



ISSN 1607-7970  
E-ISSN 2218-1903

# ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА  
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ  
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ  
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ  
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ  
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

№ 6  
2020

**РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ\***

**Кириленко О.В.,** головний редактор,  
академік НАН України  
**Шидловський А.К.,** академік НАН України  
**Буткевич О.Ф.,** заступник головного редактора, професор  
**Волков І.В.,** член-кор. НАН України  
**Жаркін А.Ф.,** член-кор. НАН України  
**Кенсицький О.Г.,** д-р техн.наук  
**Кондратенко І.П.,** член-кор. НАН України  
**Кузнецов В.Г.,** член-кор. НАН України,  
**Липківський К.О.,** заступник головного редактора, професор  
**Мазуренко Л.І.,** професор  
**Мислович М.В.,** професор  
**Михальський В.М.,** член-кор. НАН України  
**Стогній Б.С.,** академік НАН України  
**Шаповал І.А.,** докт.техн.наук  
**Шидловська Н.А.,** член-кор. НАН України  
**Щерба А.А.,** член-кор. НАН України  
**Юрченко О.М.,** д-р техн.наук  
**Городжа Л.В.,** відповідальний секретар  
канд.техн.наук

**EDITORIAL BOARD\***

**Kyrylenko O.V.,** Editor-in-Chief, Member of N.AS.Ukraine  
**Shydlovskiy A.K.,** Member of NAS Ukraine  
**Butkevych O.F.,** Deputy Editor-in-Chief, Professor  
**Volkov I.V.,** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Zharkin A.F. ,** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Kensitskyi O.H.** Dr.Sc. (Eng.)  
**Kondratenko I.P.,** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Kuznetsov V.H.,** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Lypkivskiy K.O.,** Deputy Editor-in-Chief, Professor  
**Mazurenko L.I.,** Professor  
**Myslovych M.V.** Professor  
**Mykhaskyi V.M.** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Stohnii B.S.,** Member of NAS Ukraine  
**Shapoval I.A.** Dr.Sc. (Eng.)  
**Shydlovska N.A.,** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Shcherba A.A.,** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Yurchenko O.M.,** Dr.Sc. (Eng.)  
**Gorodzha L.V.,** Executive Managing Editor, Ph.D.

\* Члени редакційної колегії працюють у Інституті електродинаміки НАН України, Київ  
Editorial board members work in the Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv

**INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD**

**Kyrylenko O.V.** Member of NAS Ukraine, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv  
**Shydlovskiy A.K.** Member of NAS Ukraine, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv  
**Hubanski S.** Professor, Chalmers University of Technology, Sweden  
**Zhuikov V.Ya.** Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv  
**Zagirnyak M.V.** Professor, The Kremenchuk M.Ostrogradskiy National University, Ukraine  
**Clare Jon C.** Professor, The University of Nottingham, Great Britain  
**Kulyk M.M.** Member of NAS Ukraine, Institute of General Energy of NAS Ukraine, Kyiv  
**Oleshchuk V.** Professor, Institute of Power Engineering of AS Moldova, Kishinev  
**Pavlik M.** Member of NAS Ukraine, Technical University of Lodz, Poland  
**Peresada S.M.** Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv  
**Pivniak H.H.** Member of NAS Ukraine, National Mining University, Dnipropetrovsk, Ukraine  
**Reztsov V.F.** Corresponding Member of NAS Ukraine, Institute for Renewable Energy of NAS Ukraine, Kyiv  
**Rozov V.Yu.** Corresponding Member of NAS Ukraine, State Institution "Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS Ukraine, Kharkiv  
**Rossi K.** Professor, The University of Bologna, Italy  
**Sokol Ye.I.** Corresponding Member of NAS Ukraine, National Technical University "Kharkiv Polytechnical Institute", Ukraine, Kharkiv  
**Stakhiv P.H.** Professor, National University "Lviv Polytechnica", Ukraine, Lviv  
**Harytonov S.O.** Professor, Novosibirsk State Technical University, Russia

Журнал "Технічна електродинаміка" включено до Переліку наукових фахових видань України категорія «А», представлений у загальнодержавній реферативній базі даних "УКРАЇНІКА НАУКОВА", РЕФЕРАТИВНОМУ ЖУРНАЛІ ВІНІТІ РАН (Росія) та у міжнародних наукометричних базах даних SCOPUS, COMPENDEX, ELIBRARY, EBSCO, PROQUEST.

**Адреса редакції:**

03057, м. Київ, проспект Перемоги, 56, Інститут електродинаміки НАН України.  
Тел. (044) 366 26 57. Email: [ted@icd.org.ua](mailto:ted@icd.org.ua) <http://www.techned.org.ua>

## ЗМІСТ

**Теоретична електротехніка та електрофізика**

СЕГЕДА М.С., ЧЕРЕМНИХ Є.В., ГОГОЛЮК П.Ф., МАЗУР Т.А., БЛИЗНАК Ю.В. Математична модель хвильових процесів у двообмоткових трансформаторах .....	5
КУЧЕРЯВА І.М. Екранування магнітного поля підземної кабельної лінії за допомогою Н-подібного екрана .....	15

**Перетворення параметрів електричної енергії**

СПІРІН В.М., ГУБАРЕВИЧ В.М., ПОДЕЙКО П.П., МАРУНЯ Ю.В. Оптимізація елементів активного коректора форми струму у складі гібридного фільтру алгоритмом переключення транзисторів інвертора .....	21
ЛИПКІВСЬКИЙ К.О., МОЖАРОВСЬКИЙ А.Г. Особливості секціонування обвитки трансформуючого елемента трансформаторно-ключової виконавчої структури у вольтододавчому каналі системи живлення постійного струму .....	25
ГУРІН В.К., ПАВЛОВСЬКИЙ В.О., ЮРЧЕНКО О.М. Особливості вимірювання та ефективного притлумлення напруги кондуктивних електромагнітних завад від транзисторних перетворювачів напруги .....	32

**Електромеханічне перетворення енергії**

СТЯЖКІН В.П., ЗАЙЧЕНКО О.А., ГАВРИЛЮК С.І., ТЕРЯЄВ В.І. Комбіноване керування безредукторним дугостаторним електроприводом антени суднової радіолокаційної станції .....	36
--	----

**Електроенергетичні системи та установки**

ЖАРКІН А.Ф., ПАЛАЧОВ С.О., ПАЗЄЄВ А.Г., МАЛАХАТКА Д.О. Визначення оптимальних параметрів засобів зниження несиметрії напруг в низьковольтних електричних мережах .....	43
SHIWEI SU, YIRAN YOU, YU ZOU Comprehensive evaluation system and method of medium and low voltage distribution network operating state .....	47
HERLENDER J., IZYKOWSKI J., BRUSILOWICZ B. Investigation of impedance-differential protection's algorithm as a fault locator for double-circuit transmission line .....	57

## **Електротехнологічні комплекси та системи**

ЛОБАНОВ Л.М., КОНДРАТЕНКО І.П., МИХАЛЬСЬКИЙ В.М., ПАЩИН М.О., КАРЛОВ О.М., ЧОПИК В.В., МІХОДУЙ О.Л. Електротехнічний комплекс для електродинамічної обробки зварних з'єднань.....	61
KRYSHCHUK R.S. Influence of winding ends on the parameters of pulse inductor with U-shaped core.....	69
ІВАНКОВ В.Ф., БАСОВА А.В., ХІМЮК І.В. Аналітичний та CFD-розрахунок теплового стану фольгових обмоток масляних розподільних трансформаторів .....	77

## **Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці**

TESYK Yu.F., MOROZ R.M., TUZ Yu.M., KOZYR O.V. Investigation of characteristics of precision amplifiers .....	87
ДО 75-РІЧЧЯ члена-кореспондента НАН України В.Ю.Розова.....	94
ПАМ'ЯТИ доктора технічних наук І.В.Пентегова .....	96
ПОКАЖЧИК статей за 2020 рік.....	97

**CONTENTS**

**Theoretical electrical engineering and electrophysics**

SEHEDA M.S., CHEREMNYKH Ye.V., GOGOLYUK P.F., MAZUR T.A., BLYZNAK Y.V.  
Mathematical model of wave processes in two-winding transformers .....5  
KUCHERIAVA I.M. Magnetic field shielding of underground power cable line  
by H-shaped shield ..... 15

**Conversion of electric energy parameters**

SPIRIN V.M., HUBAREVICH V.M., PODIEKO P.P., MARUNYA Yu.V.  
Optimization of active corrector elements of current form in composition of hybrid filter  
by algorithm of switching of inverter transistors .....21  
LYPKIVSKYI K.O., MOZHAROVSKYI A.G. Features of sectioning the turns of the transforming  
element of the transformer-key actuating structure in the boost channel of the dc power system .....25  
GURIN V.K., PAVLOVSKYI V.O., YURCHENKO O.M. Features of measurement and effective  
reducing of conductive noise caused by transistor converters .....32

**Electromechanical energy conversion**

STIAZHKIN V.P., ZAICHENKO O.A., GAVRYLUK S.I., TERIAIEV V.I.  
Combined control of gearless arc-core electric drive of a ship radar antenna ..... 36

**Electric power systems and installations**

ZHARKIN A.F., PALACHOV S.O., PAZIEIEV A.G., MALAKHATKA D.O.  
Determination of optimal characteristics of devices for voltage unbalance reducing in low voltage  
electric networks.....43  
SHIWEI SU, YIRAN YOU, YU ZOU Comprehensive evaluation system and method of medium  
and low voltage distribution network operating state.....47  
HERLENDER J., IZYKOWSKI J., BRUSILOWICZ B. Investigation of impedance-differential  
protection's algorithm as a fault locator for double-circuit transmission line.....57

**Electrotechnological complexes and systems**

LOBANOV L.M., KONDRATENKO I.P., MIKHALSKYI V.M., PASHCHIN M.O.,  
KARLOV O.M., CHOPYK V.V., MYKHODUI O.L. Electrotechnical complex for electrodynamic  
processing of welded joints .....61

KRYSHCHUK R.S. Influence of winding ends on the parameters of pulse inductor with U-shaped core.....	69
IVANKOV V.F., BASOVA A.V., KHIMJK I.V. Analytical and CFD-calculation of the heat condition of foil windings of oil distributing transformers .....	77

**Information-measuring systems in power engineering**

TESYK Yu.F., MOROZ R.M., TUZ Yu.M., KOZYR O.V. Investigation of characteristics of precision amplifiers .....	87
TO THE 75 <sup>TH</sup> ANNIVERSARY of corresponding member of NAS of Ukraine V.Yu.Rozov .....	94
IN MEMORY I.V.Pentegov.....	96
INDEX for papers 2020.....	97

Науковий редактор К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ  
 Редактор І.О.БРАГІНЕЦЬ

---

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 7 від 17.09.2020 р. Включено до Переліку наукових фахових видань України 24.05.2018, категорія «А».  
 Підписано до друку 28.10.2020 р. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 12,2.  
 Тираж 210 прим. Зам. 41. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

---

Поліграфічна дільниця Інституту електродинаміки НАН, пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

**МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ХВИЛЬОВИХ ПРОЦЕСІВ  
У ДВООБМОТКОВИХ ТРАНСФОРМАТОРАХ**

**М.С. Сегеда**<sup>1</sup>, докт.техн.наук, **Є.В. Черемних**<sup>2</sup>, докт.фіз.-мат.наук, **П.Ф. Гоголюк**<sup>3</sup>, канд.техн.наук,  
**Т.А. Мазур**<sup>4</sup>, канд.техн.наук, **Ю.В. Близнак**<sup>5</sup>

Національний університет «Львівська політехніка»,  
вул. С. Бандери, 12, Львів, 79013, Україна.

E-mail: [mseheda@ukr.net](mailto:mseheda@ukr.net), [petro.f.hoholiuk@lpnu.ua](mailto:petro.f.hoholiuk@lpnu.ua), [mazyr@ukr.net](mailto:mazyr@ukr.net), [blyznakyura@gmail.com](mailto:blyznakyura@gmail.com)

*Запропоновано математичну модель для дослідження хвильових процесів у двообмоткових трансформаторах з урахуванням електромагнітних зв'язків між витками обмоток і обмотками. Задля розв'язання диференційно-інтегральних рівнянь у частинних похідних запропоновано метод відокремлення змінних. Бібл. 12, рис. 2.*

**Ключові слова:** обмотка трансформатора, математичне моделювання, частинні похідні, розподілені параметри, імпульсна хвиля, хвильові процеси.

**I. Вступ.** Під час моделювання хвильових процесів в трансформаторах, довжина хвиль яких менша чи співрозмірна з просторовими розмірами трансформатора, виникає необхідність представлення заступної схеми з розподіленими параметрами [1–6]. Розрахунок високочастотних процесів в обмотках трансформаторів з врахуванням розподіленості параметрів набагато складніший у порівнянні зі зосередженими параметрами, тому що виникає необхідність розв'язання рівнянь у частинних похідних [1, 7, 8, 9].

Математичне моделювання хвильових процесів у обмотках трансформатора можна загалом розділити на такі підходи: моделювання методами «білої скриньки», «чорної скриньки» та «сірої скриньки» [10, 11]. Моделювання першим методом вимагає формування математичних моделей елементів електроенергетичної системи (ЕЕС) з урахуванням усіх параметрів заступної схеми елемента, що дає змогу досліджувати його внутрішні процеси.

Моделювання методом «чорної скриньки» не вимагає формування математичної моделі кожного елемента ЕЕС і асоціюється з підходом де координати процесу моделі елемента обчислені чи виміряні на початку й у його кінці. У такому разі використовується метод змінних (координат) стану, який дає змогу аналізувати й синтезувати ЕЕС на електромагнітну сумісність усіх її елементів, а також визначати струми і напругу у будь-який момент часу.

Компромідом цих двох методів є метод «сірої скриньки», який їх об'єднує [3].

Основна мета формування математичної моделі трансформатора на підставі методу «білої скриньки» – це обчислення напруги вздовж обмотки під час дії на них імпульсних перенапруг різної форми та вільних коливань у середині обмоток, що дає змогу координувати їхню ізоляцію.

Аналіз внутрішніх хвильових процесів у обмотках трансформатора доцільно виконувати в такій послідовності: формування диференціальних рівнянь, які описують ці процеси на підставі заступної схеми обмотки; задання граничних умов на кінцях обмотки; визначення початкового розподілу напруги вздовж обмотки за дії на неї імпульсу перенапруги; визначення кінцевого розподілу напруги: початковий розподіл напруги вздовж обмотки визначається як суперпозиція кінцевого розподілу напруги та функції вільних коливань для початкового моменту ( $t = 0$ ); розв'язання рівнянь за дії хвилі довільної форми.

---

© Сегеда М.С., Черемних Є.В., Гоголюк П.Ф., Мазур Т.А., Близнак Ю.В., 2020  
ORCID ID: <sup>1</sup><https://orcid.org/0000-0001-8459-5758>; <sup>2</sup><https://orcid.org/0000-0002-4621-2426>;  
<sup>3</sup><https://orcid.org/0000-0003-0002-4638>; <sup>4</sup><https://orcid.org/0000-0001-5021-4013>;  
<sup>5</sup><https://orcid.org/0000-0002-4914-2283>

Хвильові процеси в обмотках трансформатора зумовлюють перенапруги відносно землі, а також між витками обмотки та його обмотками.

Амплітуди та градієнти перенапруги обмоток можна зменшити шляхом зменшення внутрішніх коливних напруг в обмотці; дією на імпульс перенапруги, який діє на обмотку; впливом на напруги нейтралі обмоток трансформатора. Ці три чинники є основними в схемах захисту трансформатора від перенапруг.

Для дослідження хвильових процесів у трансформаторах під час дії зовнішніх перенапруг необхідно відтворити форму хвилі. Рівняння, яке характеризує форму імпульсної хвилі, має вигляд [12]

$$e_{imn} = E(e^{-at} - e^{-bt}), \quad (1)$$

де  $E$  – максимальне значення напруги хвилі;  $a$  і  $b$  – параметри хвилі;  $t$  – час.

Імпульсна хвиля характеризується такими параметрами: максимальним значенням (амплітуда); тривалістю фронту – частиною хвилі від 0 до  $E_{max}$ ; довжиною хвилі – частина хвилі від  $E_{max}$  до її половини.

Стандартна хвиля приймається за 50% імпульсної напруги з довжиною фронту 1 мкс і довжиною хвилі 50 мкс. Тому необхідно правильно вибрати параметри рівняння (1), якщо  $a$  і  $b$  мають дійсні значення, то рівняння (1) відтворює хвилю з закругленим фронтом і експонентним «хвостом».

Якщо на обмотку трансформатора, яка знаходиться у кінці лінії електропередавання, набігає імпульс напруги, на підставі першого закону комутації (струм в індуктивності не змінюється стрибком) обмотка в перший момент є як конденсатор з ємністю  $C_{обв}$ . Виходячи з цього напругу на виводах обмотки можна записати у вигляді

$$u = 2e_{imn} \left(1 - e^{-\frac{t}{Z_C C_{обв}}}\right), \quad (2)$$

де  $Z_C$  – хвильовий опір лінії електропередавання;  $C_{обв}$  – вхідна ємність обмотки;  $e_{imn}$  – напруга імпульсної хвилі;  $t$  – час.

Враховуючи, що обмотки ВН 110 кВ трансформатора в середньому мають  $C_{обв} = 700$  пф, а хвильовий опір лінії електропередавання  $Z_C = 400$  Ом, то напруга на обмотці швидко досягає  $2e_{imn}$ .

**Мета роботи.** Розроблення математичної моделі та дослідження хвильових процесів в обмотках високовольтних двообмоткових трансформаторів за дії на них імпульсних перенапруг, розв'язання диференціальних рівнянь в частинних похідних методом відокремлення змінних.

**II. Математична модель.** Математичну модель двообмоткового трансформатора розроблено на підставі запропонованої заступної схеми (рис. 1).

