  $R_{in.o}=50$  Ом. Это позволяет согласовать с обоих концов коаксиальный кабель (если таковой используется) с волновым сопротивлением 50 Ом, соединяющий 50-омный выход делителя с входным сопротивлением осциллографа  $R_{in.o}=50$  Ом. Корпус-экран делителя условно можно разделить на пять составных частей: две крайние цилиндрические, присоединенные каждая к своему коаксиальному разъему CP-50-165ФВ, одна центральная цилиндрическая, отделенная от крайних цилиндрических частями двумя дисковыми частями. В одной крайней цилиндриче-

ской части расположено сопротивление  $R_1 = 73,8$  Ом. В другой крайней цилиндрической части – сопротивление  $R_5 = 47,2$  Ом. В центральной цилиндрической части корпуса расположено сопротивление  $R_3 = 23,9$  Ом. В дисковых частях корпуса расположены сопротивления  $R_2 = 3,0$  Ом и  $R_4 = 1,7$  Ом. Сопротивление  $R_2$  образовано 7-мью резисторами ТВО-0,25 с номинальными сопротивлениями 22 Ом каждый, включенными в параллель (см. фото на рис. 2). Сопротивление  $R_4$  образовано 4-мя резисторами ТВО-0,5 с номинальными сопротивлениями 6,8 Ом каждый, включенными в параллель.

Если не учитывать влияния паразитных индуктивностей и емкостей, то коэффициент деления  $K_{75high}$  рассматриваемого делителя при подаче сигнала от генератора импульсов на его 75-омный вход и использовании осциллографа с высокоомным входом можно определить следующим образом (см. схему на рис. 1):

$$K_{75,1} = [R_1 + R_2(R_3 + R_4) / (R_2 + R_3 + R_4)] / [R_2(R_3 + R_4) / (R_2 + R_3 + R_4)];$$

$$K_{75,2} = (R_3 + R_4) / R_4.$$

Тогда:

$$K_{75high} = [R_1 + R_2(R_3 + R_4) / (R_2 + R_3 + R_4)] / [R_2(R_3 + R_4) / (R_2 + R_3 + R_4)] \cdot (R_3 + R_4) / R_4 = [73,8 + 3(23,9 + 1,7) / (3 + 23,9 + 1,7)] / [3(23,9 + 1,7) / (3 + 23,9 + 1,7)] \cdot (23,9 + 1,7) / 1,7 \approx (76,485 / 2,685) \cdot 25,6 / 1,7 \approx 28,5 \cdot 15,1 = 430,35.$$

Таким образом,

$$K_{75high} = K_{75,1} K_{75,2} \approx 28,5 \cdot 15,1 = 430,35.$$

При этом  $K_{75low} \approx 2K_{75,1}K_{75,2} \approx 2 \cdot 28,5 \cdot 15,1 = 860,7$ .

Вход и выход делителя могут меняться местами, поскольку на входе и выходе установлены одинаковые коаксиальные разъемы СР-50-165ФВ, способные выдерживать импульсные напряжения до 6 кВ. При этом изменяется коэффициент деления делителя.

Коэффициент деления  $K_{50high}$  рассматриваемого делителя при подаче сигнала от генератора импульсов на его 50-омный вход и использовании осциллографа с высокоомным входом  $K_{50high} = K_{50,1}K_{50,2}$ .

$$K_{50,1} = [R_5 + R_4(R_3 + R_2) / (R_2 + R_3 + R_4)] / [R_4(R_3 + R_2) / (R_2 + R_3 + R_4)];$$

$$K_{50,2} = (R_3 + R_2) / R_2.$$

$$K_{50high} = [R_5 + R_4(R_3 + R_2) / (R_2 + R_3 + R_4)] / [R_4(R_3 + R_2) / (R_2 + R_3 + R_4)] \cdot (R_3 + R_2) / R_2 = [47,2 + 1,7(23,9 + 3) / (3 + 23,9 + 1,7)] / [1,7(23,9 + 3) / (3 + 23,9 + 1,7)] \cdot (23,9 + 3) / 3 \approx (48,799 / 1,599) \cdot 26,9 / 3 \approx 30,52 \cdot 8,97 \approx 273,76.$$

Тогда  $K_{50low} \approx 2K_{50,1}K_{50,2} \approx 2 \cdot 30,52 \cdot 8,97 = 547,52$ , если входное сопротивление осциллографа равно  $R_{in.o} = 75$  Ом.

Входные сопротивления делителя выбраны низкоомными, поскольку именно низкоомные резистивные делители напряжения имеют наименьшее время нарастания переходной характеристики [2]. Конкретные значения входных сопротивлений 75 Ом и 50 Ом выбраны, исходя из того, что волновые сопротивления наиболее распространенных на практике коаксиальных кабелей составляют именно 75 Ом и 50 Ом, и входное сопротивление скоростных осциллографов с широкой (более 1 ГГц) полосой пропускания составляет, как правило, 50 Ом.

В качестве генератора при экспериментальном определении коэффициента деления делителя мы использовали калибратор осциллографа С1-74, генери-

рующий синусоидальные сигналы с известными амплитудно-частотными характеристиками.

Коэффициент деления делителя экспериментально определялся в два этапа. На первом этапе мы определяли коэффициент  $K_{75,1}$  деления первого каскада делителя как отношение амплитуды напряжения от калибратора на 75-омном входе делителя к напряжению на низковольтном плече первого каскада делителя. На втором этапе определяли  $K_{75,2}$  как отношение амплитуды напряжения от калибратора на входе второго каскада делителя (на последовательно соединенных сопротивлениях  $R_3$  и  $R_4$ ,  $R_3 + R_4 \approx 25,6$  Ом) к напряжению на низковольтном плече второго каскада делителя (на сопротивлении  $R_4$ ).

На первом этапе сигнал от калибратора через коаксиальный тройник подавался на 75-омный вход делителя и на вход (1 МОм, 30 пФ) регистрирующего осциллографа С8-13. При этом 50-омный вход (выход) делителя оставался не подключенным к внешним приборам. Таким образом, измерялся сигнал от калибратора на входе делителя. Осциллограмма этого сигнала представлена на (рис. 3).

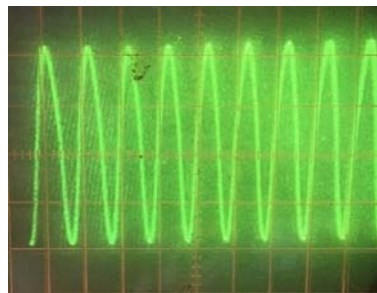


Рис. 3. Осциллограмма импульса напряжения от калибратора осциллографа С1-74, нагруженного на входное сопротивление  $R_{in} \approx 75$  Ом делителя напряжения (цена деления по оси времени 1 мкс/дел, а по оси сигнала 0,1 В/дел)

После этого измеряли сигнал – напряжение на  $R_2 = 3$  Ом в дисковой части корпуса делителя с присоединенной в параллель к  $R_2$  остальной частью делителя – низковольтном плече первого каскада делителя. При этом с делителя напряжения снималась средняя часть корпуса, вход осциллографа С8-13 присоединялся к  $R_2$  при помощи коаксиального кабеля, а 75-омный вход делителя подключался к калибратору отдельным коаксиальным кабелем. Результат измерений в виде осциллограммы напряжения на  $R_2$  – выходе первого каскада данного двухкаскадного делителя представлен на (рис. 4).

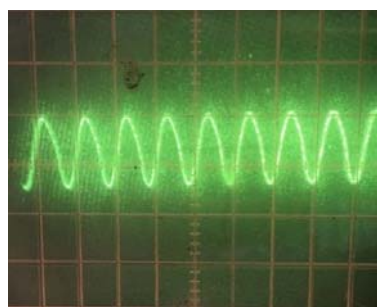


Рис. 4. Импульс напряжения с низковольтного плеча первого каскада делителя напряжения (цена деления по оси времени 1 мкс/дел, а по оси процесса 0,01 В/дел)

Отношение амплитуд напряжения на осциллограммах на рис. 3 и рис. 4 представляет собой экспериментально определенный коэффициент деления  $K_{E75.1}$  первого каскада:  $K_{E75.1} \approx 27,1$ , что, с учетом неопределенности (погрешности) измерений при помощи осциллографов  $\approx 10\%$ , хорошо согласуется с величиной  $K_{75.1} \approx 28,5$ , полученной расчетным путем через сопротивления элементов делителя  $R_1 \dots R_4$ .

На втором этапе напряжение (сигнал) от калибратора через коаксиальный тройник подавалось на вход второго каскада делителя, т.е. на последовательное соединение сопротивлений  $R_3$  и  $R_4$ , и на вход (1 МОм, 30 пФ) регистрирующего осциллографа С8-13. При этом 50-омный вход (выход) делителя оставался не подключенным к внешним приборам, а вывод сопротивления  $R_3$ , исходно соединенный с соответствующими выводами  $R_1$  и  $R_2$ , отсоединялся от точки соединения. Это было сделано для того, чтобы весьма низкоомное сопротивление  $R_2 = 3$  Ом не замыкало выход калибратора. Таким образом, измерялся сигнал от калибратора на входе второго каскада делителя. Осциллограмма этого сигнала представлена на (рис. 5). Его амплитуда меньше, чем на осциллограмме на рис. 3, поскольку калибратор в данном случае нагружен на суммарное сопротивление  $R_3 + R_4 \approx 25,6$  Ом, существенно меньшее, чем входное сопротивление делителя  $\approx 75$  Ом, которое являлось нагрузкой калибратора на первом этапе.