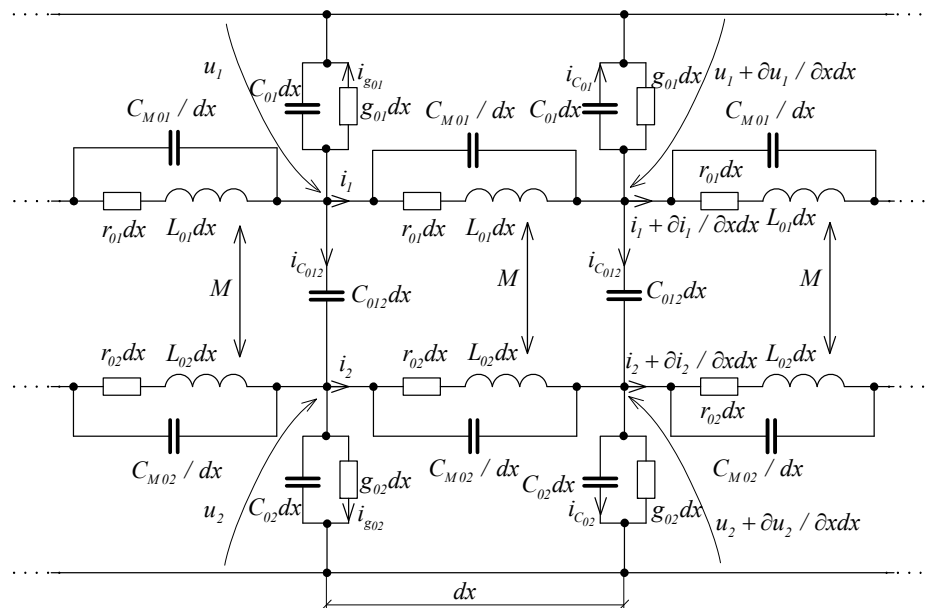


Рис. 1



Диференціальні рівняння зміни струмів, які протікають через обмотки, мають вигляд

$$-\partial i_1(x, t) / \partial x = g_{01} u_1(x, t) + C_{01} \partial u_1(x, t) / \partial t - C_{M01} \partial^3 u_1(x, t) / (\partial x^2 \partial t) + C_{012} \partial (u_1(x, t) - u_2(x, t)) / \partial t; \quad (3)$$

$$-\partial i_2(x, t) / \partial x = g_{02} u_2(x, t) + C_{02} \partial u_2(x, t) / \partial t - C_{M02} \partial^3 u_2(x, t) / (\partial x^2 \partial t) + C_{012} \partial (u_2(x, t) - u_1(x, t)) / \partial t. \quad (4)$$

Спад напруги на одиницю довжини витка обмоток

$$-\partial u_1(x, t) / \partial x = r_{01} i_1(x, t) + \int_0^l M_1(x, s) \partial i_1(s, t) / \partial t ds + L_{01} \partial i_1(x, t) / \partial t + M \partial i_2(x, t) / \partial t; \quad (5)$$

$$-\partial u_2(x, t) / \partial x = r_{02} i_2(x, t) + \int_0^l M_2(x, s) \partial i_2(s, t) / \partial t ds + L_{02} \partial i_2(x, t) / \partial t + M \partial i_1(x, t) / \partial t. \quad (6)$$

Розв'язання рівнянь (3) – (6) запропоновано у зведені крайовій задачі щодо хвильових процесів в обмотках трансформатора скінченної довжини до задачі коливань у обмотках нескінченної довжини. З цією метою функції початкових крайових умов продовжуються на відрізок  $(-l, 0)$  непарним способом, а потім ще раз періодично на всю нескінчену вісь. Довизначена таким чином крайова задача має крайові та початкові умови на всій нескінченній осі, й на відрізку  $(-l, 0)$  вони тотожні початковій крайовій задачі.

Рівняння (3) і (4) запишемо так

$$-\partial i_1(x, t) / \partial x = g_{01} u_1(x, t) + (C_{01} - C_{M01} \frac{\partial^2}{\partial x^2}) \frac{\partial u_1(x, t)}{\partial t} + C_{012} \frac{\partial}{\partial t} (u_1(x, t) - u_2(x, t)); \quad (7)$$

$$-\partial i_2(x, t) / \partial x = g_{02} u_2(x, t) + (C_{02} - C_{M02} \frac{\partial^2}{\partial x^2}) \frac{\partial u_2(x, t)}{\partial t} + C_{012} \frac{\partial}{\partial t} (u_2(x, t) - u_1(x, t)). \quad (8)$$

Диференціюємо (7) і (8) за  $x$ , отримуємо

$$\partial^2 i_1(x, t) / \partial x^2 = g_{01} (-\frac{\partial u_1(x, t)}{\partial x}) + (C_{01} - C_{M01} \frac{\partial^2}{\partial x^2}) \frac{\partial}{\partial t} (-\frac{\partial u_1(x, t)}{\partial x}) + C_{012} \frac{\partial}{\partial t} (-\frac{\partial u_1(x, t)}{\partial x} + \frac{\partial u_2(x, t)}{\partial x}); \quad (9)$$

$$\partial^2 i_2(x, t) / \partial x^2 = g_{02} (-\frac{\partial u_2(x, t)}{\partial x}) + (C_{02} - C_{M02} \frac{\partial^2}{\partial x^2}) \frac{\partial}{\partial t} (-\frac{\partial u_2(x, t)}{\partial x}) + C_{012} \frac{\partial}{\partial t} (-\frac{\partial u_2(x, t)}{\partial x} + \frac{\partial u_1(x, t)}{\partial x}). \quad (10)$$

Підставляємо (5) і (6) відповідно у (9) і (10) та отримуємо

$$\begin{aligned} \partial^2 i_1(x, t) / \partial x^2 = & g_{01} (r_{01} i_1(x, t) + \int_0^l M_1(x, s) \frac{\partial i_1(s, t)}{\partial t} ds + L_{01} \partial i_1(x, t) / \partial t + M \partial i_2(x, t) / \partial t) + \\ & + (C_{01} - C_{M01} \frac{\partial^2}{\partial x^2}) \frac{\partial}{\partial t} (r_{01} i_1(x, t) + \int_0^l M_1(x, s) \frac{\partial i_1(s, t)}{\partial t} ds + L_{01} \partial i_1(x, t) / \partial t + M \partial i_2(x, t) / \partial t) + \\ & + C_{012} \frac{\partial}{\partial t} (r_{01} i_1(x, t) + \int_0^l M_1(x, s) \frac{\partial i_1(s, t)}{\partial t} ds + L_{01} \partial i_1(x, t) / \partial t + M \partial i_2(x, t) / \partial t - \end{aligned} \quad (11)$$

$$-r_{02} i_2(x, t) - \int_0^l M_2(x, s) \frac{\partial i_2(s, t)}{\partial t} ds - L_{02} \partial i_2(x, t) / \partial t - M \partial i_1(x, t) / \partial t);$$

$$\begin{aligned} \partial^2 i_2(x, t) / \partial x^2 = & g_{02} (r_{02} i_2(x, t) + \int_0^l M_2(x, s) \frac{\partial i_2(s, t)}{\partial t} ds + L_{02} \partial i_2(x, t) / \partial t + M \partial i_1(x, t) / \partial t) + \\ & + (C_{02} - C_{M02} \frac{\partial^2}{\partial x^2}) \frac{\partial}{\partial t} (r_{02} i_2(x, t) + \int_0^l M_2(x, s) \frac{\partial i_2(s, t)}{\partial t} ds + L_{02} \partial i_2(x, t) / \partial t + M \partial i_1(x, t) / \partial t) + \\ & + C_{012} \frac{\partial}{\partial t} (r_{02} i_2(x, t) + \int_0^l M_2(x, s) \frac{\partial i_2(s, t)}{\partial t} ds + L_{02} \partial i_2(x, t) / \partial t + M \partial i_1(x, t) / \partial t - \end{aligned} \quad (12)$$

$$-r_{01} i_1(x, t) - \int_0^l M_1(x, s) \frac{\partial i_1(s, t)}{\partial t} ds - L_{01} \partial i_1(x, t) / \partial t - M \partial i_2(x, t) / \partial t).$$

З рівнянь (11) і (12) вирази з інтегралами запишемо так

$$F_1(x, t) = g_{01} \int_0^l M_1(x, s) \frac{\partial i_1(s, t)}{\partial t} ds + (C_{01} - C_{M01} \frac{\partial^2}{\partial x^2}) \frac{\partial}{\partial t} \int_0^l M_1(x, s) \frac{i_1(s, t)}{\partial t} ds +$$

$$+ C_{012} \frac{\partial}{\partial t} \int_0^l M_1(x, s) (\frac{\partial i_1(s, t)}{\partial t} - \frac{\partial i_2(s, t)}{\partial t}) ds;$$

$$F_2(x, t) = g_{02} \int_0^l M_2(x, s) \frac{\partial i_2(s, t)}{\partial t} ds + (C_{02} - C_{M02} \frac{\partial^2}{\partial x^2}) \frac{\partial}{\partial t} \int_0^l M_2(x, s) \frac{\partial i_2(s, t)}{\partial t} ds +$$

$$+ C_{012} \frac{\partial}{\partial t} \int_0^l M_2(x, s) (\frac{\partial i_2(s, t)}{\partial t} - \frac{\partial i_1(s, t)}{\partial t}) ds.$$

Тоді рівняння (11) і (12) приймають вигляд, залишивши у лівій частині  $i_1$  та  $i_2$  і їхні похідні,

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} (i_1(x, t) + C_{M01} r_{01} \frac{\partial i_1(x, t)}{\partial t} + (C_{M01} M + C_{M01} L_{01}) \partial^2 i_2(x, t) / \partial t^2) - g_{01} r_{01} i_1(x, t) -$$

$$- (g_{01} L_{01} + r_{01} (C_{01} + C_{012})) \frac{\partial i_1(x, t)}{\partial t} + (C_{012} r_{02} - g_{01} M) \frac{\partial i_2(x, t)}{\partial t} +$$

$$+ (C_{012} M - C_{012} L_{01}) \frac{\partial i_1^2(x, t)}{\partial t^2} - (M(C_{01} + C_{012}) - C_{012} L_{02}) \frac{\partial i_2^2(x, t)}{\partial t^2} = F_1(x, t);$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} (i_2(x, t) + C_{M02} r_{02} \frac{\partial i_2(x, t)}{\partial t} + (C_{M02} M + C_{M02} L_{02}) \partial^2 i_2(x, t) / \partial t^2) - g_{02} r_{02} i_2(x, t) -$$

$$- (g_{02} L_{02} - r_{02} (C_{02} + C_{012})) \frac{\partial i_2(x, t)}{\partial t} + (C_{012} r_{01} - g_{02} M) \frac{\partial i_1(x, t)}{\partial t} +$$

$$+ (C_{012} M - C_{012} L_{02}) \frac{\partial i_2^2(x, t)}{\partial t^2} - (M(C_{02} + C_{012}) - C_{012} L_{01}) \frac{\partial i_1^2(x, t)}{\partial t^2} = F_2(x, t).$$

Позначимо для функції  $f(x, t)$ , заданої на інтервалі  $(0, L)$ , числа

$$b_k = \frac{2}{L} \int_0^L f(x, t) \sin(\frac{k\pi x}{L}) dx, \quad k = 1, 2, \dots,$$

тоді  $f(x, t)$  відновлюється за коефіцієнтами  $b_k$

$$f(x, t) = \sum_{k=0}^{\infty} b_k \sin(\frac{k\pi}{L} x), \quad x \in (0, L).$$

Позначимо

$$i_1(x, t) = \sum_k C_k(t) \sin(\frac{k\pi}{L} x); \quad i_2(x, t) = \sum_k D_k(t) \sin(\frac{k\pi}{L} x); \quad F_i(x, t) = \sum_k F_{ik}(t) \sin(\frac{k\pi}{L} x),$$

де  $i = 1, 2, \quad k = 1, 2, \dots$

Зауважимо, що  $\frac{\partial^2}{\partial x^2} (\sin(\frac{k\pi}{L} x)) = -(\frac{k\pi}{L})^2 \sin(\frac{k\pi}{L} x)$ , тоді з рівнянь (15) і (16) одержимо

$$(C_{012} M - C_{012} L_{01}) \frac{dC_k^2(t)}{dt^2} - ((k\pi/L)^2 C_{M01} r_{01} + (g_{01} L_{01} + r_{01} (C_{01} + C_{012}))) \frac{dC_k(t)}{dt} -$$

$$- (k\pi/L)^2 (C_{M01} M + C_{M01} L_{01}) + (M(C_{01} + C_{012}) - C_{012} L_{02}) \frac{dD_k^2(t)}{dt^2} + (C_{012} r_{02} - g_{01} M) \frac{dD_k(t)}{dt} -$$

$$- ((k\pi/L)^2 + g_{01} r_{01}) C_k(t) = F_{1k}(t);$$

$$(C_{012} M - C_{012} L_{02}) \frac{dD_k^2(t)}{dt^2} - ((k\pi/L)^2 C_{M02} r_{02} + r_{02} (C_{02} + C_{012})) \frac{dD_k(t)}{dt} -$$

$$- (k\pi/L)^2 (C_{M02} M + C_{M02} L_{02}) + (M(C_{02} + C_{012}) - C_{012} L_{01}) \frac{dC_k^2(t)}{dt^2} + (C_{012} r_{01} - g_{02} M) \frac{dC_k(t)}{dt} -$$

$$- ((k\pi/L)^2 + g_{02} r_{02}) D_k(t) = F_{2k}(t),$$

де  $k = 1, 2, \dots$ .

Запишемо рівняння (20) і (21) у матрично-векторній формі, тобто

$$S_k \frac{d\vec{X}_k(t)}{dt^2} + P_k \frac{d\vec{X}_k(t)}{dt} + Q_k \vec{X}_k(t) = \vec{F}_k(t), \quad (22)$$

$$\text{де } \vec{X}_k(t) = \begin{pmatrix} C_k(t) \\ D_k(t) \end{pmatrix}; \vec{F}_k(t) = \begin{pmatrix} F_{1k}(t) \\ F_{2k}(t) \end{pmatrix};$$

$$S_k = \begin{pmatrix} (C_{012}M - C_{012}L_{01}) & -((k\pi/L)^2(C_{M01}M + C_{M01}L_{01}) + (M(C_{01} + C_{012}) - C_{012}L_{02})) \\ -((k\pi/L)^2(C_{M02}M + C_{M02}L_{02}) + (M(C_{02} + C_{012}) - C_{012}L_{01})) & (C_{012}M - C_{012}L_{02}) \end{pmatrix};$$

$$P_k = \begin{pmatrix} -((k\pi/L)^2 C_{M01}r_{01} + (g_{01}L_{01} + r_{01}(C_{01} + C_{012}))) & C_{012}r_{02} - g_{01}M \\ C_{012}r_{01} - g_{02}M & -((k\pi/L)^2 C_{M02}r_{02} + r_{02}(C_{02} + C_{012})) \end{pmatrix};$$

$$Q_k = \begin{pmatrix} -(\frac{k\pi}{L})^2 - g_{01}r_{01} & 0 \\ 0 & -(\frac{k\pi}{L})^2 - g_{02}r_{02} \end{pmatrix};$$

$k = 1, 2, \dots$

Згідно (17), (18) і (19)

$$F_{ik}(t) = \frac{2}{L} \int_0^L F_i(x, t) \sin(\frac{k\pi}{L}x) dx, \quad (23)$$

де  $i = 1, 2, \quad k = 1, 2, \dots$

Згідно (17) і (18) отримаємо

$$\begin{aligned} F_1(x, t) = & g_{01} \int_0^l M_1(x, s) \frac{\partial i_1(s, t)}{\partial t} ds + C_{01} \int_0^l M_1(x, s) \frac{\partial^2 i_1(s, t)}{\partial t^2} ds - C_{M01} \frac{\partial^2}{\partial x^2} \int_0^l M_1(x, s) \frac{\partial^2 i_1(s, t)}{\partial t^2} ds + \\ & + C_{012} \int_0^l M_1(x, s) (\frac{\partial^2 i_1(s, t)}{\partial t^2} - \frac{\partial^2 i_2(s, t)}{\partial t^2}) ds = g_{01} \int_0^l M_1(x, s) (\sum_k \frac{dC_k(t)}{dt} \sin(k\pi s / L)) ds + \\ & + C_{01} \int_0^l M_1(x, s) (\sum_k \frac{d^2 C_k(t)}{dt^2} \sin(k\pi s / L)) ds - C_{M01} \int_0^l \frac{\partial^2 M_1(x, s)}{\partial x^2} (\sum_k \frac{d^2 C_k(t)}{dt^2} \sin(k\pi s / L)) ds + \\ & + C_{012} \int_0^l M_1(x, s) (\sum_k (\frac{d^2 C_k(t)}{dt^2} - \frac{d^2 D_k(t)}{dt^2}) \sin(k\pi s / L)) ds. \end{aligned} \quad (24)$$

Зведення диференційно-інтегрального рівняння до диференційного можливо тоді, коли функція  $M_1(x, s)$  задовольняє умові

$$\partial^2 M_1(x, s) / \partial x^2 = \gamma_1^2 M_1(x, s), \quad (25)$$

де  $\gamma_1 = \sqrt{C_{01} / C_{M01}}$ .

Тоді з (24) випливає

$$F_1(x, t) = \sum_l \int_0^l M_1(x, s) \sin(\frac{l\pi}{L}s) ds (g_{01} \frac{dC_k(t)}{dt} + (C_{01} - C_{M01}\gamma_1^2 + C_{012}) \frac{d^2 C_k(t)}{dt^2} - C_{012} \frac{d^2 D_k(t)}{dt^2}). \quad (26)$$

Позначимо

$$\tilde{C}_{012}^{(1)} = C_{01} - C_{M01}\gamma_1^2 + C_{012}, \quad (27)$$

тоді

$$F_1(x, t) = \sum_l \int_0^l M_1(x, s) \sin(\frac{l\pi}{L}s) ds (g_{01} \frac{dC_k(t)}{dt} + \tilde{C}_{012}^{(1)} \frac{d^2 C_k(t)}{dt^2} - C_{012} \frac{d^2 D_k(t)}{dt^2}). \quad (28)$$

Підставимо в (23)  $i = 1$ , отримаємо

$$F_{1k}(t) = \frac{2}{L} \int_0^L F_1(x,t) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx = \frac{2}{L} \int_0^L \sum_1^{\infty} \left( \int_0^1 M_1(x,s) \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \left( g_{01} \frac{dC_k(t)}{dt} + \tilde{C}_{012}^{(1)} \frac{d^2 C_k(t)}{dt^2} - C_{012} \frac{d^2 D_k(t)}{dt^2} \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx. \quad (29)$$

Позначивши

$$m_{kl} = \frac{2}{L} \int_0^L \left( \int_0^1 M_1(x,s) \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx, \quad (30)$$

отримаємо

$$F_{1k}(t) = \sum_1^{\infty} m_{kl} \left( g_{01} \frac{dC_k(t)}{dt} + \tilde{C}_{012}^{(1)} \frac{d^2 C_k(t)}{dt^2} - C_{012} \frac{d^2 D_k(t)}{dt^2} \right). \quad (31)$$

Так як функція  $M_1(x,s)$  є спадною, то розв'язати рівняння (25) можна так  $M_1(x,s) = M_{01} e^{-\gamma_1|x-s|}$ , де  $M_{01}$  – власна індуктивність витка первинної обмотки трансформатора.