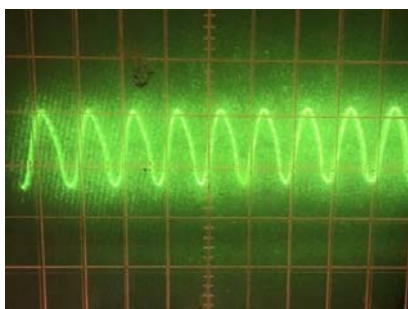


Рис. 5. Импульс напряжения от калибратора осциллографа С1-74 на входе второго каскада делителя (цена деления по оси времени 1мкс/дел, а по оси процесса 0,1 В/дел)

Далее измеряли сигнал – напряжение на  $R_4 = 1,7$  Ом (низковольтном плече второго каскада делителя) в дисковой части корпуса делителя. Разъем СР-50 делителя, подсоединенный своим центральным выводом к  $R_4$  через  $R_5$ , к внешним устройствам не подключали. При этом вход осциллографа С8-13 присоединялся к  $R_4$  при помощи коаксиального кабеля, а вход второго каскада делителя подключался к калибратору отдельным коаксиальным кабелем. Результат измерений в виде осциллограммы напряжения на  $R_4$  – выходе второго каскада данного двухкаскадного делителя представлен на (рис. 6).

На рис. 7 приведена осциллограмма напряжения с низковольтного плеча второго каскада делителя для режима, при котором в параллель высокоомному ( $R_{in.o} = 1$  МОм) входу осциллографа С8-13 подключалась нагрузка 50 Ом.

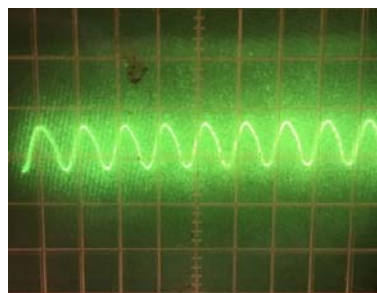


Рис. 6. Импульс напряжения с низковольтного плеча второго каскада делителя напряжения при входном сопротивлении осциллографа  $R_{in.o} = 1$  МОм (цена деления по оси времени 1мкс/дел, а по оси процесса 0,01 В/дел)

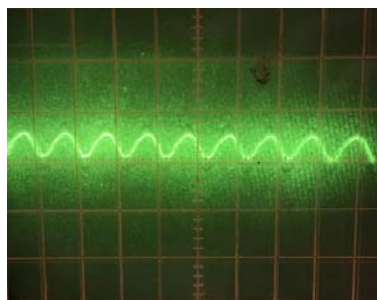


Рис. 7. Импульс напряжения с низковольтного плеча второго каскада делителя напряжения при подключении нагрузки 50 Ом в параллель входному сопротивлению осциллографа  $R_{in.o} = 1$  МОм (цена деления по оси времени 1мкс/дел, а по оси процесса 0,01 В/дел)

Из рис. 6 и рис. 7 следует, что подключение нагрузки 50 Ом в параллель входному сопротивлению осциллографа  $R_{in.o} = 1$  МОм уменьшает амплитуду напряжения с выхода второго каскада делителя примерно вдвое, т.е. примерно вдвое увеличивает коэффициент деления делителя.

Отношение амплитуд напряжения на осциллограммах на рис. 5 и рис. 6 представляет собой экспериментально определенный коэффициент деления  $K_{E75.2}$  второго каскада:  $K_{E75.2} \approx 15,5$ , что, с учетом неопределенности (погрешности) измерений при помощи осциллографов  $\approx 10\%$ , хорошо согласуется с величиной  $K_{75.2} \approx 15,1$ , полученной расчетным путем через сопротивления элементов делителя  $R_3 = 23,9$  Ом,  $R_4 = 1,7$  Ом.

Таким образом,

$$K_{E75.high} = K_{E75.1} K_{E75.2} \approx 27,1 \cdot 15,5 = 420,05;$$

$$K_{E75.low} \approx 2 K_{E75.1} K_{E75.2} \approx 840,1;$$

$$K_{75.high} / K_{E75.high} = K_{75.low} / K_{E75.low} = 430,35 / 420,05 \approx 1,0245,$$

т.е. относительная погрешность (неопределенность) между расчетным значением и экспериментальным значением коэффициента деления для данного делителя не превышает 2,5%.

**Определение времени нарастания переходной характеристики делителя в эксперименте.** Есть два основных варианта определения времени нарастания в передающей системе [2]. Первый вариант подразумевает под временем нарастания отрезок времени, в течение которого измеряемая величина (например, напряжение) возрастает от 0,1 до 0,9 своего максимального значения. Во втором варианте время нарастания – время, в течение которого выходной сигнал достигает определенного процента от установившегося значения при подаче на вход системы прямоуголь-



ного импульса или скачка напряжения  $u_1(t)$  данной амплитуды  $U_0$

$$u_1(t) = U_0 1(t),$$

где  $1(t)$  – единичная функция:

$$1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ 1 & \text{при } t \geq 0. \end{cases}$$

Если скачок возникает спустя отрезок времени  $\tau$  после начала отсчета, то единичная функция равна нулю при  $t < \tau$ , равна единице при  $t \geq \tau$  и обозначается  $1(t - \tau)$  [7].

Напряжение  $u_1(t)$  вызывает появление на выходе системы (в нашем случае на выходе делителя напряжения, подключенного к входу осциллографа и согласованного с ним) напряжения  $u_2(t)$  – реакции на прямоугольный импульс. При этом безразмерная функция времени

$$h(t) = u_2(t) / U_0 \quad (1)$$

называется переходной функцией или временной характеристикой системы [2, с. 39], а также переходной характеристикой цепи. [7, с. 116].

В нашем случае  $h(t)$  представляется в виде осциллограмм. При этом напряжение на выходе делителя  $u_2(t)$  можно определить при помощи интеграла Дюамеля как реакцию на входной сигнал  $u_1(t)$  любой формы [2, с. 40]:

$$u_2(t) = u_1(+0)h(t) + \int_{\tau=0}^{\tau=t} u_1'(t - \tau)h(\tau)d\tau. \quad (2)$$

Поскольку в нашем случае длительность фронта импульсов от генератора, как при использовании обострения, так и без обострения, гораздо меньше времени полуспада (спада до половины амплитуды импульса)  $\approx 50$  нс, постольку в первом приближении импульс от генератора можно рассматривать как скачок напряжения (прямоугольный импульс). Поэтому производную  $u_1'(t - \tau)$  по времени в (2) можно принять равной нулю, поскольку сама функция  $u_1$  имеет только два значения (две константы): 0 при  $t < \tau$  и 1 при  $t \geq \tau$  (учитывая пределы интегрирования – при  $t = \tau$ ), а формулу (2) – упростить до:

$$u_2(t) = u_1(+0)h(t). \quad (3)$$

Если учесть, что  $u_1(+0) = U_0$  в (1), то (2) полностью соответствует (1).

На рис. 8 приведены осциллограммы импульсов напряжения с выхода исследуемого делителя напряжения, подключенного к входу осциллографа С7-19, имеющего полосу пропускания 5 ГГц и входное активное сопротивление 50 Ом.

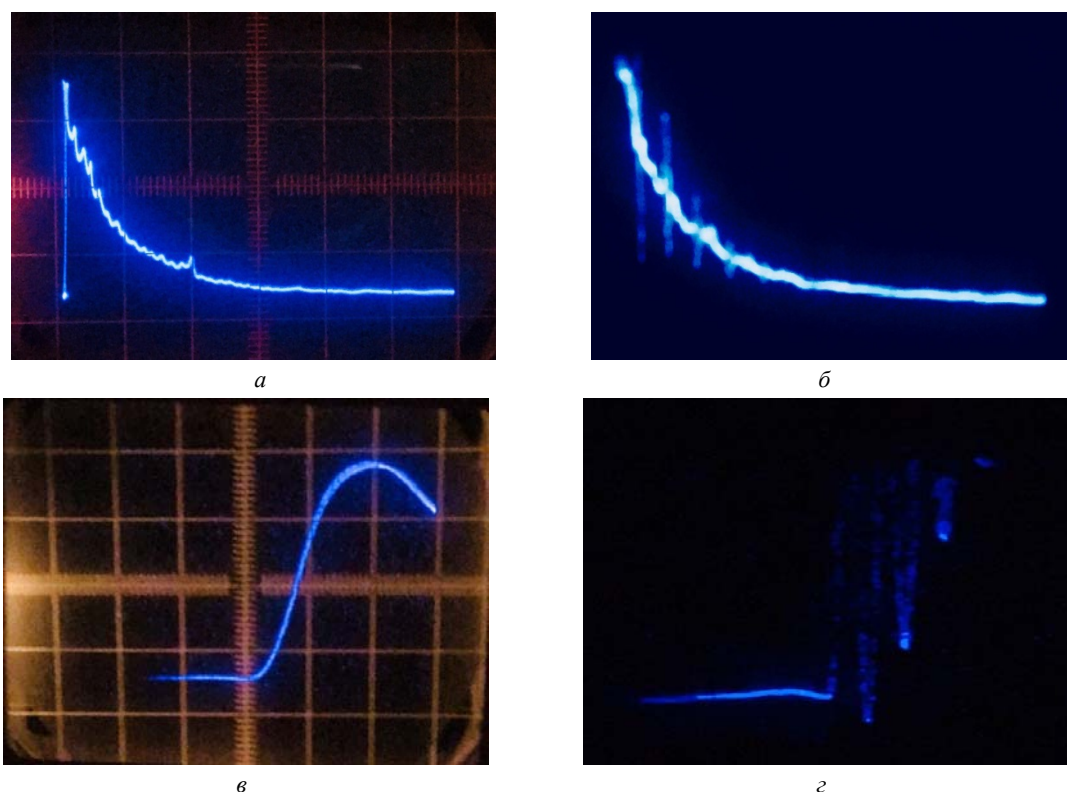


Рис. 8. Осциллограммы импульсов в целом и фронтальной части импульсов от генератора, измеренных делителем и зарегистрированных осциллографом С7-19: а, в – без обострения фронта импульсов; б, г – с использованием обострения фронта.

На осциллограммах а, б цена деления по оси времени 100 нс/дел и 50 нс/дел соответственно, на осциллограммах в, г цена деления по оси времени 2,5 нс/дел. Цена деления по оси процесса 1,5 В/дел на всех осциллограммах, коэффициент деления делителя  $K_{75low} \approx 860,7$

Фронт импульсов от высоковольтного генератора [6] без обострения составляет  $\approx 2,5$  нс. Его делитель передает без искажений (см. осциллограмму на рис. 8,а). Из осциллограмм на рис. 8,б и рис. 8,г вид-

но, что при обострении (существенном укорочении) фронта импульса от генератора на нем (на фронте) возникают паразитные колебания. Эти колебания возбуждаются в данном резистивном делителе напряже-

ния, содержащем паразитные емкости и индуктивности, обостренным (субнаносекундным) фронтом импульсов от генератора. Осциллограмма на рис. 8,2 показывает, что первый всплеск напряжения при обострении фронта измеряемых и регистрируемых импульсов существенно круче, чем при отсутствии обострения, и по времени нарастания составляет  $\leq 0,5$  нс.

Для проверки экспериментальных результатов и выяснения, какие именно паразитные емкости и индуктивности в делителе в наибольшей степени влияют на его переходную характеристику (функцию), было проведено компьютерное моделирование работы резистивного делителя напряжения с учетом его паразитных параметров. Учтено также наличие широкополосного коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 100 Ом и электрической длиной 5-10 нс между выходом генератора высоковольтных импульсов и входом делителя.

**Компьютерное моделирование работы делителя.** Схема, по которой осуществлялось моделирование работы делителя при подаче на его 75-омный вход импульсов напряжения с различными длительностями фронтов от генератора через коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 100 Ом и электрической длиной 5 нс, приведена на рис. 9. Значения

величин в элементах схемы варьировались. От схемы на рис. 1 она отличается учетом паразитных индуктивностей в делителе. На схеме (рис. 9) генератор импульсов имеет следующие характеристики. Амплитуда импульсов 5 условных единиц (например, 5 кВ). Задержка перед началом импульса 10 нс. Длительность (время нарастания) фронта импульсов от генератора составляет 0,1 нс. Длительность спада импульсов от генератора составляет 1000 нс. Ширина импульсов (полка на вершине) 100 нс. Период следования импульсов от генератора 5000 нс. Регистрирующий осциллограф С7-19 на схеме представлен входным активным сопротивлением  $R_6=50$  Ом и включенной в параллель с  $R_6$  входной емкостью  $C_1=15$  пФ. Паразитная индуктивность  $L_3$  в месте подключения выхода делителя к входу осциллографа при моделировании варьировалась в диапазоне  $L_3=0,1 \dots 10,0$  нГн, а  $L_1$  – в диапазоне  $L_1 = 0,5 \dots 10,0$  нГн. Величины индуктивностей  $L_1$  и  $L_3$  оказывают существенное влияние на форму фронтовой части импульсного напряжения на выходе делителя, подсоединенном к входу осциллографа.

Максимальная длительность шага при моделировании в Microcap-10 составляла 0,001 нс, количество точек по времени 100000.

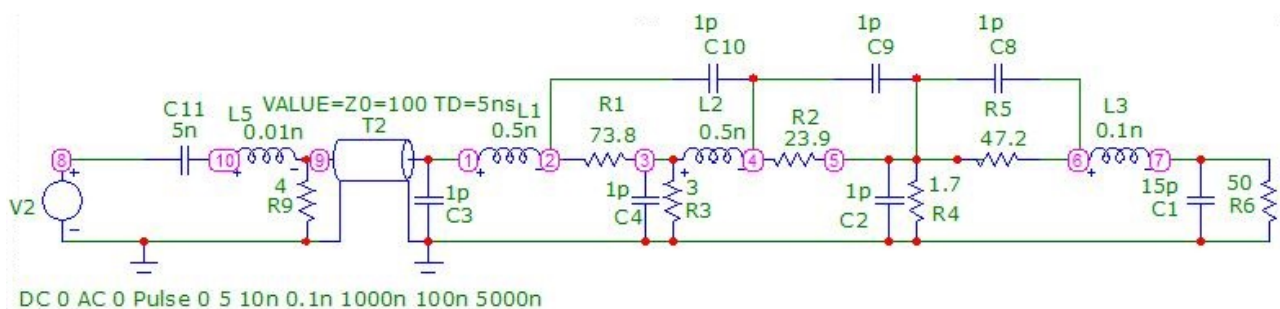


Рис. 9. Схема для компьютерного моделирования работы делителя напряжения

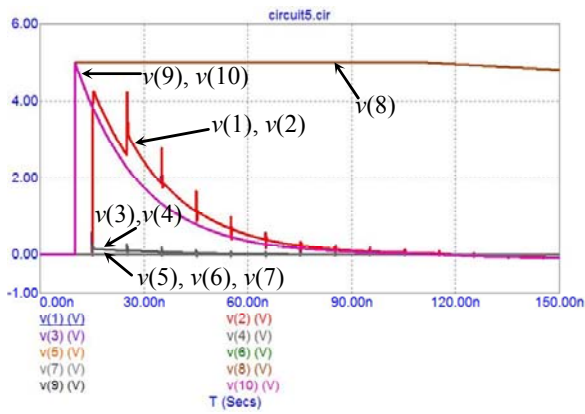
Результаты моделирования по схеме (рис. 9) приведены на рис. 10. На рис. 10,а амплитуда напряжения  $v(1)$  и  $v(2)$  в точках 1 и 2 меньше, чем амплитуда  $v(8)$ ,  $v(9)$  и  $v(10)$ , потому что волновое сопротивление  $Z_0=100$  Ом кабельной линии  $T_2$  больше входного сопротивления ( $\approx 75$  Ом) делителя. Коэффициент  $K_{75,1}$  деления первого каскада делителя можно определить из графиков на рис. 10,а,б, как  $K_{75,1} \approx v_{\max}(1)/v_{\max}(3) \approx 4270/150 \approx 28,5$  без учета выброса, что соответствует приведенному выше расчетному значению  $K_{75,1}$ . Из графиков рис. 10,б,г, аналогично определяем  $K_{75,2} \approx v_{\max}(3)/v_{\max}(5) \approx 150/9,95 \approx 15,1$ , что также соответствует расчетному значению  $K_{75,2}$ .

Регулярные всплески с периодом следования 10 нс на графике (рис. 10,а) переходного процесса по напряжению в точке 2 (на 75-омном входе делителя) при фронте импульса от генератора 0,1 нс вызваны наличием продольной емкости в делителе  $1/(1/C_8+1/C_9+1/C_{10}) = 0,33$  (пФ). Период следования определяется электрической длиной 5 нс кабеля  $T_2$  и равен двойному времени пробега волны напряжения от генератора по кабелю до входа делителя. Аналогичные всплески наблюдались на осциллограммах с осциллографа С7-19. Только период этих всплесков

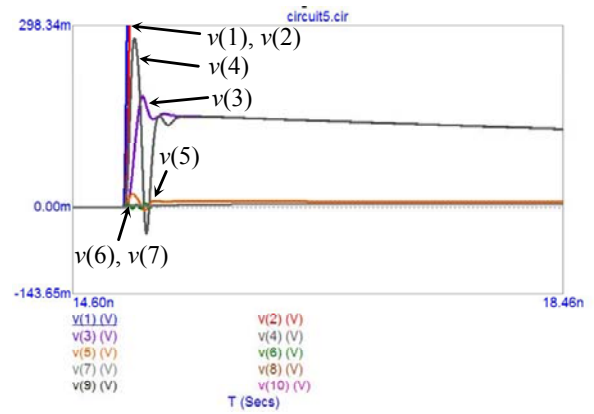
был больше (примерно 20-25 нс) из-за большей длины кабеля. Если продольную емкость в делителе при моделировании уменьшить на порядок – до 0,033 пФ, то всплески по амплитуде резко уменьшаются, становятся малозаметными. Всплески также уменьшаются при увеличении длительности фронта импульсов от генератора, что хорошо согласуется с экспериментальными данными (см. рис. 8).

Номера, представленные на рис. 9, – это номера точек, в которых при моделировании измерялось напряжение (напряжение между данной пронумерованной точкой схемы и заземленной точкой схемы - корпусом делителя). Фильтр  $C_{11}-L_5-R_9$  обеспечивает на сопротивлении  $R_9$ , к которому подключен вход коаксиального кабеля с волновым сопротивлением  $Z_0 = 100$  Ом и электрической длиной 5 нс, форму импульса в виде спадающей экспоненты с крутым фронтом. Если в схеме на рис. 9 принять  $C_1 = 5$  пФ вместо 15 пФ, то амплитуда (размах) колебаний в точке 6 на входе в осциллограф несколько уменьшается, а отрицательные выбросы в колебаниях исчезают, что демонстрируют кривые на рис. 10,г и рис. 11.