Тоді з (30) випливає

$$\begin{aligned} m_{kl} &= \frac{2}{L} \int_0^L \left( \int_0^1 M_{01} e^{-\gamma_1|x-s|} \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx = \\ &= \frac{2}{L} \int_0^L \left( \int_0^x M_{01} e^{-\gamma_1(x-s)} \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx + \int_x^1 M_{01} e^{-\gamma_1(s-x)} \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx = \\ &= \frac{2}{L} \int_0^L \left( \int_0^x M_{01} e^{-\gamma_1(x-s)} \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx + \frac{2}{L} \int_0^L \left( \int_x^1 M_{01} e^{-\gamma_1(s-x)} \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx = m'_{kl} + m''_{kl}, \end{aligned} \quad (32)$$

$$\text{де } m'_{kl} = \frac{2}{L} \int_0^L \left( \int_0^x M_{01} e^{-\gamma_1(x-s)} \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx; \quad m''_{kl} = \frac{2}{L} \int_0^L \left( \int_x^1 M_{01} e^{-\gamma_1(s-x)} \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx.$$

Аналогічно до (25) позначимо

$$\partial^2 M_2(x,s) / \partial x^2 = \gamma_2^2 M_2(x,s), \quad (33)$$

$$\text{де } \gamma_2 = \sqrt{C_{02} / C_{M02}}.$$

Далі згідно з (13), (19), (33) рівняння (14) запишемо

$$\begin{aligned} F_2(x,t) &= g_{02} \int_0^1 M_2(x,s) \frac{\partial i_2(s,t)}{\partial t} ds + (C_{02} - C_{M02} \frac{\partial^2}{\partial x^2}) \int_0^1 M_2(x,s) \frac{\partial^2 i_2(s,t)}{\partial t^2} ds + \\ &+ C_{012} \frac{\partial}{\partial t} \int_0^1 M_2(x,s) \left( \frac{\partial i_2(s,t)}{\partial t} - \frac{\partial i_1(s,t)}{\partial t} \right) ds = g_{02} \int_0^1 M_2(x,s) \left( \sum_k^{\infty} \frac{dD_k(t)}{dt} \sin\left(\frac{k\pi}{L}s\right) \right) ds + \\ &+ C_{02} \int_0^1 M_2(x,s) \left( \sum_k^{\infty} \frac{d^2 D_k(t)}{dt^2} \sin\left(\frac{k\pi}{L}s\right) \right) ds - C_{M02} \int_0^1 \gamma_2^2 M_2(x,s) \left( \frac{d^2 D_k(t)}{dt^2} \sin\left(\frac{k\pi}{L}s\right) \right) ds + \\ &+ C_{012} \int_0^1 M_2(x,s) \sum_k^{\infty} \left( \frac{d^2 D_k(t)}{dt} - \frac{d^2 C_k(t)}{dt} \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}s\right) ds = \\ &= \sum_k^{\infty} \left( \int_0^1 M_2(x,s) \sin\left(\frac{k\pi}{L}s\right) ds \right) \left( g_{02} \frac{dD_k(t)}{dt} + (C_{02} - C_{M02} \gamma_2^2 + C_{012}) \frac{d^2 D_k(t)}{dt} - C_{012} \frac{d^2 C_k(t)}{dt} \right). \end{aligned} \quad (34)$$

Аналогічно до (27) позначимо

$$\tilde{C}_{012}^{(2)} = C_{02} - C_{M02} \gamma_2^2 + C_{012}, \quad (35)$$

тоді згідно з (34) і (35)

$$F_2(x,t) = \sum_1^{\infty} \left( \int_0^1 M_2(x,s) \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \left( g_{02} \frac{dD_k(t)}{dt} + \tilde{C}_{012}^{(2)} \frac{d^2 D_k(t)}{dt^2} - C_{012} \frac{d^2 C_k(t)}{dt^2} \right). \quad (36)$$

Підставляємо в (23)  $i = 2$ , отримуємо

$$F_{2k}(t) = \frac{2}{L} \int_0^L F_2(x, t) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx = \frac{2}{L} \int_0^L \left( \sum_l^{\infty} \left( \int_0^l M_2(x, s) \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \left( g_{02} \frac{dD_k(t)}{dt} + \tilde{C}_{012}^{(2)} \frac{d^2 D_k(t)}{dt^2} - C_{012} \frac{d^2 C_k(t)}{dt^2} \right) \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx. \quad (37)$$

Позначивши

$$n_{kl} = \frac{2}{L} \int_0^L \left( \int_0^l M_2(x, s) \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx, \quad (38)$$

(27) запишемо так

$$F_{2k}(t) = \sum_l^{\infty} n_{kl} \left( g_{02} \frac{dD_k(t)}{dt} + \tilde{C}_{012}^{(2)} \frac{d^2 D_k(t)}{dt^2} - C_{012} \frac{d^2 C_k(t)}{dt^2} \right). \quad (39)$$

Так як функція  $M_2(x, s)$  є спадною, то розв'язати рівняння (33) можна так  $M_2(x, s) = M_{02} e^{-\gamma_2|x-s|}$ , де  $M_{02}$  – власна індуктивність витка вторинної обмотки трансформатора.

Тоді з (38) випливає

$$\begin{aligned} n_{kl} &= \frac{2}{L} \int_0^L \left( \int_0^l M_{02} e^{-\gamma_2|x-s|} \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx = \\ &= \frac{2}{L} \int_0^L \left( \int_0^x M_{02} e^{-\gamma_2(x-s)} \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx + \int_x^l M_{02} e^{-\gamma_2(s-x)} \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx = \\ &= \frac{2}{L} \int_0^L \left( \int_0^x M_{02} e^{-\gamma_2(x-s)} \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx + \frac{2}{L} \int_0^L \left( \int_0^l M_{02} e^{-\gamma_2(s-x)} \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx = n'_{kl} + n''_{kl}, \end{aligned} \quad (40)$$

$$\text{де } n'_{kl} = \frac{2}{L} \int_0^L \left( \int_0^x M_{02} e^{-\gamma_2(x-s)} \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx; \quad n''_{kl} = \frac{2}{L} \int_0^L \left( \int_0^l M_{02} e^{-\gamma_2(s-x)} \sin\left(\frac{l\pi}{L}s\right) ds \right) \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx.$$

Розглянемо праву частину рівнянь (20) і (21) та згідно (13) і (14), використовуючи (18), (20), (26) і (36), запишемо

$$\begin{aligned} \vec{F}_k(t) &= \begin{pmatrix} F_{1k}(t) \\ F_{2k}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_l^{\infty} m_{kl} \left( g_{01} \frac{dC_k(t)}{dt} + \tilde{C}_{012}^{(1)} \frac{d^2 C_k(t)}{dt^2} - C_{012} \frac{d^2 D_k(t)}{dt^2} \right) \\ \sum_l^{\infty} n_{kl} \left( g_{02} \frac{dD_k(t)}{dt} + \tilde{C}_{012}^{(2)} \frac{d^2 D_k(t)}{dt^2} - C_{012} \frac{d^2 C_k(t)}{dt^2} \right) \end{pmatrix} = \\ &= \begin{pmatrix} \sum_l^{\infty} m_{kl} g_{01} & 0 \\ 0 & \sum_l^{\infty} n_{kl} g_{02} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \left\| \frac{dC_k(t)}{dt} \right\| \\ \left\| \frac{dD_k(t)}{dt} \right\| \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \sum_l^{\infty} m_{kl} \tilde{C}_{012}^{(1)} & -\sum_l^{\infty} m_{kl} C_{012} \\ -\sum_l^{\infty} n_{kl} C_{012} & \sum_l^{\infty} n_{kl} \tilde{C}_{012}^{(2)} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \left\| \frac{d^2 C_k(t)}{dt^2} \right\| \\ \left\| \frac{d^2 D_k(t)}{dt^2} \right\| \end{pmatrix} = \\ &= G \frac{d\vec{X}_k(t)}{dt} + H \frac{d^2 \vec{X}_k(t)}{dt^2}, \end{aligned} \quad (41)$$

$$\text{де } G = \begin{pmatrix} \sum_l^{\infty} m_{kl} g_{01} & 0 \\ 0 & \sum_l^{\infty} n_{kl} g_{02} \end{pmatrix}; \quad H = \begin{pmatrix} \sum_l^{\infty} m_{kl} \tilde{C}_{012}^{(1)} & -\sum_l^{\infty} m_{kl} C_{012} \\ -\sum_l^{\infty} n_{kl} C_{012} & \sum_l^{\infty} n_{kl} \tilde{C}_{012}^{(2)} \end{pmatrix}.$$

Згідно (23), підставляючи рівняння (7) і (8), а також враховуючи відповідно рівняння (5) і (6), одержуємо

$$\vec{F}_k(t) = \begin{pmatrix} F_{1k}(t) \\ F_{2k}(t) \end{pmatrix} = \frac{2}{L} \int_0^L \begin{pmatrix} F_{1k}(x, t) \\ F_{2k}(x, t) \end{pmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{L}x\right) dx = G \frac{d\vec{X}_k(t)}{dt} + H \frac{d^2 \vec{X}_k(t)}{dt^2}. \quad (42)$$

Отже рівняння (22) запишемо так

$$S_k \frac{d\vec{X}_k^2(t)}{dt^2} + P_k \frac{d\vec{X}_k(t)}{dt} + Q_k \vec{X}_k(t) = G \frac{d\vec{X}_k(t)}{dt} + H \frac{d^2 \vec{X}_k(t)}{dt^2}, \quad (43)$$

де  $k=1, 2, \dots$ .

Позначимо змінний вектор

$$\vec{X}_k(t) = (C_k(t), D_k(t))^T \in R^2, \quad (44)$$

де  $C_k(t) = \frac{2}{L} \int_0^L i_1(x,t) \sin\left(\frac{k\pi x}{L}\right) dx$ ;  $dC_k(t)/dt = \frac{2}{L} \int_0^L \partial i_1(x,t)/dt \sin\left(\frac{k\pi x}{L}\right) dx$ ;

$D_k(t) = \frac{2}{L} \int_0^L i_2(x,t) \sin\left(\frac{k\pi x}{L}\right) dx$ ;  $dD_k(t)/dt = \frac{2}{L} \int_0^L \partial i_2(x,t)/dt \sin\left(\frac{k\pi x}{L}\right) dx$ ;

$k=1, 2, \dots$ .

Зафіксуємо  $N = \text{const}$  і введемо сталі матриці  $S, P, Q, G, H$  розміру  $2N \times 2N$ .

Позначимо невідомий розв'язок через вектор розмірністю  $2N$ , тобто

$$\vec{X}(t) = (X_1, X_2, \dots, X_{2N})^T. \quad (45)$$

Рівняння (43) запишемо так

$$S \frac{d\vec{X}^2(t)}{dt^2} + P \frac{d\vec{X}(t)}{dt} + Q\vec{X}(t) = G \frac{d\vec{X}(t)}{dt} + H \frac{d^2\vec{X}(t)}{dt^2}. \quad (46)$$

$$(S - H) \frac{d\vec{X}^2(t)}{dt^2} = (G - P) \frac{d\vec{X}(t)}{dt} - Q\vec{X}(t); \quad (47)$$

$$\frac{d^2\vec{X}(t)}{dt^2} = (S - H)^{-1}(G - P) \frac{d\vec{X}(t)}{dt} - (S - H)^{-1}Q\vec{X}(t) = A \frac{d\vec{X}(t)}{dt} - B\vec{X}(t), \quad (48)$$

де  $A = (S - H)^{-1}(G - P)$ ;  $B = (S - H)^{-1}Q$ .

Здійснимо заміну невідомих  $\vec{Y}_1(t) = \vec{X}(t)$  та  $\vec{Y}_2(t) = d\vec{X}(t)/dt$ , тоді враховуючи (48) отримаємо

$$d\vec{Y}_1(t)/dt = \vec{Y}_2(t); \quad (49)$$

$$d\vec{Y}_2(t)/dt = d^2\vec{X}(t)/dt^2 = A\vec{Y}_2(t) - B\vec{Y}_1(t) \quad (50)$$

або

$$\begin{pmatrix} d\vec{Y}_1(t)/dt \\ d\vec{Y}_2(t)/dt \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & I \\ -B & A \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \vec{Y}_1(t) \\ \vec{Y}_2(t) \end{pmatrix}. \quad (51)$$

З (49) і (50) отримуємо

$$\begin{pmatrix} \vec{Y}_1(t) \\ \vec{Y}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & I \\ -B & A \end{pmatrix} \times \int_0^t \begin{pmatrix} \vec{Y}_1(\tau) \\ \vec{Y}_2(\tau) \end{pmatrix} d\tau + \begin{pmatrix} \vec{Y}_1(0) \\ \vec{Y}_2(0) \end{pmatrix}. \quad (52)$$

Введемо оператор

$$\tilde{A} \begin{pmatrix} \vec{Y}_1(t) \\ \vec{Y}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & I \\ -B & A \end{pmatrix} \times \int_0^t \begin{pmatrix} \vec{Y}_1(\tau) \\ \vec{Y}_2(\tau) \end{pmatrix} d\tau, \quad (53)$$

тоді

$$(I - \tilde{A}) \begin{pmatrix} \vec{Y}_1(t) \\ \vec{Y}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \vec{Y}_1(0) \\ \vec{Y}_2(0) \end{pmatrix}. \quad (54)$$

З (53) отримуємо

$$\begin{pmatrix} \vec{Y}_1(t) \\ \vec{Y}_2(t) \end{pmatrix} = (I - \tilde{A})^{-1} \begin{pmatrix} \vec{Y}_1(0) \\ \vec{Y}_2(0) \end{pmatrix} \quad (55)$$

і знаходимо розв'язок  $\vec{Y}_1(t) = \vec{X}(t)$  рівняння (48).

Графік зміни струму первинної обмотки  $i_1(x, t)$  показано на рис. 2.

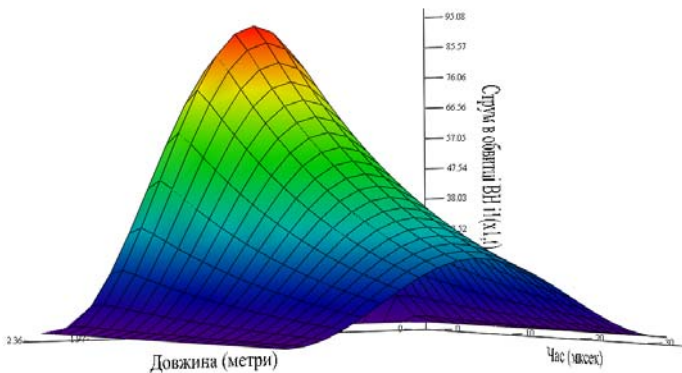


Рис. 2

Такий підхід усуває необхідність урахування крайових умов. Задля розв'язання задачі аналізу хвильових процесів достатньо визначення тільки початкових умов на відрізку  $(0, l)$ .

**III. Висновки.** Запропонований метод дає змогу досліджувати височастотні хвильові процеси в обмотках двообмоткових трансформаторів з урахуванням залежності напруги та струму від відстані й часу, забезпечує можливість урахування співвідношення між інтервалом часу поширення електромагнітних хвиль уздовж усієї довжини обмотки й інтервалом часу, впродовж якого струм і напруга змінюються значно суттєвіше від їхньої зміни під час процесу, що розглядається.

1. Кириленко О.В., Сегеда М.С., Буткевич О.Ф., Мазур Т.А. Математичне моделювання в електроенергетиці. Львів: Львівська політехніка, 2013. 608 с.
2. Исаев Ю.Н., Старцева Е.В., Щекотуев А.В. Исследование волновых процессов обмоток трансформатора как цепи с распределенными параметрами. *Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов*. 2015. Т. 326. № 8. С. 29-35.
3. Lavrinovich V.A., Isaev Y.N., Mytnikov A.V. Advanced control state technology of transformer. *International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering*. 2013. Vol. 5. Iss. 17. No 4. Pp. 94-98.
4. Mikulović J.Č., Šekara T.B. The Numerical Method of Inverse Laplace Transform for Calculation of Overvoltages in Power Transformers and Test Results. *Serbian Journal of Electrical Engineering*. 2014. Vol. 11. No 2. Pp. 243-256.
5. Bontidean S. G., Badic M., Iordache M., Galan N. Simulations and experimental tests on the distribution of overvoltage within transformer windings. *UPB Scientific Bulletin, Series C: Electrical Engineering and Computer Science*. 2015. Vol. 77. Iss. 3.
6. de Azevedo A.C., Rezende I., Delaiba A.C., Oliveira C., de Carvalho B.C., de S. Bronzeado H. Investigation of transformer electromagnetic forces caused by external faults using FEM. *IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*. Venezuela, Latin America, 2006. Pp. 1-6.
7. Сегеда М.С., Черемних Є.В., Мазур Т.А. Математичне моделювання вільних коливань напруги в обмотках трансформаторів з урахуванням взаємодії між витками під час імпульсних перенапруг. *Науковий вісник Національного гірничого університету*. 2013. № 1 (133). С. 68-76.
8. Сегеда М.С., Черемних Є. В., Хімюк І.В., Мазур Т.А., Курулишин О.М. Математичне моделювання розподілу напруги вздовж обмотки трансформатора під час імпульсних перенапруг. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 6. С. 8-11.
9. Hoholyuk O., Byczkowska-Lipinska L. Mathematical models of transformers for electromagnetic transient process simulation. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2008. No 6. Pp. 278-280.
10. Sehedra M.S., Mazur T.A., Kurylyshyn O.M. Mathematical model for investigation of wave processes in high-voltage double winding transformers. 16th International Conference on *Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*. Lviv, Ukraine, September 2-5, 2015. Pp. 165-167.
11. Electrical Transient Interaction between Transformers and the Power System. *Cigre*. April, 2014.
12. Бьюлей Л.В. Волновые процессы в линиях передачи и трансформаторах. М.-Л.: ОНТИ, 1938. 288 с.

УДК 621.314.057

### МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ В ДВУХОБМОТОЧНЫХ ТРАНСФОРМАТОРАХ

**М.С. Сегеда**, докт. техн. наук, **Є. В. Черемних**, докт. ф.-м. наук, **П.Ф. Гоголюк**, канд. техн. наук, **Т.А Мазур**, канд. техн. наук, **Ю.В. Блызнак**

**Национальный университет «Львовская политехника»**,  
ул. С. Бандеры 12, Львов, 79013, Украина.

E-mail: [msehedra@ukr.net](mailto:mseheda@ukr.net), [petro.f.hoholiuk@lpnu.ua](mailto:petro.f.hoholiuk@lpnu.ua), [mazyr@ukr.net](mailto:mazyr@ukr.net), [blyznakyura@gmail.com](mailto:blyznakyura@gmail.com)

*Разработана математическая модель для исследования волновых процессов в двухобмоточных трансформаторах с учетом электромагнитных связей между витками обмотки и между обмотками. Для решения дифференциально-интегральных уравнений в частных производных предложен метод разделения переменных. Библ. 12, рис. 2.*

**Ключевые слова:** обмотка трансформатора, математическое моделирование, частные производные, распределенные параметры, импульсная волна, волновые процессы.

## MATHEMATICAL MODEL OF WAVE PROCESSES IN TWO-WINDING TRANSFORMERS

M.S. Seheda, Ye.V. Cheremnykh, P.F. Gogolyuk, T.A. Mazur, Y.V. Blyznak

Lviv Polytechnic National University,

12, S. Bandera Str., Lviv, 79013, Ukraine.