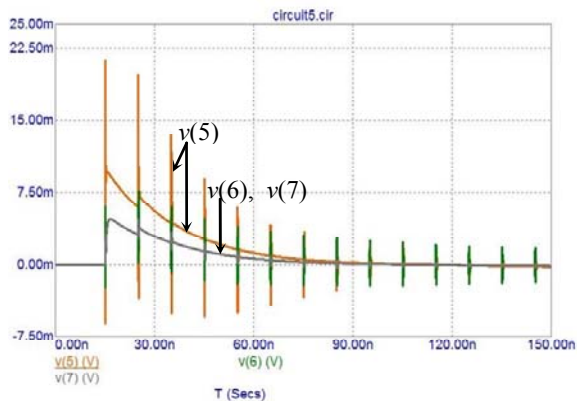
Согласно [2, с. 49]  $t_f \approx 0,35/B$ , где  $B$  – ширина полосы пропускания, определяемая затуханием 3 дБ,



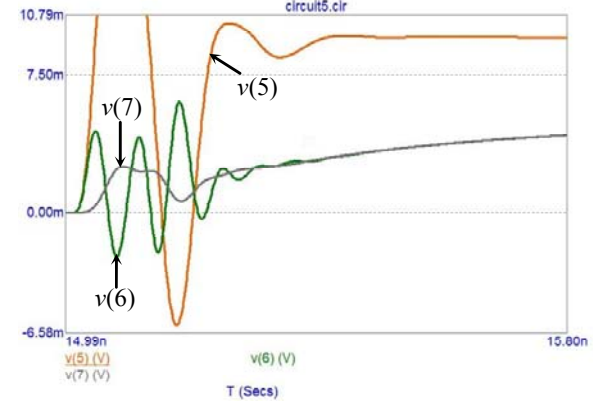
a



b



c



d

Рис. 10. Результаты моделирования переходного процесса в схеме на рис. 9

$t_f$  – время нарастания для исследуемой системы, в нашем случае для исследуемого низкоомного резистивного делителя напряжения или для регистрирующего осциллографа. Поэтому для осциллографа C7-19 с полосой пропускания 5 ГГц длительность фронта  $t_f$  импульсов, которую он передает без существенных искажений,  $t_f \approx 0,35/5$  ГГц = 0,07 нс.

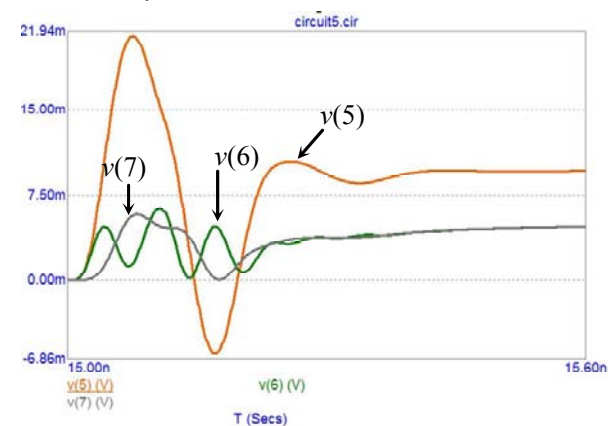


Рис. 11. Напряжение на выходе делителя по схеме на рис. 9 при  $C1 = 5$  пФ

Если в схеме на рис. 9 увеличить  $L3$  с 0,1 нГн до 0,5 нГн, то амплитуда колебаний в точке 6 на фронте импульсов от генератора возрастает примерно в 2,5 раза, что иллюстрирует результат моделирования на рис. 12.

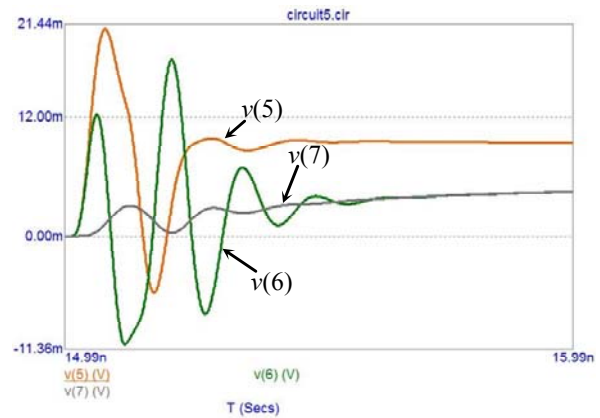


Рис. 12. Колебания на выходе делителя по схеме на рис. 9 при  $L3 = 0,5$  нГн

При данных условиях моделирования колебания в точке 6 на фронте затухают за  $\approx 0,6$  нс, что меньше, чем в эксперименте (см. рис. 8,2).

Если в схеме моделирования на рис. 9 задать длительность фронта импульсов от генератора не 0,1 нс, а 2,5 нс, что соответствует работе реального генератора импульсов в режиме без обострения фронта, то в результате моделирования получим зависимости напряжения от времени в различных точках схемы, представленные на рис. 13.

Небольшие колебания в виде всплесков и впадин при длительности фронта 2,5 нс вызваны изломами в исходном импульсе от генератора: в начале импульса и при переходе от фронта к плоской вершине.

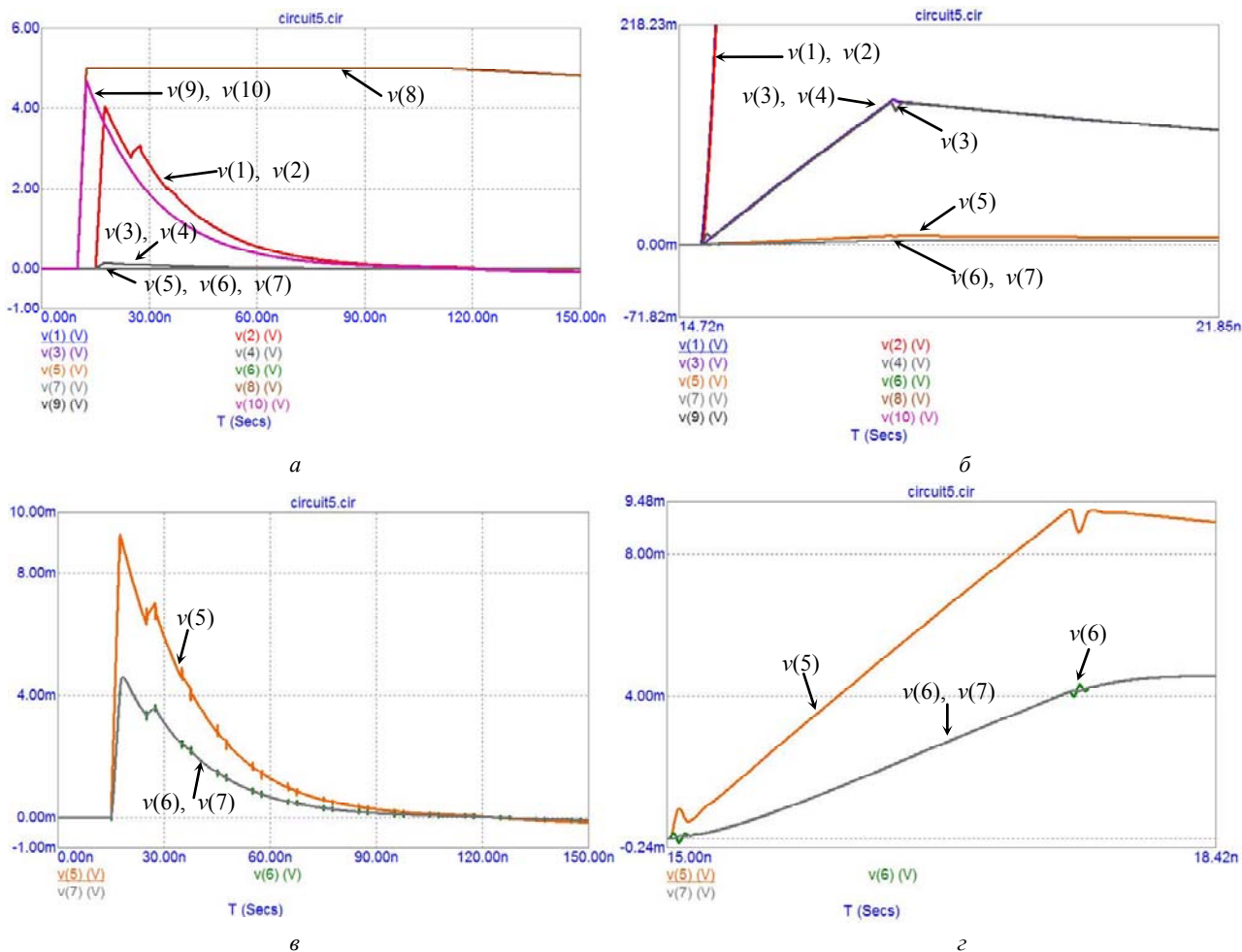


Рис. 13. Результаты моделирования переходного процесса по схеме на рис. 9 при длительности фронта импульсов от генератора 2,5 нс

Наиболее сложным при моделировании работы делителя оказалось моделирование при предельно коротких временах нарастания фронта от генератора импульсов, вызывающих появление на фронтальной части осциллограмм с выхода делителя высокочастотных колебаний (см. рис. 8,з).

Задача усложнялась тем, что длительность фронта импульсов от генератора при экспериментах в режиме обострения неизвестна. Ясно было только то, что чем короче фронт от генератора, тем больше амплитуда колебаний на осциллограммах с выхода делителя.

Эксперименты показали, что амплитуда этих колебаний достигает удвоенного значения по сравнению с амплитудой напряжения с выхода делителя в режиме без обострения фронта. Подбор величин паразитных индуктивностей и емкостей делителя при моделировании колебаний на фронтальной части в режиме обострения фронта импульсов позволил достичь хорошего совпадения результатов моделирования с экспериментальными результатами (см. рис. 8,з). Схема, позволившая смоделировать колебания на фронте обостренного импульса, представлена на рис. 14, а результаты моделирования – на рис. 15. Фронтальная часть смоделированного импульса, близкая к таковой в эксперименте при использовании режима обостре-

ния, получена при длительности фронта 0,1 нс исходного импульса от генератора в схеме моделирования. Значит, в режиме обострения длительность фронта от генератора в эксперименте была также  $\approx 0,1$  нс.