E-mail: [mseheda@ukr.net](mailto:mseheda@ukr.net), [petro.f.hoholiuk@lpnu.ua](mailto:petro.f.hoholiuk@lpnu.ua), [mazyr@ukr.net](mailto:mazyr@ukr.net), [blyznakyura@gmail.com](mailto:blyznakyura@gmail.com)

*A mathematical model has been developed to study the wave processes of two-winding transformers, taking into account the electromagnetic connections between the turns of the winding and between the windings. To solve differential-integral equations in partial derivatives, a method of separation of variables is proposed. References 12, figures 2.*

**Keywords:** transformer winding, mathematical modeling, partial derivatives, distributed parameters, impulse wave, wave processes.

1. Kyrylenko O.V., Seheda M.S., Butkevych O.F., Mazur T.A. Mathematical Modeling in Electric Power Engineering. Lviv: Lviv Polytechnic National University, 2013. 608 p. (Ukr)
2. Isaev Y.N., Startseva E.V., Schekotuev A.V. Investigation of wave processes of transformer windings as electric circuit with distributed parameters. *Izvestiya Tomskogo Politehnicheskogo universiteta. Inzhiniering energoresursov*. 2015. Vol. 326. No 8. Pp. 29-35. (Rus)
3. Lavrinovich V.A., Isaev Y.N., Mytnikov A.V. Advanced control state technology of transformer. *International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering*. 2013. Vol. 5. Iss. 17. No 4. Pp. 94-98.
4. Mikulović J. Č., Šekara T. B. The Numerical Method of Inverse Laplace Transform for Calculation of Overvoltages in Power Transformers and Test Results. *Serbian Journal of Electrical Engineering*. 2014. Vol. 11. No 2. Pp. 243-256.
5. Bontidean S. G., Badic M., Iordache M., Galan N. Simulations and experimental tests on the distribution of overvoltage within transformer windings. *U.P.B. Sci. Bull. Series C*. 2015. Vol. 77. Iss. 3.
6. de Azevedo A.C., Rezende I., Delaiba A.C., Oliveira C., de Carvalho B.C., de Bronzeado H.S. Investigation of transformer electromagnetic forces caused by external faults using FEM. *IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*. Venezuela, Latin America, 2006. Pp. 1-6.
7. Seheda M.S., Cheremnykh Y.V., Mazur T.A. Mathematical modeling of free voltage oscillations on transformer windings into account winds mutual induction under surge overvoltages. *Scientific Bulletin of National Mining University*. 2013. No 1 (133). Pp. 68-76. (Ukr)
8. Seheda M.S., Cheremnykh Y.V., Chimjk I.V., Mazur T.A., Kurylyshyn O.M. Mathematical modelling of stress distribution along the winding transformers under impulse surges. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 6. Pp. 8-11. (Ukr)
9. Hoholyuk O., Byczkowska-Lipinska L. Mathematical models of transformers for electromagnetic transient process simulation. *Przegląd Electrotechniczny*. 2008. No 6. Pp. 278-280.
10. Seheda M.S., Mazur T.A., Kurylyshyn O.M. Mathematical model for investigation of wave processes in high-voltage double winding transformers. 16th International Conference on *Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*. Lviv, Ukraine, September 2–5, 2015. Pp. 165-167.
11. Electrical Transient Interaction between Transformers and the Power System. *Cigre*. April, 2014.
12. Bewley L.B. Traveling waves on transmission systems. Moskwa-Leningrad: ONTI, 1938. 288 p.

Надійшла 02.08.2019

Остаточний варіант 29.07.2020



## ЕКРАНУВАННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ПІДЗЕМНОЇ КАБЕЛЬНОЇ ЛІНІЇ ЗА ДОПОМОГОЮ Н-ПОДІБНОГО ЕКРАНА

**І.М. Кучерява**, докт. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [rB.irinan@gmail.com](mailto:rB.irinan@gmail.com)

*Розглянуто особливості розподілу магнітного поля, що створюється підземною надвисоковольтною (330 кВ) трифазною кабельною лінією в оточуючому середовищі, зокрема навколо кабелів у траншеї та на поверхні землі у разі використання Н-подібного екрана, виготовленого з різних матеріалів – алюмінію, нетекстурованої та низьковуглецевої сталі. Показано найкращу ефективність екранування у разі застосування екрана з алюмінію, що має найбільшу електропровідність. Задля зниження рівня магнітного поля на поверхні землі до регламентованих безпечних значень пропонується використовувати Н-подібний екран з високопровідних немагнітних матеріалів. Бібл. 14, рис. 7.*

**Ключові слова:** підземна надвисоковольтна кабельна лінія, траншейне прокладання, Н-подібний екран, феромагнітний матеріал, високопровідні матеріали, екологічна безпека, комп'ютерне моделювання.

**Вступ.** У теперішній час інтенсивно вивчаються та впроваджуються різні способи прокладання силових кабелів високої напруги та екранування їхнього магнітного поля [1–4], у тому числі розробляються нові спеціальні конструкції екранів [2]. Зниження рівня магнітного поля для діючих кабельних ліній забезпечується екранами різної форми та виготовлених з різних матеріалів – високопровідних (мідь, алюміній), магнітних (сталь різної марки), у тому числі феромагнітних матеріалів (низьковуглецева електросталь Magnetil [3, 5], текстурована та нетекстурована сталь [6, 7]). Зазначимо, що феромагнітні матеріали мають не тільки магнітні властивості, а й високу електропровідність.

Особлива увага під час спорудження кабельних ліній приділяється питанням екологічної безпеки, зокрема електромагнітної, пов'язаної з рівнем магнітного поля підземних кабелів на поверхні землі над їхнім розташуванням відповідно до нормативного граничного значення магнітного поля промислової частоти 0,5 мкТ [8]. Це пояснюється, перш за все, негативними наслідками дії магнітного поля на здоров'я людей, що знаходяться у зоні впливу, а також руйнівними ефектами в електричному обладнанні, чутливих електронних пристроях та електротехнічних комунікаціях поблизу кабельних ліній.

У роботі [6] описується діюча високовольтна підземна кабельна лінія в Бельгії довжиною 27 км, яка введена в експлуатацію у 2003 р. Будівництво цієї лінії стало можливим завдяки задоволенню вимог під час проектної розробки щодо зменшення рівня магнітного поля на ділянках, де кабелі проходять на відстані менше 30 м від житлових масивів, шкіл, інших місць концентрації людей [6]. Зокрема проектними рішеннями для лінії були екран Н-подібної форми ([6], рис. 1) та горизонтальне розташування кабелів у траншеї задля більш високої пропускної здатності кабелів. Застосований Н-подібний екран складається з двох вертикальних пластин, що встановлювалися перед засипкою, та горизонтальної плити, яка накладалася поверх кабелів на визначеній глибині під час засипання траншеї ґрунтом (рис. 1).

Поряд з горизонтальним розташуванням кабелів широко використовується трикутнікова конфігурація трифазних кабельних ліній, наприклад, в Італії у трьох сучасних кабельних проектах напругою 132 та 380 кВ з ефективним екрануванням магнітного поля, про що повідомляється у роботі [9].

З огляду на практичну важливість зменшення магнітного поля високовольтних кабельних ліній з сучасною поліетиленовою ізоляцією та у зв'язку з актуальністю попереднього теоретичного обґрунтування найбільш прий-

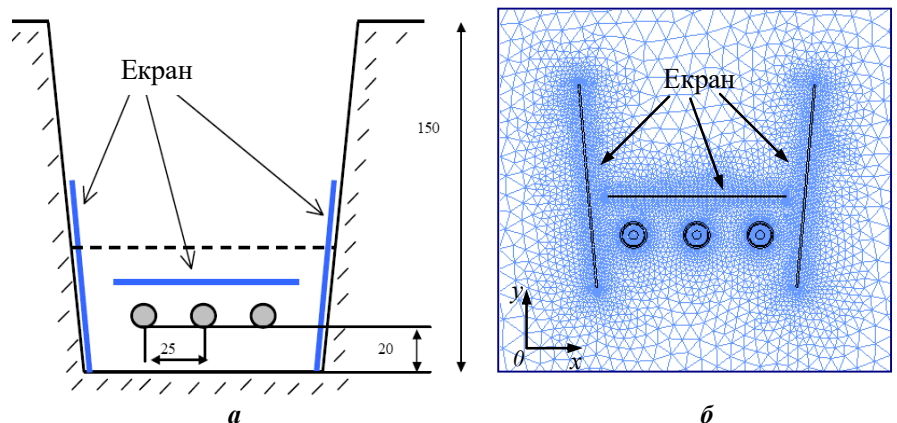


Рис. 1

нятих шляхів досягнення цього, **метою даної роботи** є проведення кількісного аналізу відносно визначення та підвищення ефективності екранування магнітного поля підземної високовольтної (330 кВ) кабельної лінії у разі використання Н-подібного екрана за рахунок змінення вертикального розміру екрана, матеріалу виготовлення, а також різного розташування кабелів у траншеї – в одній площині або трикутником впритул один до одного.

У роботі досліджується саме Н-подібний екран внаслідок того, що він виявився найбільш прийнятним проектним рішенням і на теперішній час застосовується для однієї з сучасних високовольтних кабельних ліній, діючих в Європі [6]. Дослідження проводяться за допомогою комп'ютерного моделювання в програмі Comsol [10] методом скінченних елементів. Трифазна кабельна лінія, що розглядається, складається з однофазних силових кабелів з поліетиленовою ізоляцією, аналогічним надвисоковольтним кабелям, які на теперішній час експлуатуються в Україні [11]. Ефективність екранування визначається за рівнем магнітного поля на поверхні землі безпосередньо над кабельною лінією, а прийнятне екранування – за регламентованим значенням поля.

Всебічне вивчення питань, пов'язаних з екрануванням магнітного поля високовольтних кабельних ліній, поряд з розробленням відповідних програмних методик і підходів до моделювання має актуальність не тільки в науковому плані, але й у практичному контексті, зокрема задля задоволення сучасних вимог електромагнітної екології [12].

**Метод дослідження.** Задача визначення магнітного поля формулюється для стаціонарного режиму у двовимірному випадку в декартовій системі координат  $Oxy$  (рис. 1, б) за умови, що кабельна лінія має досить велику протяжність, прокладена паралельно поверхні землі однаково по всій довжині траси. Задача розв'язується відносно комплексного векторного магнітного потенціалу, що має єдину ненульову  $z$ -складову  $\dot{\mathbf{A}} = (0, 0, \dot{A}_z)$ , та комплексних величин напруги і струму. Модель базується на підходах і рівняннях, наведених у [13], і складається з системи інтегро-диференціальних рівнянь загального вигляду

$$j\omega\sigma_i \dot{\mathbf{A}} + \nabla \times (\mu_0^{-1} \mu_r^{-1} \nabla \times \dot{\mathbf{A}}) = \sigma_i \Delta \dot{U}_i, \quad (1)$$

$$\int_{S_i} \dot{J}_z dS = \int_{S_i} (-j\omega\sigma_i \dot{A}_z + \sigma_i \Delta \dot{U}_i) dS = \dot{I}_i, \quad (2)$$

де  $\omega = 2\pi f$  – кутова частота струму ( $f = 50$  Гц);  $j$  – уявна одиниця; індекс  $i$  відноситься до  $i$ -го провідного середовища у розрахунковій області;  $\sigma_i$  – електропровідність  $i$ -го середовища (трьох жил, трьох екранів кабелів у кабельній лінії);  $\mu_0$  і  $\mu_r$  – постійна і відносна магнітна проникність магнітного екрана, відповідно;  $\mu_r = 1$  для немагнітних елементів; для екранів з феромагнітних матеріалів використовується нелінійна залежність  $\mu_r = \mu_r(B)$ , ( $B$  – магнітна індукція);  $\dot{J}_z$  –  $z$ -складова густини струму.

Рівняння (2) записано для ділянки кола зі струмом  $\dot{I}_i$ , падінням напруги  $\Delta \dot{U}_i$ , площею поперечного перерізу  $S_i$ . Комплексна величина  $\dot{I}_i$  є струмом у кожній жилі кабелю. Струми в жилах кабелів зміщені за фазою на  $120^\circ$  та однакові за амплітудою, що дорівнює струму в номінальному режимі. Струм  $\dot{I}_i$  в металевому екрані кабелю дорівнює нулю. Падіння напруги  $\Delta \dot{U}_i$  визначається у провідному середовищі на ділянці одиничної довжини. В області екранів задається значення  $\Delta \dot{U}_i = 0$ . Падіння напруги на жилах однакові та зміщені за фазою, їхні значення:  $\Delta \dot{U}_i = \Delta \dot{U}_{жe} e^{j\theta}$ ,  $\Delta \dot{U}_i = \Delta \dot{U}_{жe} e^{j2\pi/3}$ ,  $\Delta \dot{U}_i = \Delta \dot{U}_{жe} e^{j4\pi/3}$  – відповідно у фазах  $A, B, C$ . У наведених виразах  $\Delta \dot{U}_{жe}$  задається за умови рівності струмів у жилах номінальному значенню. Загалом, математична модель аналогічна моделі, описаній у роботах [3, 4].

Рівняння (1)–(2) доповнюються наступною умовою магнітної ізоляції на всіх зовнішніх границях розрахункової області:

$$\dot{A}_z = 0. \quad (3)$$

**Результати комп'ютерного моделювання.** Характеристики досліджуваної кабельної лінії та екрана наведено у статтях [6, 11] і показано на рис. 1, а. Згідно з [7] електропровідність магнітних матеріалів екрана становить: низьковуглецевої сталі – 6,5 МСм/м, нетекстурованої сталі – 2,3 МСм/м. Електропровідність алюмінію – 38 МСм/м.

Фізична модель враховує такі елементи кожного з трьох кабелів – алюмінієву жилу, мідний екран, поліетиленову ізоляцію та поліетиленову оболонку. У програмі задаються характеристики ґрунту (електропровідність  $10^{-3}$  См/м), повітря, а також Н-подібного екрана: його товщина – 8 мм; довжина горизонтального елемента – 0,7 м; довжина двох вертикальних елементів – 0,8 м; нахил вертикальних елементів –  $5^0$ ; проміжок між вертикальними елементами та горизонтальною плитою на її рівні –  $\sim 1$  см. Як зазначено у [6], на практиці залишається навіть більший проміжок (до декількох сантиметрів) між горизонтальним та вертикальними елементами Н-подібного екрана задля полегшення виявлення на практиці пошкоджень оболонки кабелів та їхнього ремонту.

Фрагмент розрахункової області поблизу траншеї зі скінченно-елементною сіткою показано на рис. 1, б. Послідовність фаз кабелів – АВС (зліва направо). У розрахунках номінальний струм кабельної лінії – 630 А [11].

На першому етапі досліджено вплив нелінійності магнітної проникності феромагнітних матеріалів екрана  $\mu_r = \mu_r(B)$  на рівень магнітного поля, що розраховується. На рис. 2 показано залежності відносної магнітної проникності низьковуглецевої сталі (крива 1) та нетекстурованої сталі (крива 2) від магнітної індукції [7]. Як видно, магнітна проникність нетекстурованої сталі вище і змінюється у більш високому ступені, ніж аналогічна залежність для низьковуглецевої сталі, що має впливати на рівень магнітного поля.

Рис. 3 показує змінення магнітної індукції вздовж поверхні землі над кабелями горизонтального прокладання з Н-подібним екраном, виготовленим з нетекстурованої сталі, за магнітної проникності екрана: 1 –  $\mu_r = \mu_{r\max} = 6300$ ; 2 –  $\mu_r = \mu_{r\text{ср}} = 3700$ ; 3 –  $\mu_r = \mu_r(B)$  згідно з рис. 2 (крива 2). Вибрано:  $\mu_{r\max}$  – максимальне значення магнітної проникності матеріалу;  $\mu_{r\text{ср}}$  – середнє значення  $\mu_r$  матеріалу. Показано, що неврахування нелінійності магнітних властивостей матеріалу призводить до збільшення максимального значення поля майже у 1,2 рази. Тому в подальших розрахунках використовуються залежності  $\mu_r = \mu_r(B)$  (рис. 2).

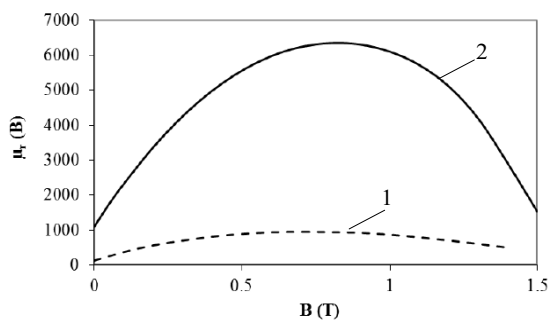


Рис. 2

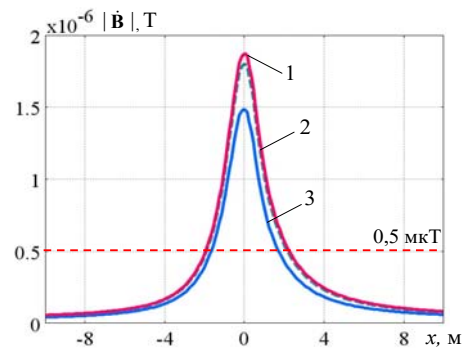


Рис. 3

Рис. 4 ілюструє змінення магнітної індукції вздовж поверхні землі над кабелями горизонтального прокладання з Н-подібним екраном, виготовленим з різних матеріалів: нетекстурованої сталі (крива 1); низьковуглецевої сталі (крива 2); алюмінію (крива 3). Штрих-пунктирною лінією відмічено рівень гранично припустимого поля 0,5 мкТ. Як видно, безпечний рівень магнітного поля реалізується у разі використання алюмінієвого екрана (крива 3). Особливістю цього матеріалу у порівнянні з розглянутими феромагнітними є його висока електропровідність. Отримані розрахункові дані узгоджуються за порядком величини магнітної індукції з результатами, наведеними у роботах [4, 14]. До того ж коефіцієнт екранування (як відношення максимальної індукції магнітного поля на поверхні землі над кабелями з екраном до аналогічного значення поля у відсутності екрана) для сталевих екранів у досліджуваному випадку дорівнює  $k \approx 2,3$ . Такий коефіцієнт більше, ніж для плоского екрана з феромагнітного матеріалу – електросталі Магнетіл (Magnetil), у разі якого  $k \approx 1,7$  згідно з даними [3].