При моделировании не учтены процессы в делителе как в длинной линии, которые приводят к возникновению высших типов электромагнитных волн при возбуждении длинной линии импульсами с крутыми фронтами, длительность которых соизмерима или меньше электрической длины линии (в нашем случае – делителя напряжения). При длительности фронта импульсов 0,1 нс соответствующая ей длина пробега электромагнитной волны в воздухе составляет 3 см, а длина делителя составляет 18 см. Поэтому в нем возникновение волн высших типов реально. Этим можно объяснить несколько большую интенсивность колебаний на фронте обостренного импульса на выходе делителя в эксперименте (по сравнению с результатами компьютерного моделирования).

Таким образом, компьютерное моделирование позволило уточнить длительность фронта импульсов от высоковольтного генератора, используемого в эксперименте, в режиме обострения и оценить количественно величины паразитных индуктивностей и емкостей в рассматриваемом делителе. В частности величина моделируемой паразитной индуктивности на

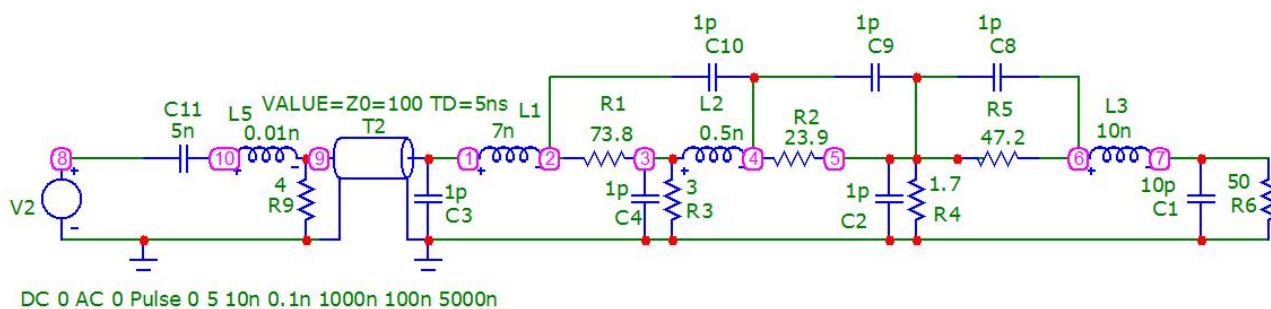


Рис. 14. Схема с паразитными индуктивностями и емкостями делителя, обеспечившими результаты моделирования фронта импульсов на выходе делителя, наиболее близкие к экспериментальным

входе делителя составила  $L1 = 7$  нГн, а на выходе делителя  $L3 = 10$  нГн. При этом время нарастания фронта импульса напряжения  $v(7)$  на RC-входе осциллографа ( $R6 = 50$  Ом,  $C1 = 10$  пФ на рис. 14 в точке 7) составило примерно  $0,7$  нс (см. рис. 15 б),

тогда как время нарастания фронта импульса напряжения  $v(7)$  от генератора в точке 8 составляет  $0,1$  нс. Отсюда следует, что время нарастания переходной характеристики делителя составляет  $\approx 0,7$  нс.

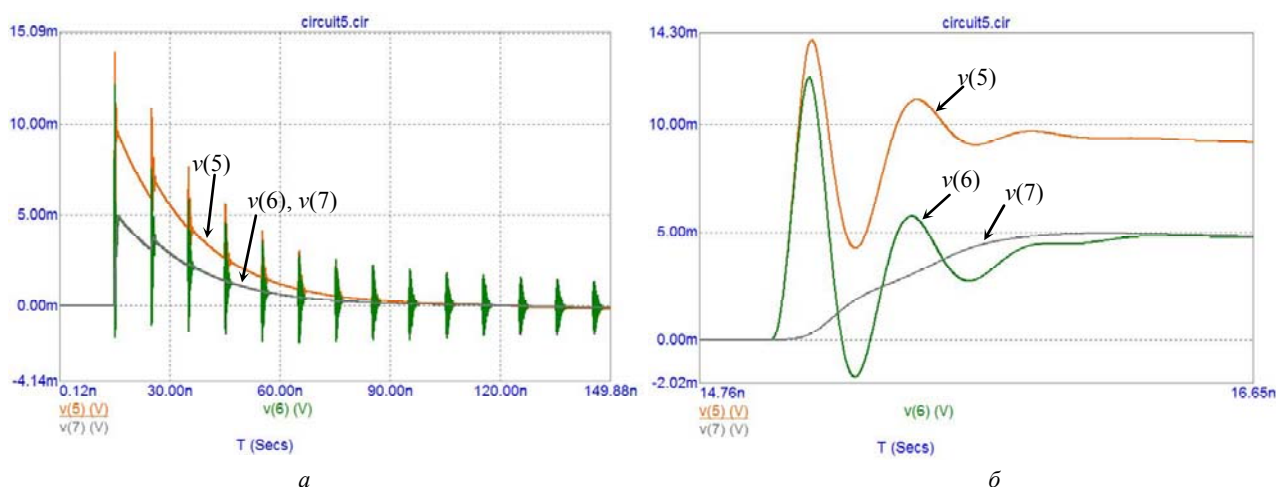


Рис. 15. Результаты моделирования переходного процесса на выходе делителя, близкие к экспериментальным результатам; а – импульса в целом, б – фронтной части импульса

Моделирование показало, что учитывать влияние паразитных емкостей и индуктивностей в исследуемом делителе при субнаносекундных и еще более коротких временах нарастания импульсов на входе делителя следует обязательно.

#### Выводы.

1. Теоретически (при помощи компьютерного моделирования) обосновано и экспериментально подтверждено, что разработанный делитель напряжения с временем нарастания переходной характеристики  $\approx 0,7$  нс позволяет измерять высоковольтные импульсы с крутым фронтом (до  $1$  нс в качестве нижней границы) и обеспечивает коэффициент деления  $K_{75low} \approx 861$  при использовании 75-омного входа делителя и при входном сопротивлении осциллографа, равном  $50$  Ом ( $K_{50low} \approx 548$  при использовании 50-омного входа делителя и при входном сопротивлении осциллографа, равном  $75$  Ом).

2. Создана компьютерная модель ДН, при помощи которой удалось объяснить наличие в эксперименте колебаний с амплитудой, в два раза превышающей амплитуду импульсов согласно коэффициенту деле-

ния делителя, на фронте импульсов с выхода делителя. Эти колебания (возникающие при подаче на вход делителя импульсов с весьма крутым фронтом  $\approx 0,1$  с) вызваны наличием в делителе паразитной продольной емкости  $\approx 0,3$  пФ и паразитных индуктивностей, суммарная величина которых  $\approx 17,5$  нГн).

3. Данный делитель можно рекомендовать для измерения характеристик высоковольтных импульсов с крутыми (наносекундными) фронтами.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Месяц Г.А. Импульсная энергетика и электроника. – М.: Наука, 2004. – 704 с.
2. Шваб А. Измерения на высоком напряжении: Измерительные приборы и способы измерения. – Перевод с нем. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 264 с.
3. Kuffel E., Zaengl W.S., Kuffel J. High Voltage Engineering (Fundamentals). Second edition. – Oxford, Butterworth-Heinemann Publ., 2000. – 539 p.
4. Parks H. High-Voltage Divider Calibration with the Reference Step Method // NCSLI Measure. – 2016. – vol.11. – no.1. – pp. 34-36. doi: 10.1080/19315775.2016.1149008.
5. Early M.D., Sira M., Andersson B.-O., Christian L.A., Gunnarsson O., Rydler K.-E., Streit J. A Simple Build-Up Method

for the DC Voltage Scale of a Source // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2013. – vol.62. – no.6. – pp. 1600-1607. doi: 10.1109/TIM.2012.2230734.

6. Бойко Н.И., Сафронов И.А., Тондид Л.Д. АШЭМИТ – аппарат для широкополосной электромагнитной импульсной терапии // Приборы и техника эксперимента. - 2000. - №5. - С. 101-108. doi: 10.1007/bf02759082.

7. Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л. Теоретические основы электротехники: В 3-х т. Учебник для вузов. Том 2. – СПб.: Питер, 2004. – 576 с.

#### REFERENCES

1. Mesiats G.A. *Impul'snaia energetika i elektronika* [Pulsed power and electronics]. Moscow, Nauka Publ., 2004. 704 p. (Rus).
2. Shvab A. *Izmereniia na vysokom napriazhenii. Izmeritel'nye pribory i sposoby izmereniia* [Measurements at high voltage. Measuring instruments and methods of measurement]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1983. 264 p. (Rus).
3. Kuffel E., Zaengl W.S., Kuffel J. *High Voltage Engineering (Fundamentals). Second edition.* Oxford, Butterworth-Heinemann Publ., 2000. 539 p.
4. Parks H. High-Voltage Divider Calibration with the Reference Step Method. *NCSLI Measure*, 2016, vol.11, no.1, pp. 34-36. doi: 10.1080/19315775.2016.1149008.
5. Early M.D., Sira M., Andersson B.-O., Christian L.A., Gunnarsson O., Rydler K.-E., Streit J. A Simple Build-Up Method for the DC Voltage Scale of a Source. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2013, vol.62, no.6, pp. 1600-1607. doi: 10.1109/TIM.2012.2230734.
6. Boyko N.I., Safronov I.A., Tondii L.D. ASHEMIT: A device for wideband electromagnetic pulse therapy. *Instruments and Experimental Techniques*, 2000, vol.43, no.5, pp. 675-682. doi: 10.1007/bf02759082.
7. Demirchian K.S., Neiman L.R., Korovkin N.V., Chechurin V.L. *Teoreticheskie osnovy elektrotekhnik: V 3-kh t. Uchebnykh dlia vuzov. Tom 2* [Theoretical bases of electrical engineering. In 3 vols. Vol.2.]. St. Petersburg, Piter Publ, 2004. 576 p. (Rus).

Поступила (received) 27.02.2019

Бойко Николай Иванович<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,

Семкин Сергей Олегович<sup>1</sup>, магистрант,

<sup>1</sup>Национальный технический университет

«Харьковский политехнический институт»,

61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2,

тел/phone +380 57 7076245, e-mail: qnaboyg@gmail.com

M.I. Boyko<sup>1</sup>, S.O. Syomkin<sup>1</sup>

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

2, Kurpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

#### Investigation of amplitude-temporal characteristics of a high-voltage resistive voltage divider.

**Purpose.** Determination of the possibility of using the developed autonomous voltage divider for measuring high-voltage pulses with sharpened fronts (down to 1 ns). **Methodology.** We use the technique to determine the division ratio of the divider using a calibrated oscillator and oscilloscope. To determine the rise time of the transition characteristic of the divider, we use an experimental technique based on a high-voltage pulse generator with a steep front and computer simulation using circuit program Micro-Cap. **Results.** Oscillograms of high-voltage nanosecond pulses with subnanosecond fronts are experimentally obtained using an autonomous resistive voltage divider. A computer simulation of the operation of the created divider in various modes is carried out. **Originality.** We have shown that an autonomous shielded resistive high-voltage voltage divider can have a rise time less than 1 ns. The values of the parasitic parameters of the divider, which lead to a distortion of the sharpened pulse front with a rise time of  $\approx 0.1$  ns, are established. **Practical value.** The divider can be used to measure the characteristics of high-voltage pulses with a steep front (up to 1 ns as the lower limit). References 7, figures 15.

**Key words:** voltage divider, high-voltage pulse generator, computer simulation, electrical circuit, rise time, transient response, pulse front.

M. Dehghani, Z. Montazeri, O.P. Malik

## ENERGY COMMITMENT: A PLANNING OF ENERGY CARRIER BASED ON ENERGY CONSUMPTION

*Purpose. Energy consumption is one of the criteria for determining the quality of life in a country. Continued supply of energy and the possibility of long-term access to resources require a comprehensive plan. One of the key issues in the field of energy planning is energy carriers. In this paper, a new theory is introduced to energy network studies for planning of energy carriers called Energy Commitment. In this theory, an appropriate planning is applied for energy carriers based the final energy consumption. Energy carriers are available either naturally or after the energy conversion process. Energy commitment is modeled on an energy network with the presence of electrical energy, gas energy, transportation section, agriculture section, industrial section, residential section, commercial section, and general section. References 25, tables 3.*

*Key words: energy, energy commitment, energy carrier, energy consumption, unit commitment.*

*Цель. Потребление энергии является одним из критериев определения качества жизни в стране. Непрерывные поставки энергии и возможность долгосрочного доступа к ресурсам требуют комплексного плана. Одним из ключевых вопросов в области энергетического планирования являются энергоносители. В данной статье в исследования энергетических сетей для планирования энергоносителей вводится новая теория под названием Energy Commitment («энергетическое обязательство»). В этой теории для энергоносителей применяется соответствующее планирование на основе конечного потребления энергии. Энергоносители доступны либо естественным путем, либо после процесса преобразования энергии. Energy Commitment моделируется в энергетической сети с учетом электрической энергии, энергии газа, транспортной отрасли народного хозяйства, сельскохозяйственной отрасли, промышленного сектора экономики, жилищно-коммунального хозяйства, реального сектора экономики и прочих видов экономической активности. Библи. 25, табл. 3.*

*Ключевые слова: энергия, энергетическое обязательство, энергоноситель, энергопотребление, единичное обязательство.*

**Introduction.** Energy consumption is one of the criteria for determining the level of development and quality of life in a country [1]. If energy used properly and reasonably, it can in any country make progress in the science, technology and welfare of its people. Otherwise, it will cause irreparable economic losses and a massive economic downturn [2]. The energy consumption trend has been very fast and critical in recent years. Continued supply of energy and the possibility of long-term access to resources require a comprehensive energy planning, which is why energy planning is indisputable economic, national and strategic imperatives. One of the key issues in the field of energy planning is energy resources.

Many studies is done on the power system such as: transformers [3], battery energy storage [4], distributed generation [5], energy [6]. One of the most important studies of electric power network is the issue of Unit Commitment (UC) [7]. UC is to determine the most appropriate electrical power generation pattern at power plants, firstly, to meet technical requirements, and then to be the most economical [8]. UC has been studied using various methods. The priority list method and dynamic programming are the first methods in UC [9]. In the Lagrange method, equal and unequal constraints were added to the objective function [10]. In [11] UC problem is investigated the in presence of FACTS devices and energy storage. In [12] UC problem is studied under cyber-attacks. In addition, evolutionary methods have been used for solving UC in recent years. In [13] a method is proposed based on the classical genetic algorithm. Integer-coded genetic algorithm in [14] is proposed. Researchers have also used other methods to solve the UC problem such as: Particle Swarm Optimization (PSO) [15], Teaching Learning Based Optimization (TLBO) [16], Gravitational Search Algorithm (GSA) [17], Water Cycle Algorithm (WCA) [18] and Grey Wolf Optimization (GWO) [19], Whale

Optimization Algorithm (WOA) [20]. Other algorithms are also suggested for UC solving [21-24].

**Energy Commitment (EC)** is to determine the most appropriate pattern for using energy resources to meet energy demand, firstly, to meet technical requirements, and secondly, to be the most economical. In other words, energy sources should be used as much as needed, if the energy sources are in line with the demand peak it will cost a lot. Therefore, EC reduces energy supply costs.

This problem can be articulated mathematically, so that a function called  $F$  is defined as the objective function, which is equal to the total cost of supplying energy demand. In this case, the problem is to minimize  $F$ . Note that losses are discarded and there is no explicit mention of any exploitation restrictions in the issue. So:

$$F = F_1(E_{s_1}) + F_2(E_{s_2}) + F_3(E_{s_{13}}) + \dots + F_{N_s}(E_{s_{N_s}}) = \sum_{i=1}^{N_s} F_i(E_{s_i}), \quad (1)$$

where  $F$  is the objective function,  $F_i$  is the cost of  $i$ -th source,  $E_{s_i}$  is the  $i$ -th kind of energy demand and  $N_s$  is the number of energy carriers.

The above issue is an optimization problem that can be examined using appropriate methods.

**Problem Formulation. Energy grid modelling.** The energy network consists of the following sections: transportation, agriculture, industrial, residential, commercial and general.

In the energy grid, energy demand is calculated as a sum of sub networks of the grid:

$$EC_f = EC_1 + EC_2 + \dots + EC_N = \sum_{i=1}^N EC_i, \quad (2)$$

where  $EC_f$  is the final energy consumption,  $N$  is the number of different sections of energy consumption and  $EC_i$  is the energy consumption of  $i$ -th section.

Firstly, the final energy consumption matrix based on different sections is determined as

$$E_1 = [EC_1 \ EC_2 \ \dots \ EC_i \ \dots \ EC_N]^T, \quad (3)$$

where  $E_1$  is the final energy consumption matrix based on different sections.

Now final energy consumption matrix based on different energy carriers is determined as

$$E_2 = T_{1,2} \times E_1, \quad (4)$$

where  $E_2$  is the final energy consumption matrix based on different energy carriers and  $T_{1,2}$  is the transpose matrix of different sections to different energy carriers.

Energy losses is modeled as

$$E_3 = T_{2,3} \times E_2, \quad (5)$$

where  $E_3$  is the final energy consumption based on different energy carriers considering losses and  $T_{2,3}$  is the efficiency matrix.

At this stage, electrical energy is converted into energy carriers. The electrical energy of different power plants is determined as

$$E_u = T_u \times E_e, \quad (6)$$

where  $E_u$  is the electrical energy of different power plants,  $T_u$  is the separation matrix of electricity generation by different power plants and  $E_e$  is the total electricity demand.

Input fuel for different power plants is determined as

$$E_{e_1} = T_{u,f} \times E_u, \quad (7)$$

where  $E_{e_1}$  is the input fuel for different power plant and Electrical manufacturer carriers is determined as

$$E_{e_2} = T_{f,c} \times E_{e_1}, \quad (8)$$

where  $E_{e_2}$  is the electrical manufacturer carriers and  $T_{f,c}$  is the conversion matrix of input fuel to energy carriers.

After simulation of electrical energy, final energy consumption is calculated as

$$E_4 = E_3 + E_{e_2} - E_e, \quad (9)$$

where  $E_4$  is the final energy consumption after conversion of electrical energy.

At this stage, the process of refining crude oil is simulated as

$$E_{p_1} = T_p \times E_p, \quad (10)$$

where  $E_{p_1}$  is the energy carriers produced by refining,  $T_p$  is the separation matrix of produced products from refining crude oil and  $E_p$  is the maximum capacity of refineries.

After simulation of process of refining crude oil, final energy consumption is calculated as

$$E_5 = E_4 + E_p - E_{p_1}, \quad (11)$$

where  $E_5$  is the final energy consumption after refining crude oil. Actually  $E_5$  determines energy carriers in order to supply of energy demand.

**Test energy grid.** EC is applied to energy grid with 10 power units. Electrical network information is adapted from [25].

**Simulation.** After modeling the energy network, EC is simulated on energy grid.

The simulation results of EC on the energy grid studied are presented in Tables 1-3.

In Table 1, dynamic scheduling results are presented with equal paths to the maximum number of states per hour of the study. The second path, (S2) is identified as an appropriate strategy. The cost of EC in this path is equal by 8,554,182 USD. The need for energy carriers to provide final energy consumption is specified in Table 2. The result of economic distribution of electrical energy is presented in Table 3.