Відносно залежностей на рис. 4 слід відзначити два відомі механізми зменшення магнітного поля, описані, наприклад, у [14]. Для екранів з матеріалів, що мають високу електропровідність, – це "eddy current cancellation" (скорочення вихрових струмів). У такому випадку струми, що наводяться у провіднику, створюють магнітне поле, яке частково зменшує магнітне поле джерела. Для матеріалів з високою магнітною проникністю діє механізм "flux shunting" (шунтування потоку), коли магнітний потік від джерела направляється в магнітний матеріал з області екранування. Відіграє свою роль і ін-

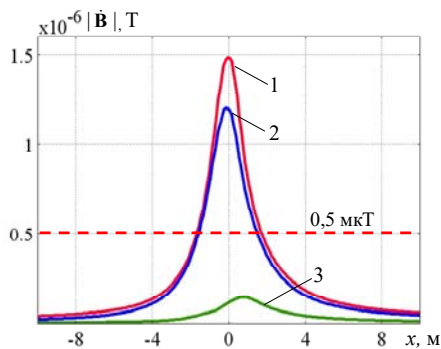


Рис. 4

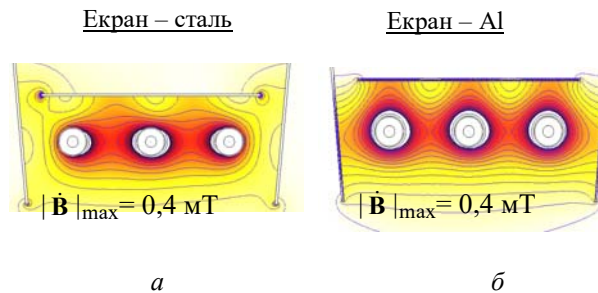


Рис. 5.

ший аспект – магнітні екрани забезпечують найбільше зменшення магнітного поля поблизу джерела, а високопровідні матеріали – на досить значній відстані від джерела поля.

На рис. 5 показано розподіл магнітного поля в траншеї поблизу кабелів у разі виконання екрана з нетекстурованої або низьковуглецевої сталі (рис. 5, а) та алюмінієвого екрана (рис. 5, б) за однаковим максимальним значенням поля у цій області  $|\dot{B}|_{\max} = 0,4$  мТ. Такі картини характеризують, перш за все, роль в екрануванні поля горизонтальної пластини Н-подібного екрана. Крім того, дані рис. 5 відображають особливості зменшення магнітного поля екранами з різних матеріалів. У випадку сталевого екрана (рис. 5, а) лінії поля відклоняються від нього, збільшуючи поле на деякій відстані від екрана, а алюмінієвий екран змінює конфігурацію поля, послаблюючи його у своїй безпосередній близькості (рис. 5, б).

Далі досліджуються шляхи зменшення магнітного поля у разі використання екрана з нетекстурованої сталі, що є найменш прийнятним, але широко застосованим матеріалом (наприклад, [7]) для екранування (рис. 4, крива 1). Додаткові розрахунки з різними розмірами вертикальних пластин екрана показали, що змінення довжини вертикальними елементами, їхнє більше чи менше заглиблення у ґрунт не є ефективним і не надає можливості досягти безпечних значень поля на поверхні землі над кабелями.

Для конфігурації Н-подібного екрана без проміжків між вертикальними пластинами і горизонтальною плитою розглядаються два варіанти: горизонтальне розміщення кабелів та кабелі у вигляді трикутника. Залежності на рис. 6 ілюструють змінення магнітної індукції вздовж поверхні землі над кабелями горизонтального прокладання з екраном без проміжків, виготовленим з нетекстурованої сталі, у разі горизонтального положення кабелів (крива 1) та розташування трикутником (крива 2). Видно, що більш прийнятним є трикутне розміщення кабелів, що підтверджується картинами на рис. 7, але й воно повністю не забезпечує припустимі значення магнітного поля за діючими нормами (рис. 6). Зона відчуження над кабелями згідно з нормами електромагнітної безпеки [9] має бути до 4 м.

На рис. 7 показано розподіл магнітного поля навколо кабелів у разі виконання екрана з нетекстурованої сталі за горизонтального розташування кабелів (рис. 7, а) та їхнього розміщення трикутником (рис. 7, б). Для трикутничкової конфігурації характерним є більш сконцентрований навколо кабелів розподіл магнітного поля з дещо більшим максимальним значенням, а для розташування кабелів в одній площині маємо більш рівномірний розподіл поля в траншеї під горизонтальною плитою.

**Висновки.** З метою кількісного дослідження шляхів зниження рівня магнітного поля надвисоковольтної підземної кабельної лінії в оточуючому середовищі виконано комп'ютерне моделювання за умови використання Н-подібного екрана з різними розмірами нахилених вертикальних елементів та виконаного з різних матеріалів, що застосовуються на практиці, – високопровідного немагніт-

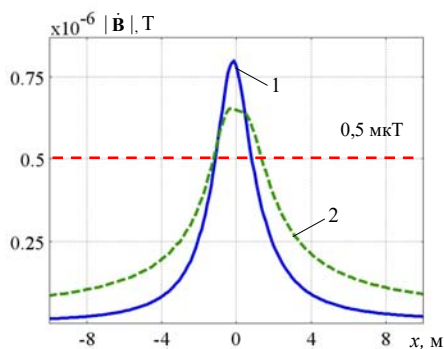


Рис. 6.

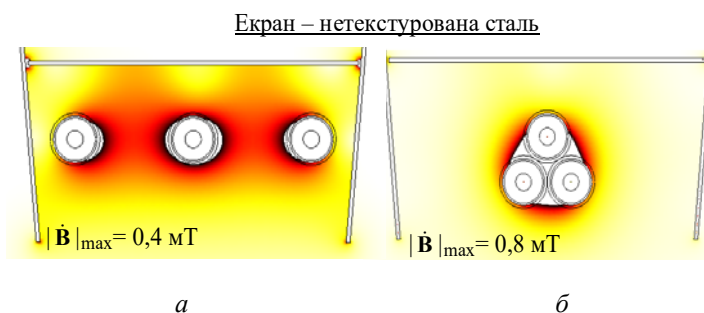


Рис. 7.

ного (алюміній) та ферромагнітних матеріалів (нетекстурованої та низьковуглецевої сталі), а також за різним розташуванням кабелів у траншеї – в одній площині та трикутником впритул один до одного. Показано, що ефективність екранування за допомогою Н-подібного екрана залежить від матеріалу екрана та розміщення силових кабелів у кабельній лінії. Обґрунтовано необхідність урахування в розрахунках нелінійності магнітної проникності магнітних екранів з метою уникнення завищених значень магнітного поля. Виявлено найбільшу ефективність екранування магнітного поля у разі застосування екрана з алюмінію, що має найбільшу з розглянутих матеріалів електропровідність. Н-подібний екран саме з цього немагнітного матеріалу забезпечує безпечний рівень магнітного поля на поверхні землі над кабелями навіть у разі проміжків між вертикальними пластинами та горизонтальною плитою екрана.

Незважаючи на високу вартість алюмінію у порівнянні з більшістю ферромагнітних матеріалів [7], для підземних кабельних ліній екран з цього матеріалу має ще одну важливу з практичної точки зору перевагу – більшу корозійну стійкість.

*Роботу виконано за держбюджетною темою "Розвинути теорію імпульсних і високочастотних перехідних електромагнітних процесів у енергетичних і технологічних резонансних установках та високовольтних кабельних лініях електропередачі" (Шифр "ЕЛКАБ"), КПКВК 6541230.*

1. Electrical power cable engineering. Third Edition, ed. by W.A. Thue. CRC Press, 2011. 460 p.
2. Доронин М.В., Грешняков Г.В., Коровкин Н.В. Магнитные экраны специальной конструкции. *Научно-техн. ведомости Санкт-Петербургского гос. политехн. ун-та*. 2017. Т. 23. № 1. С. 124–133. DOI: <https://doi.org/10.18721/JEST.230112>
3. Кучерявая И.Н. Экранирование подземной кабельной линии сверхвысокого напряжения с помощью плоского ферромагнитного экрана. *Техн. електродинаміка*. 2019. № 6. С. 13–17. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.013>
4. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Магнитное поле подземной кабельной линии 330 кВ и способы его уменьшения. *Техн. електродинаміка*. 2019. № 5. С. 3–9. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.003>
5. De Wulf M., Wouters P., Sergeant P., Dupré L., Hoferlin E., Jacobs S., Harlet P. Electromagnetic shielding of high-voltage cables. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2007. No 316. Pp. 908–911. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2007.03.137>
6. Gille A., Beghin V., Geerts G., Hoeffelman J., Liémans D., Van Gucht K. Double 150 kV link, 32 km long, in Belgium: design and construction. *Cigre Session*. 2004. Paper B1-305. 8 p.
7. 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: <https://doi.org/10.2528/PIER12112303>
8. Правила улаштування електроустановок. Київ: Мінпаливенерго України, 2010. 776 с.
9. Conti R., Donazzi F., Maioli P., Rendina R., Sena E.A. Some Italian experiences in the utilization of HV underground cable systems to solve local problems due to magnetic field and other environmental issues. *Cigre Session*. 2006. Paper C4-303.
10. Comsol multiphysics modeling and simulation software. URL: <http://www.comsol.com/> (дата звернення: 25.03.2020).
11. Лях В.В., Молчанов В.М., Сантацкий В.Г., Квицинский А.А. Кабельная линия напряжением 330 кВ: некоторые аспекты проектирования. *Промэлектро*. 2009. № 6. С. 27–33.
12. Bravo-Rodriguez J.C., Del-Pino-Lopez J.C., Cruz-Romero P. A survey on optimization techniques applied to magnetic field mitigation in power systems: review. *Energies*. 2019. No. 12. 1332. 20 p. DOI: <https://doi.org/10.3390/en12071332>
13. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Мультифизическое моделирование в электротехнике. К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2015. 305 с.
14. Del-Pino-Lopez J.C., Cruz-Romero P., Dular P. Parametric analysis of magnetic field mitigation shielding for underground power cables. *The Renewable Energy & Power Quality Journal (RE&PQJ)*. March 2007. Vol. 1. No 5. Pp. 519–526. DOI: <https://doi.org/10.24084/repqi05.326>

## ЭКРАНИРОВАНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ПОДЗЕМНОЙ КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИИ С ПОМОЩЬЮ Н-ОБРАЗНОГО ЭКРАНА

**И.Н. Кучерявая**, докт. техн. наук

**Институт электродинамики НАН Украины,**  
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина,

e-mail: [rB.iran@gmail.com](mailto:rB.iran@gmail.com)

Рассмотрены особенности распределения магнитного поля, создаваемого подземной сверхвысоковольтной (330 кВ) трехфазной кабельной линией в окружающей среде, в частности, вокруг кабелей в траншее и на поверхности земли в случае применения Н-образного экрана, изготовленного из различных материалов – алюминия, нетекстурированной и низкоуглеродистой стали. Показана наилучшая эффективность экранирования при использовании алюминиевого экрана, который имеет наибольшую электропроводность. Для снижения уровня магнитного поля на поверхности земли вплоть до регламентированных безопасных значений предлагается применять Н-образный экран из высокопроводящих немагнитных материалов. Библ. 14, рис. 7.

**Ключевые слова:** подземная сверхвысоковольтная кабельная линия, траншейная прокладка, Н-образный экран, ферромагнитный экран, высокопроводящие материалы, экологическая безопасность, компьютерное моделирование.

## MAGNETIC FIELD SHIELDING OF UNDERGROUND POWER CABLE LINE BY H-SHAPED SHIELD

**I.M. Kucheriava**

**Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine**

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: [rB.iran@gmail.com](mailto:rB.iran@gmail.com)

In the article the magnetic field distributions, generated by underground extra-high voltage (330 kV) three-phase power cable line in the environment, in particular near the cables in the trench and on the ground, are analyzed for using of H-shaped shield made of different materials including aluminum, low carbon steel and non-oriented grain steel. As shown, the best shielding effectiveness is realized by aluminium shield. The H-shaped shield made of high-conducting non-magnetic materials is proposed to use in order to mitigate the magnetic field level on the ground down to regulated nonhazardous values. References 14, figures 7.

**Key words:** underground extra-high voltage power cable line, trench cable laying, H-shaped shield, ferromagnetic shield, high-conducting materials, ecological safety, computer modeling.

1. Electrical power cable engineering. Third Edition, ed. by W.A. Thue. CRC Press, 2011. 460 p.
2. Doronin M.V., Greshniakov G.V., Korovkin N.V. Magnetic shields of special design. *Nauchno-tekhnicheskie vedomosti Sankt-Peterburgskogo politekhnicheskogo universiteta*. 2017. Vol. 23. No 1. Pp. 124–133. DOI: <https://doi.org/10.18721/JEST.230112> (Rus)
3. Kucheriava I.M. Shielding of underground extra-high voltage cable line by plane ferromagnetic shield. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 6. Pp. 13–17. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2019.06.013>
4. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. The magnetic field of underground 330 kV cable line and ways for its reduction. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 3–9. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2019.05.003>
5. De Wulf M., Wouters P., Sergeant P., Dupré L., Hoferlin E., Jacobs S., Harlet P. Electromagnetic shielding of high-voltage cables. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2007. No 316. Pp. 908–911. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2007.03.137>
6. Gille A., Beghin V., Geerts G., Hoeffelman J., Liémans D., Van Gucht K. Double 150 kV link, 32 km long, in Belgium: design and construction. *Cigre Session*. 2004. Paper B1-305. 8 p.
7. Del Pino 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: <https://doi.org/10.2528/PIER12112303>
8. Electric installation code. Kyiv: Minpalivo Ukrainy, 2010. 776 p. (Ukr)
9. Conti R., Donazzi F., Maioli P., Rendina R., Sena E.A. Some Italian experiences in the utilization of HV underground cable systems to solve local problems due to magnetic field and other environmental issues. *Cigre Session*. 2006. Paper C4-303.
10. Comsol multiphysics modeling and simulation software. URL: <http://www.comsol.com/> (accessed at 25.03.2020)
11. Lyach V.V., Molchanov V.M., Santatskii V.G., Kvitsinskii A.A. 330 kV cable line: some aspects of designing. *Promelektro*. 2009. No 6. Pp. 27–33. (Rus)
12. Bravo-Rodriguez J.C., Del-Pino-Lopez J.C., Cruz-Romero P. A survey on optimization techniques applied to magnetic field mitigation in power systems: review. *Energies*. 2019. No 12. 1332. 20 p. DOI: <https://doi.org/10.3390/en12071332>
13. Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Multiphysics modeling in electrical engineering. Kyiv: Institute of Electrodynamics, Ukrainian Academy of Sciences, 2015. 305 p. (Rus)
14. Del-Pino-Lopez J.C., Cruz-Romero P., Dular P. Parametric analysis of magnetic field mitigation shielding for underground power cables. *The Renewable Energy & Power Quality Journal (RE&PQJ)*. March 2007. Vol. 1. No 5. Pp. 519–526. DOI: <https://doi.org/10.24084/repqj05.326>

Надійшла 29.04.2020

Остаточний варіант 23.06.2020

**ОПТИМІЗАЦІЯ ЕЛЕМЕНТІВ АКТИВНОГО КОРЕКТОРА ФОРМИ СТРУМУ  
У СКЛАДІ ГІБРИДНОГО ФІЛЬТРУ АЛГОРИТМОМ ПЕРЕКЛЮЧЕННЯ  
ТРАНЗИСТОРІВ ІНВЕРТОРА**

**В.М. Спірін\***, докт.техн.наук, **В.М. Губаревич\*\***, канд.техн.наук, **П.П. Подейко\*\*\***, канд.техн.наук,  
**Ю.В. Маруня\*\*\*\***

Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: [sspirin@ied.org.ua](mailto:sspirin@ied.org.ua)

*Визначено алгоритм переключення транзисторів інвертора активного коректора форми струму, який дає змогу зменшити максимальну частоту їхнього переключення або індуктивність реактора інвертора активного коректора форми струму у гібридному фільтрі, що складається з каскадного з'єднання паралельного активного фільтра та послідовно-паралельного пасивного LMC-фільтра. Бібл. 10, рис. 5.*

**Ключові слова:** активний коректор форми струму, гібридний фільтр, інвертор.

Проблемі покращення показників якості електроенергії присвячено багато праць у світовій літературі, адже частка нелінійних навантажень в енергосистемі останнім часом зростає, і пристрої фільтрації вищих гармонік струму повинні відповідати все більш суворим нормативним обмеженням показників параметрів електричної енергії [1-3]. Задля покращення показників якості електроенергії виникає необхідність в використанні додаткових засобів, наприклад, паралельних активних фільтрів вищих гармонік струму [4-8].

У статтях [4, 9] проаналізовано роботу активного коректора форми струму (АКФС) на однофазний мостовий випрямляч з ємнісним фільтром та активним навантаженням за  $Ll=3$  мГн та  $CI=4700$  мкФ і максимального амплітудного значення його струму  $I_{max}=50$  А. Принцип дії АКФС полягає у формуванні струму, що є різницею між бажаною синусоїдою споживаного струму основної частоти і миттєвим значенням струму навантаження.

Останнім часом з'явилися публікації, в яких наголошується, що найбільш доцільним є використання у потужних однофазних навантаженнях гібридних фільтрів. Ці гібридні фільтри складаються з каскадного з'єднання паралельних активних фільтрів та послідовно-паралельних пасивних LMC-фільтрів [10].

У разі використання гібридних фільтрів показники якості електроенергії мережі живлення в основному обумовлені властивостями активного коректора, а його потужність залежить від характеристик пасивного фільтра, який ефективно пригнічує вищі гармоніки випрямляча та зменшує амплітуду струму на своєму вході.

**Метою роботи** є оптимізація елементів АКФС у складі гібридного фільтра завдяки вибору належного алгоритму переключення транзисторів інвертора.

У роботі [9] проведено оптимізацію електромагнітних елементів-реакторів з різними матеріалами осердь та визначено формулу для частоти імпульсної модуляції

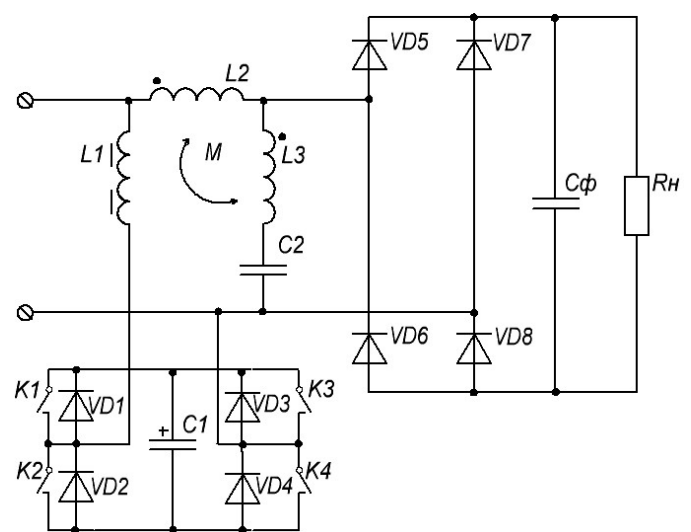


Рис. 1

© Спірін В.М., Губаревич В.М., Подейко П.П., Маруня Ю.В., 2020  
 ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0002-8065-1051>, \*\* <https://orcid.org/0000-0003-2416-9858>,  
 \*\*\* <https://orcid.org/0000-0001-9201-102X>, \*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-0071-1702>

$F_m = \frac{U_c}{2L_1 \cdot \Delta I} [1 - (a \cdot \sin x)^2]$ , яка пов'язує такі параметри схеми, як індуктивність реактора  $L_1$ , коефіцієнт високочастотних пульсацій  $mI = \Delta I / 2I_{max}$ , де  $\Delta I$  – ширина зони гістерезису релейного елемента,  $a = U_m / U_{C1}$ ,  $U_{C1}$  – напруга на конденсаторі  $C_1$  та  $x = \omega t$  – кругова частота. З цієї формули визначено також максимальну частоту імпульсної модуляції за  $x = 0$ , яка має вигляд  $F_{max} = u_{C1} / 2L_1 \cdot \Delta I$ .