Table 1

The output result of dynamic planning in ten unit energy grids

Strategy						Hour
S6	S5	S4	S3	S2	S1	
2	2	2	2	2	2	The initial state
3	3	3	3	3	3	1
3	3	3	3	3	3	2
3	3	3	3	3	3	3
3	3	3	3	3	3	4
3	3	3	3	3	3	5
4	4	4	4	4	4	6
4	4	4	4	4	4	7
9	9	9	9	9	9	8
9	9	9	9	9	9	9
9	9	9	9	9	9	10
10	10	10	10	10	10	11
10	10	10	10	10	10	12
10	10	10	10	10	10	13
9	9	9	9	9	9	14
9	9	9	9	9	9	15
9	9	9	9	9	9	16
9	9	9	9	9	9	17
9	9	9	9	9	9	18
9	9	9	9	9	9	19
9	9	9	9	9	9	20
9	9	4	4	4	4	21
9	6	4	4	3	3	22
7	6	4	4	3	3	23
7	6	5	4	3	2	24
8,557,932	8,557,192	8,557,153	8,554,502	8,554,182	8,555,398	Cost (USD)



Table 2

The need of energy carriers in ten unit energy grids

8	7	6	5	4	3	2	1	Hour
3721.1	3721.1	3721.1	3721.1	3721.1	3721.1	3721.1	3721.1	Petroleum
51.78965	44.67028	37.55091	23.31218	16.19281	1.95407	-12.2847	-19.404	Liquid gas
-350.552	-365.265	-354.657	-429.906	-466.355	-539.254	-612.154	-647.68	Fuel oil
-11.7441	-61.1345	-123.351	-210.1	-253.46	-340.182	-426.903	-470.252	Gas oil
17.72885	1.640607	-14.4476	-46.6241	-62.7124	-94.8888	-127.065	-143.154	Kerosene
405.1893	363.9642	322.7392	240.289	199.0639	116.6137	34.16357	-7.06152	Gasoline
53.06305	50.85209	48.64113	44.2192	42.00824	37.58632	33.1644	30.95344	Plane fuel
4380.603	4190.728	3988.239	3615.204	3432.123	3065.959	2699.796	2519.415	Natural gas
26.60254	25.4941	24.38566	22.16878	21.06034	18.84346	16.62658	15.51815	Coke gas
58.79772	56.34781	53.89791	48.9981	46.54819	41.64838	36.74857	34.29867	Coal
16	15	14	13	12	11	10	9	Hour
3721.1	3721.1	3721.1	3721.1	3721.1	3721.1	3721.1	3721.1	Petroleum
30.43155	51.78965	66.02839	80.26713	94.50586	87.3865	80.26713	66.02839	Liquid gas
-459.901	-350.552	-275.868	-198.861	-135.511	-158.969	-198.861	-275.591	Fuel oil
-141.826	-11.7441	74.99814	161.7678	260.843	205.169	161.7678	75.0014	Gas oil
-30.5359	17.72885	49.90533	82.0818	114.2583	98.17004	82.0818	49.90533	Kerosene
281.5141	405.1893	487.6395	570.0897	652.5398	611.3148	570.0897	487.6395	Gasoline
46.43017	53.06305	57.48497	61.90689	66.32881	64.11785	61.90689	57.48497	Plane fuel
3831.358	4380.603	4751.988	5130.168	5531.033	5323.32	5130.168	4752.798	Natural gas
23.27722	26.60254	28.81941	31.03629	33.25317	32.14473	31.03629	28.81941	Coke gas
51.448	58.79772	63.69753	68.59734	73.49714	71.04724	68.59734	63.69753	Coal
24	23	22	21	20	19	18	17	Hour
3721.1	3721.1	3721.1	3721.1	3721.1	3721.1	3721.1	3721.1	Petroleum
-5.1653	9.073439	37.55091	66.02839	80.26713	51.78965	37.55091	23.31218	Liquid gas
-595.486	-548.095	-423.452	-275.868	-198.861	-350.552	-423.452	-496.351	Fuel oil
-370.456	-277.548	-98.4652	74.99813	161.7678	-11.7441	-98.4652	-185.186	Gas oil
-110.977	-78.8006	-14.4476	49.90533	82.0818	17.72885	-14.4476	-46.6241	Kerosene
75.38865	157.8388	322.7392	487.6395	570.0897	405.1893	322.7392	240.289	Gasoline
35.37536	39.79728	48.64113	57.48497	61.90689	53.06305	48.64113	44.2192	Plane fuel
2913.867	3278.051	4014.44	4751.988	5130.168	4380.603	4014.44	3648.277	Natural gas
17.73502	19.9519	24.38566	28.81941	31.03629	26.60254	24.38566	22.16878	Coke gas
39.19848	44.09829	53.89791	63.69753	68.59734	58.79772	53.89791	48.9981	Coal

Table 3

The electrical energy economical distribution within the energy grid

Unit 10	Unit 9	Unit 8	Unit 7	Unit 6	Unit 5	Unit 4	Unit 3	Unit 2	Unit 1	Hour
0	0	0	0	0	0	0	129.9054	150	420.9897	1
0	0	0	0	0	0	0	130	165.9591	455	2
0	0	0	0	0	0	0	130	266.087	455	3
0	0	0	0	0	0	0	130	366.2149	455	4
0	0	0	0	0	0	0	130	416.2788	455	5
0	0	0	0	0	0	61.40668	130	455	455	6
0	0	0	0	0	0	111.4706	130	455	455	7
0	54.94904	10	25	78.91501	25	20	129.9395	403.1555	454.5755	8
0	54.92522	38.19602	25	79.91727	25	40.51524	129.8847	454.393	453.831	9
0	54.99011	46.54565	75.69185	79.97855	25	129.9675	129.966	454.8779	454.8368	10
55	55	55	85	80	51.98213	130	130	455	455	11
55	55	55	85	80	157.1164	130	130	455	455	12
31.11385	55	55	85	80	25.80435	130	130	455	455	13
0	55	46.5999	25.09276	80	25.18803	130	130	455	454.9096	14
0	50.46745	10	25	42.35772	25	20	129.0834	452.7482	446.8778	15
0	54.57776	10	25	75.61226	25	20	129.572	260.4829	451.0978	16
0	54.58248	10	25	75.74856	25	20	129.4813	209.902	451.5645	17
0	55	10.06585	25.04071	80	25.08315	20.12963	130	401.2152	455	18
0	55	46.61355	25.03679	80	25.13997	130	130	455	455	19
0	53.36535	10	25	79.89353	25	70.70835	129.7906	454.3342	453.5704	20
0	0	0	0	0	0	61.40668	130	455	455	21
0	0	0	0	0	0	0	130	316.1509	455	22
0	0	0	0	0	0	0	130	216.023	455	23
0	0	0	0	0	0	0	130	216.023	455	24

### Conclusions.

Energy Commitment (EC) was introduced as a planning of energy carrier based on energy consumption. EC is to determine the most appropriate pattern for using energy resources to meet energy demand, firstly, to meet

technical requirements, and secondly, to be the most economical.

The energy grid including different sections was modeled in matrix form. EC was simulated on the one energy grid with ten power plants and result was

presented. Different combinations of power plants are available to provide final energy consumption. Due to the different fuel inputs to each power plant, there are different combinations of energy carriers. The proper combination of energy carriers is determined to provide final energy consumption using the dynamic programming method.