На рис. 1 показано принципову схему гібридного фільтру, який складається з активного коректора форми струму та пасивного LMC-фільтру та має за навантаження однофазний мостовий випрямляч з ємнісним фільтром і активним опором. АКФС в такій схемі може працювати в наступних станах реактора  $L_1$ : «накопичення енергії – прискорена її віддача», «прискорене

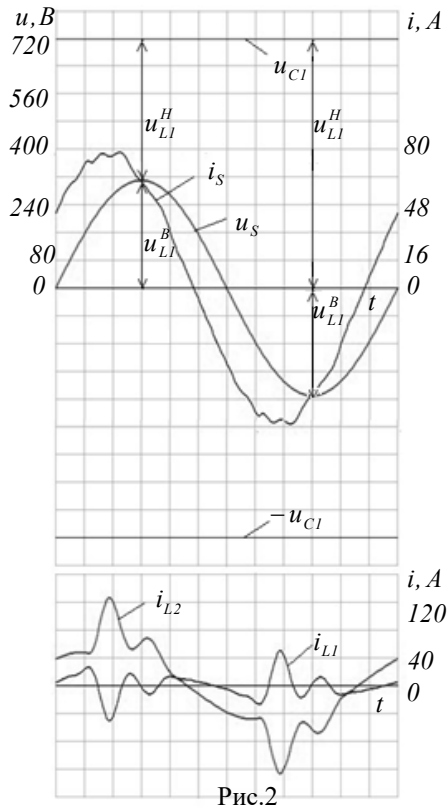


Рис.2

накопичення енергії – її віддача», «накопичення енергії – її віддача». Саме останній стан розглядається у цій роботі. Для його реалізації пропонується новий алгоритм роботи ключів мостового інвертора, який полягає у тому, що на інтервалі накопичення енергії вмикаються ключі  $K_1$  та  $K_4$ , а на інтервалі віддачі вмикаються ключі  $K_2$  та  $K_4$ . При цьому ключ  $K_3$  залишається незадіяним під час роботи, і він може бути вилучений зі схеми, тобто досягається зменшення на чверть кількості напівпровідникових елементів.

Комп'ютерне моделювання такої схеми було реалізовано в спеціалізованій програмі *Omega 2010*, розробленій в Інституті електродинаміки НАН України. Параметри схеми для моделювання обиралися для проведення порівняння АКФС з [9] за умови забезпечення рівності максимального амплітудного значення струму АКФС  $I_{L1 max} = 50$  А, ( $I_{L1 rms} = 16,91$  А) і були наступними: напруга живлення 230 В, частота напруги 50 Гц, потужність навантаження 10 кВт ( $U_H = 300 \pm 10\%$  В),  $L_1 = 3$  мГн та  $C_1 = 4700$  мкФ, ємність конденсатора фільтра  $C_f = 10000$  мкФ; LMC-фільтр, представлений реактором з індуктивностями  $L_2 = 3$  мГн,  $L_3 = 8$  мГн та конденсатором з ємністю  $C_2 = 170$  мкФ, має  $THDi = 30\%$ . В результаті проведеного моделювання було отримано епюри струмів через реактори  $L_1$  та  $L_2$  під час імпульсної модуляції, які наведено на рис. 2.

Як видно з рис. 2, струм  $i_{L2}$  на вході LMC-фільтра має значні спотворення у діапазоні  $x = \pi/6 - 5\pi/6$ , тому максимум частоти імпульсної модуляції має бути у цьому діапазоні. На інтервалі накопичення енергії, коли увімкнені ключі  $K_1$  та  $K_4$ , напруга на реакторі  $L_1$   $u_{L1}^H = U_{C1} - u_S$ . В режимі віддачі при увімкнених ключах  $K_2$  та  $K_4$  напруга на реакторі  $L_1$  дорівнює  $u_{L1}^B = u_S$ . Тривалість інтервалів накопичення  $\Delta T_H$  та віддачі  $\Delta T_B$  визначається наступними формулами  $\Delta T_H = L_1 \cdot \Delta I / u_{L1}^H$  та  $\Delta T_B = L_1 \cdot \Delta I / u_{L1}^B$ . Частота імпульсної модуляції визначається як

$$F_m = 1 / (\Delta T_H + \Delta T_B), \quad F_m = u_S (U_{C1} - u_S) / U_{C1} L_1 \cdot \Delta I.$$

Напруга мережі живлення змінюється відповідно формули  $u_S = U_m \sin \omega t$  і, за позначенням відношень  $U_m / U_{C1} = a$  та  $\omega t = x$ , частота імпульсної модуляції буде мати наступний вираз:

$$F_m = (U_{C1} / L_1 \cdot \Delta I) (a \sin x - a^2 \sin^2 x) \quad (1)$$

Формула (1) дає параболічний, неоднозначний по аргументу  $a$  характер зміни функції  $F_m$  і має максимальне значення за  $x = \pi/2$  та  $U_{C1} = 720$  В,  $L_1 = 3,0$  мГн,  $\Delta I = 6$  А,  $a = 0,5$

$$F_{max} = u_{C1} / 4L_1 \cdot \Delta I \quad (2)$$

Слід зазначити, що це значення  $F_{max} = 10$  кГц, отримане з формули (2), вдвічі менше за аналогічне

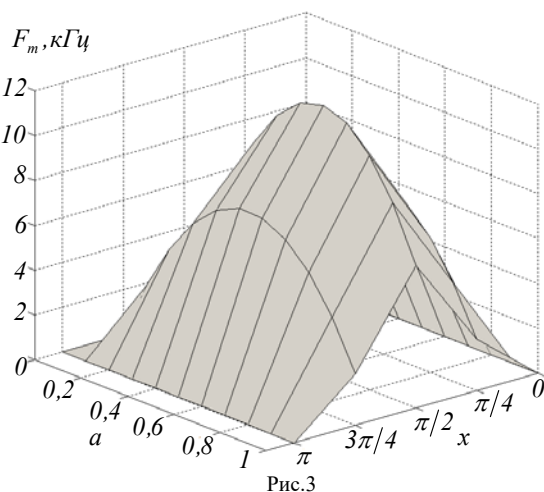


Рис.3



значення  $F_{max}=20$  кГц, що визначене за формулою  $F_{max} = u_{C1}/2L1 \cdot \Delta I$  за тих самих значеннях  $U_{C1}=720$  В,  $a=0,472$ ,  $L1=3,0$  мГн,  $\Delta I =6$  А. На рис. 3 та 4 відповідно показано поверхню відгуку функції  $F_m$  та графічну залежність зміни функції  $F_m/F_{max}$  за постійного значення  $a=0,5$ .

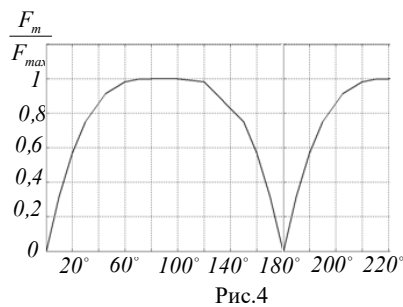


Рис.4

Для розрахунку втрат в магнітопроводі дроселя практичний інтерес представляє середнє значення частоти імпульсної модуляції  $F_S$  за період мережевої напруги. З (1) находимо

$$F_S = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F_m dx, \quad F_S = F_{max}(8a/\pi - 2a^2).$$

Для однофазного активного коректора форми струму за максимальної амплітуди напруги  $U_m=340$  В,  $U_{C1}=720$  В,  $a=0,5$ ,  $F_{max}=10$  кГц середня частота імпульсної модуляції складає  $F_S=7,73$  кГц. Це значення значно менше за частоту імпульсної модуляції, яка визначена, коли активний коректор форми струму працює в

стані реактора «накопичення – прискорена віддача енергії», який було розглянуто у роботі [9], і складає  $F_S=16,8$  кГц за  $U_m=340$  В,  $U_{C1}=720$  В,  $a=0,5$ .

З метою підвищення ефективності використання встановленої потужності АКФС у складі гібридного фільтра було досліджено можливість впливу на його показники зміни параметрів пасивного фільтра. Проведено моделювання зі скоригованими параметрами реакторів  $L2$  та  $L3$  за незмінного значення  $C2$  та початкових параметрів схеми (рис. 2). За  $L2=5,3$  мГн,  $L3=1,23$  мГн маємо  $THDi=12\%$ , а максимальне амплітудне значення струму АКФС склало  $I_{L1 max}=16,98$  А та діюче

$I_{L1 rms}=6,5$  А. Результати моделювання наведено на рис. 5, де  $i_{L1}$  та  $i_{L2}$  – струми АКФС та пасивного

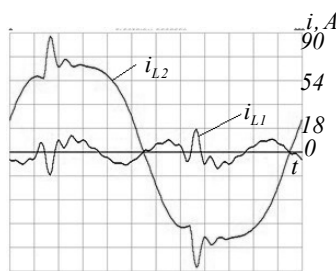


Рис.5

$LMC$ -фільтра відповідно. Ці значення струмів АКФС майже втричі менші за аналогічні (за тих же параметрах навантаження), коли використовувався АКФС з максимальним амплітудним значенням струму  $I_{L1 max}=50$  А, ( $I_{L1 rms}=16,91$  А) в поєднанні з  $LMC$ -фільтром, результати моделювання якого наведено на рис. 2. Потужність АКФС за рахунок нових обраних параметрів пасивного  $LMC$ -фільтра вдалося зменшити з 4 кВт до 1,5 кВт. Формулу (2) можна записати у наступному вигляді:  $F_{max} \cdot L1 = u_{C1}/4 \cdot \Delta I$ . З неї видно, що добуток

$F_{max} \cdot L1$  має розмірність опору і його доцільно розглядати як

внутрішній опір АКФС. В свою чергу, максимальна частота імпульсної модуляції  $F_{max}$  зумовлює втрати безпосередньо в транзисторах інвертора та у реакторі  $L1$ . Таким чином встановлено, що запропонований в цій роботі алгоритм переключення транзисторів інвертора дає змогу зменшити максимальну і середню частоту імпульсної модуляції вдвічі та втрати потужності у транзисторах інвертора на 62,5% в порівнянні з алгоритмом переключення, який був застосований у роботі [9]. Оптимізація параметрів у пасивному  $LMC$ -фільтрі дає змогу зменшити в три рази струм через елементи АКФС. Цей алгоритм можливо використовувати як в АКФС, так і в гібридному фільтрі.

*Роботу виконано за бюджетною темою «Розробка електронного та електротехнічного обладнання для нової технології плавлення та обробки скла та гірських порід індукційними струмами середнього діапазону частот» (шифр «Розплав»), номер держ. реєстрації 0117Г002584, КПКВК 6541030.*

1. Muhammad H. Rashid. Power Electronics Handbook. N.Y: Academic Press, 2001. 876 p.
2. Electromagneticcompatibility. Part 3-2: Limits. Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current >16A and ≤ 75A per phase. IEC 61000-3-12:2011.
3. Жаркін А.Ф., Палачов С.О., Новський В.О. Нормативно-правове регулювання якості напруги в електричних мережах з джерелами розосередженої генерації. Київ: Наш формат, 2018. 160 с.
4. Комаров М.С., Головка О.О., Булатов А.Ю., Подейко П.П. Энергозберігаючі технології в комп'ютерних класах та навчальних лабораторіях закладів освіти. Вісник КНУТД. 2013. № 6. С. 278-286.
5. Кулинич Ю.А., Духовников В.К. Активный компенсатор реактивной мощности как средство улучшения качества потребляемой энергии. Наука и транспорт. 2010. № 3 (28). С. 38-40.
6. Кучеренко Д.В., Сафронов П.С. Паралельный активный фильтр высших гармоник тока. Вісник НТУ «ХПИ». Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. 2013. № 18 (991). С. 41-46.

7. Стаценко О.В. Аналіз роботи паралельного активного коректора струму з релейним керуванням. *Вісник КНУТД*. 2015. № 5 (90). С. 113-117.
8. Bose B. K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall PTR, 2002. 711 p.
9. Комаров М.С., Спірін В.М., Губаревич В.М., Подейко П.П., Маруня Ю.В. Оптимізація електромагнітних вузлів –реакторів з різними матеріалами осердь для активних коректорів форми струму. *Електротехніка і електромеханіка*. 2016. № 4 (2). Спец. вип. Том 2. С. 71-74.
10. Волков І.В., Стяжкін В.П., Подейко П.П. Топологія фільтрокомпенсуючих пристроїв для покращення спектра вхідного струму джерел живлення в електротермічних установках із виробництва базальтового супертонкого волокна. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 6. С. 85-88.  
DOI: <https://doi.org/10.15.407/techned2018.06.085>

УДК 621.314

#### ОПТИМИЗАЦИЯ ЭЛЕМЕНТОВ АКТИВНОГО КОРРЕКТОРА ФОРМЫ ТОКА В СОСТАВЕ ГИБРИДНОГО ФИЛЬТРА АЛГОРИТМОМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ ИНВЕРТОРА

**В.М. Спири́н**, докт.техн.наук, **В.М. Губаревич**, канд.техн.наук, **П.П. Подейко**, канд.техн.наук, **Ю.В. Маруня**  
Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина,

e-mail: [sspirin@ied.org.ua](mailto:sspirin@ied.org.ua)

*Определен алгоритм переключения транзисторов инвертора активного корректора формы тока, который позволяет уменьшить максимальную частоту их переключения или индуктивность реактора инвертора активного корректора формы тока в гибридном фильтре, состоящем из каскадного соединения параллельного активного фильтра и последовательно-параллельного пассивного LMC-фильтра. Библиограф. 10, рис. 5.*

**Ключевые слова:** активный корректор формы тока, гибридный фильтр, инвертор.

#### OPTIMIZATION OF ACTIVE CORRECTOR ELEMENTS OF CURRENT FORM IN COMPOSITION OF HYBRID FILTER BY ALGORITHM OF SWITCHING OF INVERTER TRANSISTORS

**V.M. Spirin**, V.M. Gubarevich, P.P. Podieko, Yu.V. Marunya  
Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine,  
56, Peremohy Ave., Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: [sspirin@ied.org.ua](mailto:sspirin@ied.org.ua)

*The algorithm for switching transistors of the inverter of the active corrector of current form is defined, which allow to reduce the maximum frequency of their switching or the inductance of the reactor of the active corrector of current form in a hybrid filter, which consists of a cascade connection of a parallel active filter and a series-parallel passive LMC-filter. References 10, Figures 5.*

**Keywords:** active corrector of current form, hybrid filter, inverter.

1. Muhammad H. Rashid. *Power Electronics Handbook*. N.Y.: Academic Press, 2001. 876 p.
2. Electromagneticcompatibility. Part 3-2: Limits. Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input currents >16A and ≤ 75A per phase. IEC 61000.3.12:2011.
3. Zharkin A.F., Palachev S.O., Novsky V.A. *Regulatory regulation of voltage quality in electric networks with sources of dispersed generation*. Kyiv: Nash format, 2018. 160 p. (Ukr)
4. Komarov M.S., Golovko O.O., Bulatov A.Yu., Podyeko P.P. Energy-saving technologies in computer classrooms and educational labs in educational institutions. *Visnyk KNUVD*. 2013. No 6. Pp. 278-286. (Ukr)
5. Kulinich Yu.A., Dukhovnikov V.K. Active reactive power compensator as a means of improving the quality of energy consumed. *Nauka i Transport*. 2010. No 3 (28). Pp. 38-40. (Rus)
6. Kucherenko D.V., Safronov P.S. Parallel active filter of higher harmonics of current. *Visnyk NTU KhPI. Series: Novi rishennia v suchasnykh tekhnologiiakh*. 2013. No 18 (991). Pp.41-46. (Rus)
7. Statsenko O.V. Analysis of parallel active current corrector operation with relay control. *Visnyk KNUVD*. 2015. No 5 (90). Pp. 113-117. (Ukr)
8. Bose B. K.. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall PTR, 2002. 711 p.
9. Komarov M.S., Spirin V.M., Gubarevich V.M., Podyeko P.P., Marunya Yu.V. Optimization of electromagnetic units-reactors with different core materials for active correctors of current form. *Electrical Engineering and Electromechanics*. 2016. No 4 (2). Special edition. Vol. 2. Pp. 71-74. (Ukr)
10. Volkov I.V., Styazhkin V.P., Podyeko P.P. Topology of filter compensating devices for improving the input current range of power sources in electrothermal installations for the production of basalt superfine. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2018. No 6. Pp. 85-88. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15.407/techned2018.06.085>

Надійшла 28.02.2020

Остаточний варіант 21.05.2020

## ОСОБЛИВОСТІ СЕКЦІОНУВАННЯ ОБВИТКИ ТРАНСФОРМУЮЧОГО ЕЛЕМЕНТА ТРАНСФОРМАТОРНО-КЛЮЧОВОЇ ВИКОНАВЧОЇ СТРУКТУРИ У ВОЛЬТОДОДАВЧОМУ КАНАЛІ СИСТЕМИ ЖИВЛЕННЯ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

**К.О. Липківський\***, докт. техн. наук, **А.Г. Мажаровський\*\***, канд. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [lypkivskyk@ukr.net](mailto:lypkivskyk@ukr.net); [AnatMozhrvsk@ukr.net](mailto:AnatMozhrvsk@ukr.net)

*Одним з дієвих шляхів забезпечення унормованої роботи споживача електроенергії за нестабільного первинного джерела живлення є організація відповідного вольтододавчого каналу. В системі з джерелом постійного струму вольтододавання реалізується введенням послідовно з навантаженням випрямного напівпровідниково-го моста, у діагональ якого подається енергія змінного струму, рівень напруги якої цілеспрямовано змінюється відповідним перетворювачем з трансформаторно-ключовою виконавчою структурою (ТКВС). З метою досягнення високої ефективності використання ключових елементів ТКВС запропоновано покласти функції випрямлення та регулювання напруги на специфічний клас ТКВС – багаторівневий випрямляч, що складається з трансформатора та кінцевої множини паралельно з'єднаних пар послідовно з'єднаних тиристорів, спільні точки яких приєднуються до відповідних відводів секціонованої вторинної обвитки трансформатора. За дискретно-разового керування тиристорами реалізується необхідне регулювання рівнів напруги, що додається. Лінійність шкали цих рівнів забезпечується завдяки використанню запропонованого закону секціонування обвитки трансформатора. Для цієї системи електроживлення характерні малі втрати енергії у напівпровідникових елементах (одночасно працюють лише два тиристора), апріорно неможливо виникнення аварійних ситуацій під час переходів від одного рівня до іншого. Бібл. 14, табл. 3, рис. 3.*

**Ключові слова:** трансформаторно-ключова виконавча структура, системи живлення постійного струму, вольтододавчий канал, багаторівневий випрямляч, закон секціонування обвитки.