#### REFERENCES

1. Dehghani M., Montazeri Z., Ehsanifar A., Seifi A.R., Ebadi M.J., Grechko O.M. Planning of energy carriers based on final energy consumption using dynamic programming and particle swarm optimization. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.5, pp. 62-71. doi: **10.20998/2074-272X.2018.5.10**.
2. Montazeri Z., Niknam T. Energy carriers management based on energy consumption. *2017 IEEE 4th International Conference on Knowledge-Based Engineering and Innovation (KBEI)*, Dec. 2017. doi: **10.1109/kbei.2017.8325036**.
3. Ehsanifar A., Dehghani M., Allahbakhshi M. Calculating the leakage inductance for transformer inter-turn fault detection using finite element method. *2017 Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, May 2017. doi: **10.1109/iranianee.2017.7985256**.
4. Dehbozorgi S., Ehsanifar A., Montazeri Z., Dehghani M., Seifi A. Line loss reduction and voltage profile improvement in radial distribution networks using battery energy storage system. *2017 IEEE 4th International Conference on Knowledge-Based Engineering and Innovation (KBEI)*, Dec. 2017. doi: **10.1109/kbei.2017.8324976**.
5. Dehghani M., Mardaneh M., Montazeri Z., Ehsanifar A., Ebadi M.J., Grechko O.M. Spring search algorithm for simultaneous placement of distributed generation and capacitors. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.6, pp. 68-73. doi: **10.20998/2074-272X.2018.6.10**.
6. Montazeri Z., Niknam T. Optimal utilization of electrical energy from power plants based on final energy consumption using gravitational search algorithm. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.4, pp. 70-73. doi: **10.20998/2074-272X.2018.4.12**.
7. Shi J., Oren S.S. Stochastic Unit Commitment With Topology Control Recourse for Power Systems With Large-Scale Renewable Integration. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2018, vol.33, no.3, pp. 3315-3324. doi: **10.1109/tpwrs.2017.2772168**.
8. Gupta A., Anderson C.L. Statistical Bus Ranking for Flexible Robust Unit Commitment. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2019, vol.34, no.1, pp. 236-245. doi: **10.1109/tpwrs.2018.2864131**.
9. Yamin H.Y. Review on methods of generation scheduling in electric power systems. *Electric Power Systems Research*, 2004, vol.69, no.2-3, pp. 227-248. doi: **10.1016/j.epr.2003.10.002**.
10. Geoffrion A.M. *Lagrangian Relaxation for Integer Programming. 50 Years of Integer Programming 1958-2008*. Nov. 2009, pp. 243-281, doi: **10.1007/978-3-540-68279-0\_9**.
11. Luburić Z., Pandžić H. FACTS devices and energy storage in unit commitment. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2019, vol.104, pp. 311-325 doi: **10.1016/j.ijepes.2018.07.013**.
12. Shayan H., Amraee T. Network Constrained Unit Commitment Under Cyber Attacks Driven Overloads. *IEEE Transactions on Smart Grid*, pp. 1-1, 2019. doi: **10.1109/tsg.2019.2904873**.
13. Swarup K.S., Yamashiro S. Unit commitment solution methodology using genetic algorithm. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2002, vol.17, no.1, pp. 87-91. doi: **10.1109/59.982197**.
14. Damousis I.G., Bakirtzis A.G., Dokopoulos P.S. A Solution to the Unit-Commitment Problem Using Integer-Coded Genetic Algorithm. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2004, vol.19, no.2, pp. 1165-1172. doi: **10.1109/tpwrs.2003.821625**.
15. Anand H., Narang N., Dhillon J.S. Multi-objective combined heat and power unit commitment using particle swarm optimization. *Energy*, 2019, vol.172, pp. 794-807. doi: **10.1016/j.energy.2019.01.155**.
16. Krishna P.V.R., Sao S. An Improved TLBO Algorithm to Solve Profit Based Unit Commitment Problem under Deregulated Environment. *Procedia Technology*, 2016, vol.25, pp. 652-659. doi: **10.1016/j.protcy.2016.08.157**.
17. Barani F., Mirhosseini M., Nezamabadi-pour H., Farsangi M.M. Unit commitment by an improved binary quantum GSA. *Applied Soft Computing*, 2017, vol.60, pp. 180-189. doi: **10.1016/j.asoc.2017.06.051**.
18. El-Azab H.-A.I., Swief R.A.-W., El-Amry N.H., Temraz H.K. Decarbonized Unit Commitment Applying Water Cycle Algorithm Integrating Plug-In Electric Vehicles. *2018 Twentieth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, Dec. 2018. pp. 455-462. doi: **10.1109/mecon.2018.8635152**.
19. Srikanth K., Panwar L.K., Panigrahi B., Herrera-Viedma E., Sangaiah A.K., Wang G.-G. Meta-heuristic framework: Quantum inspired binary grey wolf optimizer for unit commitment problem. *Computers & Electrical Engineering*, 2018, vol.70, pp. 243-260. doi: **10.1016/j.compeleceng.2017.07.023**.
20. Kumar V., Kumar D. Binary whale optimization algorithm and its application to unit commitment problem. *Neural Computing and Applications*, Oct. 2018, pp. 1-29, doi: **10.1007/s00521-018-3796-3**.
21. Dehghani M., Montazeri Z., Dehghani A., Nouri N., Seifi A. BSSA: Binary spring search algorithm. *2017 IEEE 4th International Conference on Knowledge-Based Engineering and Innovation (KBEI)*, Dec. 2017. doi: **10.1109/kbei.2017.8324977**.
22. Dehghani M., Montazeri Z., Dehghani A., Seifi A. Spring search algorithm: A new meta-heuristic optimization algorithm inspired by Hooke's law. *2017 IEEE 4th International Conference on Knowledge-Based Engineering and Innovation (KBEI)*, Dec. 2017. doi: **10.1109/kbei.2017.8324975**.
23. Dehghani M., Montazeri Z., Malik O.P., Ehsanifar A., Dehghani A. OSA: Orientation Search Algorithm. *International Journal of Industrial Electronics, Control and Optimization*, 2019, vol.2, pp. 99-112.
24. Dehghani M., Mardaneh M., Malik O. FOA: Following Optimization Algorithm for solving power engineering optimization problems. *Journal of Operation and Automation in Power Engineering*, 2019. (Article in press). doi: **10.22098/JOAPE.2019.5522.1414**.
25. Ebrahimi J., Hosseinian S.H., Gharehpetian G.B. Unit Commitment Problem Solution Using Shuffled Frog Leaping Algorithm. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2011, vol.26, no.2, pp. 573-581. doi: **10.1109/tpwrs.2010.2052639**.

Received 19.04.2019

M. Dehghani<sup>1</sup>, Candidate of Power Engineering, PhD Student,  
 Z. Montazeri<sup>1</sup>, Candidate of Power Engineering, PhD Student,  
 O.P. Malik<sup>2</sup>, Doctor of Power Engineering, Professor,  
<sup>1</sup> Department of Electrical and Electronics Engineering,  
 Shiraz University of Technology, Shiraz, Iran,  
 e-mail: adanbax@gmail.com, Z.Montazeri@sutech.ac.ir  
<sup>2</sup> Department of Electrical Engineering,  
 University of Calgary, Calgary Alberta Canada  
 e-mail: maliko@ucalgary.ca

## КЛЕПИКОВ ВЛАДИМИР БОРИСОВИЧ

(к 80-летию со дня рождения)

Клепиков В.Б. – заслуженный деятель науки и техники, лауреат Государственной премии Украины, заведующий кафедрой «Автоматизированные электромеханические системы» родился 29 июля 1939 г. в Харькове в семье школьного учителя физики. После окончания в 1961 г. электромашиностроительного факультета был оставлен в ХПИ, с которым связана вся его последующая жизнь.

С 1965 г. аспирант, затем ассистент, старший преподаватель, доцент кафедры промышленной электроники.

В 1976 г. был избран заведующим кафедрой электрификации промышленных предприятий (сейчас «Автоматизированные электромеханические системы»).

С 1986 по 1995 г. – проректор ХПИ по международному сотрудничеству.

Профессор Клепиков В.Б. внес существенный вклад в развитие теории электромеханических систем. Его докторская диссертация в 1989 г. была квалифицирована советом Московского энергетического института, как новый раздел теории электропривода. Им написана фундаментальная монография «Динамика электромеханических систем с нелинейным трением». В 1999 г. при проведении исследований в Германии по гранту DAAD обнаружил явление усиления колебаний нелинейностью трения. Он инициатор использования нейронных сетей в управлении электроприводами и автор первых в СНГ работ по данному направлению. Им предложен и запатентован квазинейрорегулятор, он показал, что причиной многочисленных порывов водопроводных сетей могут быть волновые процессы в электромеханогидравлической системе, обратил внимание на особые способности электропривода в сбережении энергетических ресурсов.

Творческая деятельность профессора Клепикова В.Б. нашла отражение в 3-х монографиях, 2-х учебных пособиях с грифом МинВУЗа, более 300-ти публикациях и 20-ти авторских свидетельств и патентов. Под его научным руководством защищены 2 докторских и 21 кандидатская диссертации.

Особое уважение коллег Владимир Борисович заслужил тем, что в сложные годы экономического и творческого спада стал в 1993 г. инициатором и организатором проведения ежегодной, международной конференции по автоматизированному электроприводу. Ее участниками, за прошедшие годы защищены 61 докторская и более 150 кандидатских диссертаций. Признанием авторитета В.Б. Клепикова явилось избрание его в 1999 г. президентом Украинской ассоциации инженеров-электриков (УАИЭ) с 15-тью региональными отделениями.

Проф. В.Б. Клепиков пользуется авторитетом у зарубежных коллег, неоднократно выступал с научными докладами в Германии, Италии, Венгрии, Индии, России, Польше, Сирии, Вьетнаме. За научные достижения награжден Мишкольским университетом медалью Signum Aurum Universitatus. Действительный член Академии инженерных наук Украины

и Грузинской технической академии, ассоциации IEEE. В работе конференции, многолетним председателем которой он является, принимали участие специалисты из 30 стран мира.

За годы заведования им кафедрой было обновлено оборудование прежних и открыты новые лабора-



тории, оснащенные микропроцессорными электроприводами, компьютерами и другим современным оборудованием, полученным за счет выполнения 2-х Европроектов, 3-х договоров для фирмы «Сименс – Украина» и помощи спонсоров, открыта подготовка по мехатронике и робототехнике. Сотрудниками кафедры защищено 4 докторских и 53 кандидатских диссертаций. Как ученому В.Б. Клепикову характерны: умение видеть перспективу, находить новые научные задачи, смело браться за

решение сложных проблем, проявлять целеустремленность, настойчивость и добиваться результата. В.Б. Клепиков был руководителем ряда НИР по правительственной тематике, планам НАН и МОН Украины, заказам предприятий, завершенным внедрением на заводах «Днепрспецсталь», «Криворожсталь», Харьковских: авиационном, станкостроительном, «Электромашина», приборостроительном им. Т.Г. Шевченко, «Турбогазе», институте радиоастрономии и др. В 2015 г. под его руководством на кафедре был создан первый в Украине электромобиль с суперконденсаторной батареей.

На протяжении многих лет В.Б. Клепиков председатель специализированного совета по защите докторских и кандидатских диссертаций, был заместителем председателя экспертной комиссии ВАК, председателем научно-методической комиссии по электромеханике и членом других комиссий министерства. Подготовил и читал 7 лекционных курсов, в том числе в настоящее время читает курс «Теория электропривода», спецкурсы для магистров и аспирантов. Его лекции отличают системность мышления, четкость изложения, содержательность, пояснение физической сущности явлений, процессов и соотношений, а в отношении к студентам – сочетание требовательности и доброжелательности.

Заслуги В.Б. Клепикова отмечены орденом «Дружбы Народов», 5 медалями, знаком министерства «За значительный вклад в развитие высшего образования». Он признавался победителем конкурса «Высшая школа Харьковщины – лучшие имена» в номинациях «Научный работник» и «Заведующий кафедрой».

Ректорат НТУ «ХПИ», дирекция института энергетики, электроники и электромеханики, сотрудники кафедры, друзья и коллеги поздравляют Владимира Борисовича с юбилеем, желают счастья, здоровья, новых творческих успехов. Редакционная коллегия журнала «Електротехніка і електромеханіка» присоединяется к этим искренним 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](mailto:a.m.grechko@gmail.com)**

**Довідки за телефонами: +38 050 653 49 82 Клименко Борис Володимирович**

**+38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович**

**Передплатний індекс: 01216**