В системах електропостачання не завжди забезпечується необхідна узгодженість вимог конкретного споживача електроенергії (зокрема, щодо стабільності рівня напруги) з реальними умовами живлення. Якщо споживач приєднується до загальної електромережі (енергосистеми), ця неузгодженість є, переважно, наслідком втрат енергії у лінії з'єднання його з мережею, а в разі локальної системи живлення – нестабільної роботи автономного джерела енергії. Особливу гостроту ця проблема набуває у системах з відновлюваними джерелами енергії – ВДЕ (зокрема, сонячними та вітроустановками), які відзначаються практичною невичерпністю та екологічною чистотою, що сприяє поліпшенню екологічного стану і не призводить до зміни енергетичного балансу на планеті [1]. Останні десятиріччя відбувається стрімкий розвиток та розширення застосування різних типів ВДЕ [2]. Проте, апріорна залежність їхньої роботи від метеорологічних умов довкілля вимагає задля забезпечення унормованого функціонування системи енергопостачання застосування в ній певних технічних засобів, а саме – встановлення між споживачем і джерелами енергії відповідних узгоджувачих пристроїв (restorer, compensator [3, 4]), зокрема регуляторів та стабілізаторів напруги.

Найбільш доцільним вирішенням проблеми є організація в системі енергопостачання ВДЕ вольтододавчого каналу (ВДК), який живиться від стороннього джерела, або від "свого" ВДЕ (у разі незначного його "просідання") чи введеного у систему накопичувача енергії (акумуляторної батареї), що може заряджатися від цього ж ВДЕ в періоди генерування "надлишкової" (для даного споживача) енергії та віддавати йому накопичене за необхідності. Побудова ВДК в системах змінного [5, 6] та постійного струмів [7] відрізняється способом введення додаткової енергії: у перших – це включення послідовно з навантаженням вторинної обвитки вольтододавчого трансформатора, а у других ця обвитка вмикається у діагональ діодного випрямляча, інша діагональ якого увімкнена в коло силового струму.

Прикладом останнього є нещодавно запатентована система енергопостачання з ВДЕ [8], блок-схему якого наведено на рис. 1. У вольтододавчому каналі системи з інвертором (зазвичай, високочастотного), що живиться безпосередньо від ВДЕ з виходом на постійному струмі, енергія змінного струму передається на перетворювач напруги з трансформаторно-ключовою виконавчою структурою

– ТКВС [9], за західною термінологією – smart transformer [10]. (Відсутність зазначеного вище накопичувача та схеми інвертора свідчать, можна припустити, що автори основну увагу зосередили саме на вихідному каскаді ВДК). ТКВС складається з трансформатора (Тр), що має секціоновані обвитки, та двох напівпровідникових комутаторів: на первинній стороні трансформатора – з трьох пар зустрічно-паралельно з'єднаних тиристорів, а на вторинній – з двох аналогічних пар. За дискретно-разового керування (discrete time control [11]) цими тиристорами відповідною зміною – в разі потреби – коефіцієнтів трансформації Тр забезпечується функціонування ТКВС у 6 (3×2) штатних станах (режимах). Таким чином, рівень напруги змінного струму, що подається у діагональ діодного моста, можна цілеспрямовано змінювати у діапазоні  $\Delta U = 6\Delta U_1$ , де  $\Delta U_1$  – крок регулювання. Ця напруга після випрямлення додається до напруги генератора за її зниження, тобто досягається певне нівелювання відхилень вихідної напруги системи електропостачання з ВДЕ від номінального значення.

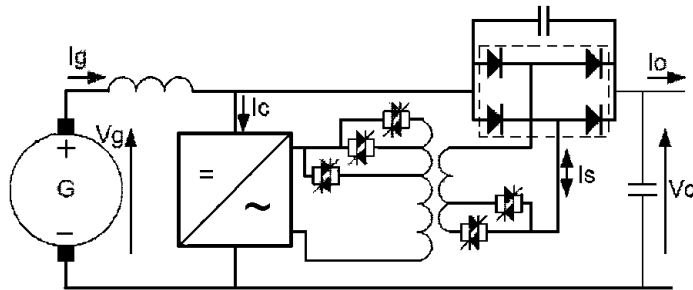


Рис. 1

За наявності низки позитивних якостей схемного рішення з [8] (простота побудови та керування, висока перевантажувальна здатність, відсутність високочастотних завад) не можна не відзначити й певні недоліки. У першу чергу, це невисоке значення коефіцієнта ефективності використання напівпровідникових приладів, який визначається співвідношенням необхідної (заданої) кількості рівнів напруги, що додається, (кількості станів ТКВС –  $J$ ) та необхідної для цього кількості напівпровідникових приладів (НПП) –  $F$  [12]. У [8] задіяно п'ять пар тиристорів ( $N=5 \times 2=10$ , де  $N$  – кількість тиристорів) та чотири діоди, тобто маємо  $K_e = J/F = 6/14 = 0,435$ , що не завжди може бути прийнятним. Крім того, тут одночасно працює чотири НПП (два тиристори та два діоди), що негативно позначається на загальних втратах енергії, існує ймовірність виникнення короткозамкнених витків в обвитці Тр за неузгодженого керування тиристорами у випадку, коли будуть одночасно увімкнені тиристори, приєднані до різних відводів Тр будь-якого з комутаторів.

У роботі [13] було запропоновано функції цілеспрямованої зміни рівня додаткової напруги та її випрямлення покласти на так званий багаторівневий випрямляч [14], який реалізує вольтододавання у тому ж діапазоні, але має лише вісім тиристорів та позбавлений діодів, тобто  $K_e = 6/8 = 0,75$ , що у 1,75 рази вище ніж у [8]. У такому випадку одночасно працює лише два напівпровідникових прилади, а будь-яка неузгодженість керування ними не призводить до аварійної ситуації. У [13] також відзначено теоретичну можливість варіювання (у бік збільшення) глибини регулювання вихідної напруги за заданого кроку зміни її рівня, або ж зменшення цього кроку (зменшення похибки) за заданої глибини шляхом збільшення кількості паралельно з'єднаних стійок  $S$  (поєднано з'єднаних пар тиристорів) випрямляча та відповідного збільшення кількості секцій вихідної обвитки Тр. Проте реалізація цього, аби уникнути простого недостатньо ефективного лінійного зростання  $J$  зі зростанням  $N$ , вимагає вирішення питання вибору більш прийняттого закону секціонування обвитки Тр.

**Метою** роботи є обґрунтування доцільності запропонованого закону секціонування обвитки трансформуючого елементу трансформаторно-ключової виконавчої структури у вольтододавчому каналі системи електроживлення постійного струму з позиції підвищення ефективності використання ключових елементів ТКВС – напівпровідникових приладів (тиристорів).

На рис. 2 зображено перетворювач напруги з трансформаторно-ключовою виконавчою структурою в узагальненому вигляді – з  $S$  стійками (з  $N=2S$  тиристорами) та  $M$  секціями вторинної обвитки Тр ( $M=S-1$ ). Під час вмикання будь-якої однієї стійки відбувається пряма (безпосередня) передача (т.зв. "транзит") енергії від генератора постійного струму ВДЕ до споживача. Вмикання двох будь-яких стійок вводить у дію секцію або групу секцій, приєднаних до їхніх спільних точок. Варіювання одночасно працюючих пар стійок дає змогу в разі потреби цілеспрямовано змінювати рівень випрямленої напруги, що додається, до напруги генератора ВДЕ. (Слід ще раз підкреслити, що за випадкового одночасного відкриття тиристорів трьох чи більше стійок відбудеться лише незапланована короткочасна зміна рівня напруги в межах діапазону її регулювання). Весь діапазон регулювання напруги  $\Delta U$ , що додається, складається з  $J$  однакових піддіапазонів –  $\Delta U = J\Delta U_1$ .

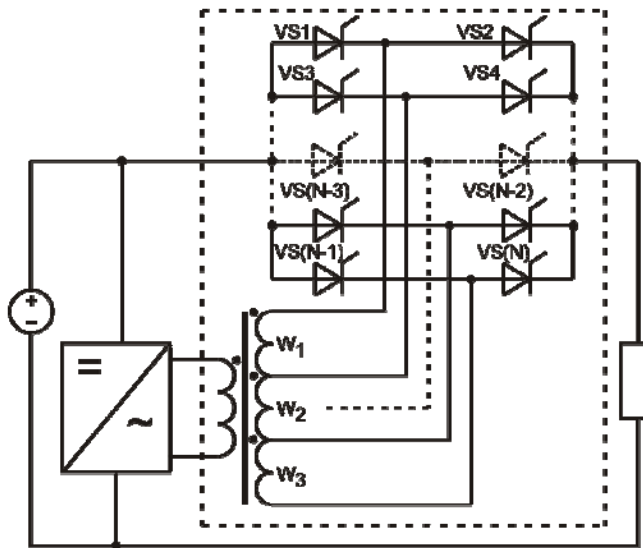


Рис. 2

ницю, тобто доцільно виконувати секції різними (з врахуванням (п.п. 1, 2), з різними кількостями витків, розрахованими на струм навантаження).

Аналіз множини варіантів секціонування обвитки  $T_r$  було розпочато зі згаданого вище простого випадку – ТКВС, що має чотири стійки (8 тиристорів), три секції ( $M=3$ ) та забезпечує реалізацію шести рівнів напруги, що додається ( $J=6$ ). У ній задля виконання умов п.п. 1, 2 було обрано такі співвідношення витків та розміщення трьох секцій  $W_a:W_b:W_c = W_a^*:W_b^*:W_c^*=2:3:1$ , де  $W_a^*=W_a/W_c, W_b^*=W_b/W_c, W_c^*=W_c/W_c=1$  (у двох інших теоретично можливих варіантах розміщення секцій – 3:2:1 або 2:1:3 – "випадають", відповідно, 4-й та 5-й рівень). У разі збільшення кількості стійок до 5 (секцій – до 4) однакової кращий результат –  $J=9$  показали два варіанти секціонування –  $W_a^*:W_b^*:W_c^*:W_d^*=2:3:3:1$  (тут  $W_c^*=W_d^*=3$ ) та 3:4:1:1 (тут  $W_c^*=W_d^*=1$ ).

Результати подальшого покрокового збільшення кількості стійок та секцій обвитки й поступового ускладнення задачі згідно з методом індукції (одержання загального висновку на основі аналізу окремих фактів) ілюструють дані, наведені у табл. 1. З їхнього аналізу випливає, що у разі секціонування:

Таблиця 1

N	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26				
S	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13				
M	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12				
$W_1^*$	2	2	3	3	4	4	4	5	5	6	6	7		
$W_2^*$	3	3	4	4	5	5	5	6	6	7	7	8		
$W_3^*$	1	3	1	4	4	5	5	6	6	7	7	8		
	-	1	1	1	4	1	5	5	6	6	7	7	8	
	-	-	-	1	1	1	1	5	1	6	6	7	7	8
	-	-	-	-	1	1	1	1	1	6	1	7	7	8
	-	-	-	-	-	1	1	1	1	1	1	7	1	
	-	-	-	-	-	-	1	1	1	1	1	1	1	
	-	-	-	-	-	-	-	1	1	1	1	1	1	
	-	-	-	-	-	-	-	-	1	1	1	1	1	
	-	-	-	-	-	-	-	-	-	1	1	1	1	
	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	1	1	1	
J	6	9	13	17	22	27	33	39	46	53				

$m_2$ ) та  $W_1$ , кількість витків у якій дорівнює різниці витків  $W_2$  та  $W_3$  (така секція тільки одна, тобто  $m_1=1$ );

Під час синтезу закону секціонування вихідної обвитки трансформуючого елемента ТКВС виходимо з таких міркувань.

1. Щонайменше одна з секцій розраховується на напругу, що відповідає кроку регулювання. Задля зручності аналізу саме по напрузі на цій секції й відповідно кількості її витків нормуються напруги та кількості витків інших секцій.

2. Сумарне значення напруг всіх секцій повинно дорівнювати діапазону регулювання. Шкала  $J$  рівнів напруги, що додається, повинна бути лінійною, тобто  $\Delta U_{j+1}=\Delta U_j+\Delta U_0$  ( $j=1, (J-1)$ ).

3. За однаковості за витками всіх секцій ефективність використання ключових напівпровідникових елементів ТКВС – найнижча: у разі додавання однієї стійки тиристорів, ( $i$ , відповідно, однієї секції) кількість рівнів зростає на одиницю.

випливає:

– кількість можливих варіантів зростає за збільшенням кількості тиристорів випрямляча, а кількість прийнятних (оптимальних з точки зору рівня ефективності використання напівпровідникових приладів) залишається незмінною – один варіант для парної кількості стійок та два – для непарної кількості стійок;

– можна обмежитися тільки трьома типами секцій:  $W_3$  з мінімальною кількістю витків, що визначається напругою кроку регулювання (кількість таких секцій позначено через  $m_3$ ),  $W_2$  з максимальною кількістю витків (їхню кількість позначено через

– за парного значення кількості стійок завжди чисельно  $W_2^* = S/2$ , а за непарного відносна "вага" першої секції обирається такою самою, як у однієї з "дотичних" парних – або як у попередньої  $(S-1)$  парної – позначимо це як варіант I, або як у наступної  $(S+1)$  парної – варіант II;

– між кількістю стійок  $S$  ( $S=2N$ ), кількістю секцій  $M$  ( $M=m_1+m_2+m_3$ ) та кількістю  $J$  можливих рівнів напруги, що додається (кількість робочих станів системи), існують певні взаємозалежності, які задля узагальнення підходу до секціонування вторинної обвитки Тр у такій ТКВС доцільно визначити та представити у аналітичній формі.

Аналіз вже перших п'яти кроків варіювання кількості стійок ( $S=4 \rightarrow 5 \rightarrow 6 \rightarrow 7 \rightarrow 8$ ) дав змогу сформулювати емпіричні залежності параметрів секцій (тобто закон секціонування обвитки) –  $W_i^* = f(S)$ ,  $m_i = f(S)$  та кількості рівнів  $J = f(S)$ , що зведені у табл. 2. Ці залежності є різними для двох варіантів (I та

II) вибору секціонування обвитки за непарної кількості стійок, проте залежність  $J = \sum_{i=1}^3 m_i W_i = f(S)$  є

**Таблиця 2**

i	S – парне + I варіант S непарних			S – парне + II варіант S непарних		
	$m_i$	$W_i^*$	$m_i W_i^*$	$m_i W_i^*$	$W_i^*$	$m_i$
1	1	$\frac{2S-1+(-1)^s}{4}$	$\frac{2S-1+(-1)^s}{4}$	$\frac{2S+1-(-1)^s}{4}$	$\frac{2S+1-(-1)^s}{4}$	1
2	$\frac{2S-3-(-1)^s}{4}$	$\frac{2S+3-(-1)^s}{4}$	$\frac{2S^2-5-3(-1)^s}{8}$	$\frac{2S^2-13+5(-1)^s}{8}$	$\frac{2S+5-(-1)^s}{4}$	$\frac{2S-5+(-1)^s}{4}$
3	$\frac{2S-5+(-1)^s}{4}$	1	$\frac{2S-5+(-1)^s}{4}$	$\frac{2S-3-(-1)^s}{4}$	1	$\frac{2S-3-(-1)^s}{4}$
J	$\sum_{i=1}^3 m_i W_i^* = \frac{2(S+2)^2 - 25 + (-1)^s}{8}$					

однаковою для обох варіантів. У цьому разі похибка встановлення рівня напруги  $\Delta U_n$  дорівнює половині напруги кроку регулювання

$$\Delta U_n = \frac{\Delta U_1}{2} = \frac{\Delta U}{2J} = \frac{4\Delta U}{2(S+2)^2 - 25 + (-1)^s}. \quad (1)$$

З використанням запропонованого закону секціонування вихідної обвитки Тр цього типу ТКВС було визначено конкретні параметри секцій за будь-якого подальшого – в разі потреби – збільшення кількості секцій випрямляча (у табл. 1 наведено дані до  $S=13$  з  $J=53$ ). Хоча зазвичай (зокрема, й у іноземних патентах та публікаціях) не вводяться обмеження на кількість напівпровідникових приладів у пристрої, на практиці переважно достатньо залучення 20-30 тиристорів, що дає змогу в нашому випадку цілеспрямовано змінювати рівень напруги, яка додається, з похибкою  $\pm(1,5...0,725)\%$  від повного діапазону її регулювання.

Коефіцієнт ефективності використання напівпровідникових приладів ТКВС згідно табл. 2 (переходимо від кількості стійок  $S$  до кількості тиристорів  $N$ ) дорівнює

$$K_e = \frac{J}{N} = \frac{(N+4)^2 - 50 + 2(-1)^{0,5N}}{16N}. \quad (2)$$

Графіки на рис. 3 наочно підтверджують задекларовану раніше суттєву перевагу за цим показником розглянутої в цій статті узагальненої ТКВС у складі вольтододавчого каналу системи електроживлення постійного струму. Крива 1 відповідає значенням  $K_e$ , отриманим за формулою (2), а криві 2 та 3 – значенням  $K_e$  для технічного рішення [8]; крива 2 враховує наявність діодів, тобто  $K_e = f(F)$ , а крива 3 не враховує, тобто  $K_e = f(N)$ . Дві останні криві побудовані для доцільних співвідношень тиристорів у вхідному та вихідному контурах Тр –  $N_1:N_2 = 6:4; 6:6; 8:6; 8:8; 10:8; 10:10; 12:10; 12:12; 14:12$ . Задля конкретики на графіку точками  $T_1, T_2, T_3$  позначено варіант реалізації 9 рівнів напруги: для  $T_1$  маємо  $N=10$ , тобто  $K_{e1}=0,9$ ; для  $T_2 - F=16 > 10$ , тобто  $K_{e2}=0,435 \ll K_{e1}$ ; для  $T_3 - N=12 > 10$ , тобто  $K_{e3}=0,75 < K_{e1}$ .

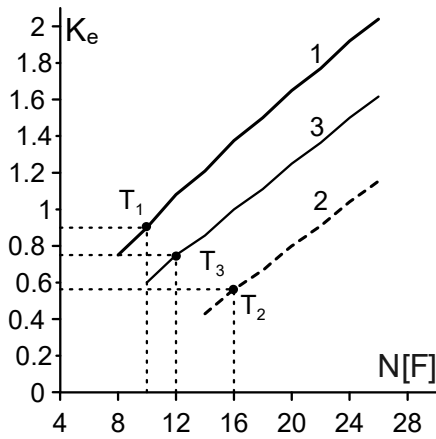


Рис. 3

До особливостей запропонованого секціонування можна віднести те, що у разі переходу від структури з  $S$  стійками до структури з  $(S+1)$  стійками зростання кількості рівнів напруги залежить від того, парним чи непарним було початкове значення  $S$ . Якщо  $S$  парне (4, 6, 8...), то  $J_{S+1}-J_S=(S+2)/2$ , якщо непарне (5, 7, 9...), то  $J_{S+1}-J_S=(S+3)/2$ . А от різниця  $(J_{S+1}-J_S)$  незалежно від того, парне чи непарне  $S$ , однакова й дорівнює  $(S+3)$ .

Ще одна особливість полягає у тому, що будь-яка реалізація ТКВС буде відзначатися певною надлишковістю її можливостей. Формули у табл. 2 дають змогу визначити (розрахувати) параметри секцій ("вагу" – нормоване значення, кількість, розміщення у складі обвитки) для будь-якої кількості тиристорних стійок  $S$  у багаторівневому випрямлячі, а також значення максимально можливої кількості рівнів напруги, що можна забезпечити структурою з такою кількістю стійок  $S$ . На практиці зазвичай задаються діапазоном регулювання напруги, що додається  $\Delta U_3$ , та напруга кроку регулювання  $\Delta U_{1\zeta}$ , яку доцільно нормувати по  $\Delta U_3 - \Delta U_{1\zeta}^* = \Delta U_{1\zeta} / \Delta U_3$ . При цьому необхідна кількість рівнів  $J_n = 1 / \Delta U_{1\zeta}^*$ . Внаслідок дискретності залежності  $J=f(S)$  треба обирати фактичне значення кількості стійок  $S_\phi$  таким чином, аби  $J_\phi \geq J_n$ . З рівняння (1) знаходимо

$$S_\phi \geq 2(\sqrt{J_i + 3} - 1). \quad (2)$$

Таблиця 3

$\Delta U_{1\zeta}^*$	$J_n$	$2(\sqrt{J_i + 3} - 1)$	$S_\phi$	$J_\phi$	$\Delta U_{1\zeta}^*$	$\Delta U_{1\zeta}^* / \Delta U_3$
10	10	5,2	6	13	7,7	0,77
5	20	7,8	8	22	4,55	0,91
3,3	30	9,5	10	33	3,03	0,92
2,5	40	11,1	12	46	2,17	0,87
2,0	50	12,6	13	53	1,88	0,94

У табл. 3 наведено кілька прикладів визначення  $S_\phi$ ,  $J_\phi$  та  $\Delta U_{1\zeta}^*$  (фактичний нормований крок регулювання), які ілюструють цю особливість. Як видно, надлишковість, що виникає за практичної реалізації секціонування обвитки ТР, не призводить до суттєвого збільшення кількості стійок. Деяке зменшення фактичного кроку зміни напруги дає в результаті відповідне зменшення фактичної похибки регулювання.

(Слід зауважити, що подібна надлишковість притаманна й іншим варіантам побудови ТКВС. Так у схемному рішенні [8] ряд рівнів, що визначається законом  $J=N_1N_2$ , буде для  $N=N_1+N_2=10 \div 26$  мати такий вигляд  $J=6, 9, 12, 16, 20, 25, 30, 36, 42$ ).

Таким чином, запропоноване суміщення функцій регулювання та випрямлення напруги у трансформаторно-ключовій виконавчій структурі вихідного каскаду вольтододавчого каналу системи живлення постійного струму та оригінальний закон секціонування вторинної обвитки трансформатора ТКВС дали змогу суттєво зменшити кількість напівпровідникових приладів задля досягнення потрібної кількості рівнів напруги, що додається, вдвічі зменшити втрати у цих приладах та виключити можливість виникнення аварійної ситуації через їхню комутацію.

*Роботу виконано за НДР "Бар'єр-2" (Розділ "Розвиток та узагальнення теорії трансформаторно-ключових виконавчих структур (ТКВС) перетворювачів напруги з урахуванням багатоваріантності схемотехнічних рішень та мультифізичності процесів"), державний реєстраційний номер 0117U007714 (КПКВК 6541030).*

1. Кириленко О.В., Павловський В.В., Лук'яненко Л.М., Трач І.В. Проблеми інтеграції відновлюваних джерел електроенергії в слабкі електричні мережі. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 5. С. 25–26.

2. Statistics Time Series.

URL: <https://www.irena.org/Statistics/View-Data-by-Topic/Capacity-and-Generation/Statistics-Time-Series> (дата звернення 03.07.2020)

3. Mohammad Sarvi, Haniyeh Marefatjou. Compensation of Voltage Single-Phase SAG and SWELL Using Dynamic Voltage Restorer and Difference Per-Unit Value Method. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*. 2013. Vol. 3. No 1. Pp. 83-92.

4. Santilio F.P., Silva T.V., Oliveira J.C., Barbosa J.A.F. A computational and experimental performance analysis of an electromagnetic voltage regulator proposal throughout controlled series voltage injection. *Renewable Energies and Power Quality Journal (RE&PQJ)*. 2012. Vol. 1. No 10. Pp. 767-772.  
DOI: <https://doi.org/10.24084/repqj10.465>
5. Young Choon Chung, Alternating current power control device. Patent US No 5808454, 1998.
6. Липківський К.О., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Пристрій для регулювання величини напруги змінного струму. Патент України на корисну модель № 67805, 2012.
7. Timothy F. Glennon, Byron R. Mehl. Regulated AC/DC converter. Patent US No 4739466, 1988.
8. Allan David Crane, Warren Mark Blewi. Power converters. Patent US No 9800161B2, 2017.
9. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. К.: Наукова думка, 1983. 216 с.
10. Willems W., Vandoornt T.L., De Kooning J. D., Vandeveld L. Development of a smart transformer to control the power exchange of a microgrid. 4<sup>th</sup> International Conf. *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT - Europe 2013)*. At Lyngby, Denmark. 6-9 Oct. 2013. Pp. 1–5.  
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/ISGTEurope.2013.6695300>
11. Bimal, K Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. *IEEE Power Electronics Society Newsletter Fourth Quarter*. 2007. Vol. 19. No 4. Pp. 11–20.
12. Липковский К.А. Исполнительный орган дискретного стабилизатора напряжения переменного тока с декомпозицией ключевых элементов коммутатора. *Технічна електродинаміка*. 2006. № 2. С. 35–41.
13. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Організація вольтодобавочного каналу в структурі відновлюваного джерела енергії постійного струму. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 5. С. 31–34.  
DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.031>
14. Липковский К.А., Озерянский А.А., Градоблянский В.М. Особенности построения трансформаторно-тиристорных регуляторов выпрямленного напряжения. Методы и средства преобразования параметров электрической энергии. К.: Наукова думка. 1977. С. 24–28.

УДК 621.314

#### ОСОБЕННОСТИ СЕКЦИОНИРОВАНИЯ ВИТКОВ ТРАНСФОРМИРУЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА ТРАНСФОРМАТОРНО-КЛЮЧЕВОЙ ИСПОЛНИТЕЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ В ВОЛЬТОДОБАВОЧНОМ КАНАЛЕ СИСТЕМЫ ПИТАНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

**К.А. Липковский**, докт. техн. наук, **А.Г. Можаровский**, канд. техн. наук  
Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.  
E-mail: [lypkivskyk@ukr.net](mailto:lypkivskyk@ukr.net); [AnatMozhrvsk@ukr.net](mailto:AnatMozhrvsk@ukr.net)

*Одним из действенных путей обеспечения нормированной работы потребителя электроэнергии при нестабильном первичном источнике питания является организация соответствующего вольтодобавочного канала. В системе с источником постоянного тока вольтодобавление реализуется введением последовательно с нагрузкой выпрямительного полупроводникового моста, в диагональ которого подается энергия переменного тока, уровень напряжения которой целенаправленно меняется соответствующим преобразователем с трансформаторно-ключевой исполнительной структурой (ТКИС). Для достижения высокой эффективности использования ключевых элементов ТКИС предложено возложить функции выпрямления и регулирования напряжения на специфический класс ТКИС – многоуровневый выпрямитель, состоящий из трансформатора и конечного множества параллельно соединенных пар последовательно соединенных тиристоров, обитые точки которых присоединяются к соответствующим отводам секционированной вторичной обмотки трансформатора. При дискретно-разовом управлении тиристорами реализуется необходимое регулирование прибавляемых уровней напряжения. Линейность шкалы этих уровней обеспечивается предложенным законом секционирования обмотки трансформатора. Для такой системы электропитания характерны малые потери энергии в полупроводниковых элементах (одновременно работают только два тиристора), априорная невозможность возникновения аварийных ситуаций при переходах от одного уровня к другому.* Библ. 14, табл. 3, рис. 3.

**Ключевые слова:** трансформаторно-ключевая исполнительная структура, системы питания постоянного тока, вольтодобавочный канал, многоуровневый выпрямитель, закон секционирования обмотки.



## FEATURES OF SECTIONING THE TURNS OF THE TRANSFORMING ELEMENT OF THE TRANSFORMER-KEY ACTUATING STRUCTURE IN THE BOOST CHANNEL OF THE DC POWER SYSTEM

K.O. Lypkivskiy, A.G. Mozharovskiy  
Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine  
Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.  
E-mail: [lypkivskyk@ukr.net](mailto:lypkivskyk@ukr.net); [AnatMozhrvsk@ukr.net](mailto:AnatMozhrvsk@ukr.net)

One of the effective ways to ensure the normalized operation of the electricity consumer with an unstable primary power source is the organization of the corresponding voltage supply channel. In a system with a direct current source, the voltage supply is implemented by introducing a rectifier semiconductor bridge in series with the load, into the diagonal of which AC energy is supplied, the voltage level of which is purposefully changed by a corresponding converter with a transformer- and-switches executive structure (TSES). To achieve high efficiency of the use of key elements of TSVS, it is proposed to assign the functions of rectification and voltage regulation to a specific class of TSES – a multi-level rectifier consisting of a transformer and a finite set of parallel connected pairs of serially connected thyristors, the common points of which are connected to the corresponding taps of the sectioned secondary turns of the transformer. By discrete-time control of thyristors, it is necessary to regulate voltage levels, it is attached. The linearity of the scale of these levels is ensured by the proposed transformer sectioning law. This power supply system is characterized by small energy losses in semiconductor elements (only two thyristors work at a time), and the a priori impossibility of emergency situations during transitions from one level to another. References 14, tables 3, figures 3.

**Key words:** transformer-and-switches executive structure, DC power systems, booster channel, multi-level rectifier, winding sectioning law.

1 Kyrylenko O.V., Pavlovsky V.V., Lukanenko L.M., Trach I.V. Problems of integration of renewable energy sources into weak electric grids. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 5. Pp. 25–26. (Ukr)

2. Statistics Time Series.

URL: <https://www.irena.org/Statistics/View-Data-by-Topic/Capacity-and-Generation/Statistics-Time-Series>  
(Accessed at 03.07.2020).

3. Mohammad Sarvi, Haniyeh Marefatjou. Compensation of Voltage Single-Phase SAG and SWELL Using Dynamic Voltage Restorer and Difference Per-Unit Value Method. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*. 2013. Vol. 3. No 1. Pp. 83-92.

4. Santilio F.P., Silva T.V., Oliveira J.C., Barbosa J.A.F. A computational and experimental performance analysis of an electromagnetic voltage regulator proposal throughout controlled series voltage injection. *Renewable Energies and Power Quality Journal (RE&PQJ)*. 2012. Vol. 1. No 10. Pp. 767-772.  
DOI: <https://doi.org/10.24084/repqj10.465>

5. Young Choon Chung, Alternating current power control device. Patent US No 5808454, 1998.

6. Lypkivskiy K.O., Khalikov V.A., Mozharovskiy A.G. Device for regulating the magnitude of AC voltage. Patent UA No 67805, 2012. (Ukr)

7. Timothy F. Glennon, Byron R. Mehl. Regulated AC/DC converter. Patent US No4739466, 1988.

8. Allan David Crane, Warren Mark Blewi. Power converters. Patent US No 9800161B2, 2017.

9. Lypkivskiy K.O. Transformer-and-Switches Executive Structures of Alternating Current Voltage Converters. Kiev: Naukova Dumka, 1983. 216 p. (Rus).

10. Willems W., Vandoorn T.L., De Kooning, J. D., Vandeveldel L., Development of a smart transformer to control the power exchange of a microgrid. 4<sup>th</sup> International Conf. *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT - Europe 2013)*. At Lyngby, Denmark. 6-9 Oct. 2013. Pp. 1–5.

DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/ISGTEurope.2013.6695300>

11. Bimal K Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. *IEEE Power Electronics Society Newsletter Fourth Quarter*. 2007. Vol. 19. No 4. Pp. 11–20.

12. Lypkivskiy K.O. Executive body of discrete AC voltage stabilizer with decomposition of key switch elements. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2006. No 2. Pp. 35–41. (Rus)

13. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G. Organization of a boost channel in the structure of a renewable DC energy source. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 31–34. (Ukr)

DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.031>

14. Lypkovskiy K.A., Ozerianskyi A.A., Gradoblianskyi V.M. Features of the construction of transformer-thyristor regulators of rectified voltage. *Methods and means of converting electrical energy parameters*. Kiev: Naukova Dumka, 1977. Pp. 24–28. (Rus)

Надійшла: 08.07.2020

## ОСОБЛИВОСТІ ВИМІРЮВАННЯ ТА ЕФЕКТИВНОГО ПРИТЛУМЛЕННЯ НАПРУГИ КОНДУКТИВНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД ВІД ТРАНЗИСТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НАПРУГИ

**В.К. Гурін\***, канд. техн. наук, **В.О. Павловський\*\***, канд. техн. наук,  
**О.М. Юрченко\*\*\***, докт. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: [yuon@ied.org.ua](mailto:yuon@ied.org.ua)

*У роботі розглянуто перетворювачі напруги як генератори неумисних кондуктивних електромагнітних завад (НКЕМЗ). Досліджено особливості стандартної методики вимірів НКЕМЗ від перетворювачів і показано, що вона дає змогу виміряти лише сумарний рівень завади, який може бути одним і тим же за зовсім різних співвідношень між симетричною та несиметричною складовими НКЕМЗ. Це призводить до неефективного використання засобів задля зменшення сумарної завади від перетворювачів до допустимого рівня, тому що різне співвідношення між згаданими вище складовими сумарної завади потребує різних засобів задля зменшення сумарної завади. У роботі запропоновано доповнити стандартну методику вимірів завад від перетворювачів двома додатковими вимірами на частотах, де сумарна завада перевищує допустимий рівень, з використанням під час першого виміру електромережного протизавадного фільтра (ЕПФ), який ефективно притлумлює тільки симетричну заваду, і під час другого виміру – ЕПФ, який ефективно притлумлює тільки несиметричну заваду. Показано, що ці два додаткових виміри дозволяють визначити симетричну та несиметричну складові сумарної завади від перетворювачів. Саме це дає змогу гарантовано зменшити сумарну заваду до допустимого рівня з мінімальними витратами матеріалів і коштів. Бібл. 6.*

**Ключові слова:** кондуктивні завади, еквівалент мережі, протизавадний фільтр.

Як відомо [1, 4], транзисторні перетворювачі напруги є генераторами неумисних кондуктивних електромагнітних завад (НКЕМЗ), які поступають в мережу електроживлення та до споживача, що живиться від перетворювача. Задля перевірки «електромагнітної екологічності» перетворювача необхідно виміряти рівень НКЕМЗ, генерованих перетворювачем, і якщо рівень завад на тих чи інших частотах регламентованого діапазону перевищує «планку» гранично допустимого рівня, вжити необхідних заходів задля зменшення напруги НКЕМЗ.

Методику вимірювання НКЕМЗ та гранично допустимий рівень завад описано в багатьох технічних та нормативних документах, зокрема у Національному стандарті України [2]. Ця методика передбачає використання стандартних еквівалента мережі (ЕМ) та вимірювача завад.

Особливість стандартного ЕМ полягає в тому, що він подає на вхід вимірювача сумарний рівень НКЕМЗ, який складається з арифметичної суми симетричної та несиметричної напруг завади у разі синфазності цих напруг [1], або, у більш загальному випадку, являє собою модуль сумарної напруги  $U_{\text{сум}}^{(2)}$ , якщо згадані напруги є вузькосмуговими, квазігармонічними та незалежними випадковими процесами [5], тобто

$$U_{\text{сум}}^{(2)} = \sqrt{[U_{\text{сум}}^{(\text{сим})}]^2 + [U_{\text{сум}}^{(\text{нес})}]^2}, \quad (1)$$

де  $U_{\text{сум}}^{(2)}$  – середньоквадратичне значення сумарної напруги НКЕМЗ на електромережних контактах перетворювача;  $U_{\text{сум}}^{(\text{сим})}$  та  $U_{\text{сум}}^{(\text{нес})}$  – середньоквадратичні значення напруги, відповідно, симетричної і несиметричної складових НКЕМЗ на тих же контактах.

Якщо виміряне значення  $U_{\text{сум}}^{(2)}$  перевищує згадану вище «планку», то необхідно зменшувати цю напругу. Але проблема полягає в тому, що, як видно з виразу (1), одній і тій же напрузі  $U_{\text{сум}}^{(2)}$  можуть відповідати три зовсім різні співвідношення між  $U_{\text{сум}}^{(\text{сим})}$  та  $U_{\text{сум}}^{(\text{нес})}$ :  $U_{\text{сум}}^{(\text{сим})} \ll U_{\text{сум}}^{(\text{нес})}$ ,  $U_{\text{сум}}^{(\text{сим})} \approx U_{\text{сум}}^{(\text{нес})}$ ,

$U_{\text{ВІВК}}^{(\text{СІМТ})} \gg U_{\text{ВІВК}}^{(\text{НС})}$ . Для кожного з цих співвідношень потрібен спеціалізований засіб зменшення НКЕМЗ. Як правило, в якості такого засобу використовують електромережний протизавадний фільтр (ЕПФ); тоді для першого співвідношення потрібен ЕПФ, який ефективно зменшує напругу несиметричної завади, для другого – ЕПФ, який ефективно зменшує напругу обох її складових, для третього – ЕПФ, який ефективно зменшує напругу симетричної завади. Відомо [1, 6], що ЕПФ для кожного з цих випадків має свою власну структуру, схему ЕЗ і конструкцію. Тому задля гарантованого зменшення сумарної завади від конкретного транзисторного перетворювача до рівня, регламентованого нормативними документами, необхідно, крім сумарної напруги, додатково знати симетричну та несиметричну складові цієї завади, але згадані складові неможливо одержати в результаті вимірів НКЕМЗ по стандартній методиці.

**Мета роботи:** удосконалення стандартної методики вимірів НКЕМЗ від перетворювачів напруги задля забезпечення гарантованого зменшення завад до допустимого рівня з мінімальними витратами матеріалів і коштів.

Для синфазних напруг симетричної та несиметричної завад у роботі [1] запропоновано спосіб їхнього визначення шляхом доповнення стандартного ЕМ резистивною або трансформаторною схемами притлумлення симетричної або несиметричної складових сумарної завади від перетворювача. Проте, якщо обидві складові завади є випадковими процесами з випадковими початковими фазами, то резистивні або трансформаторні схеми притлумлення, які працюють на арифметичному додаванні або відніманні двох гармонічних напруг, можуть різко зменшити притлумлення одної або другої складової сумарної завади, що значно збільшить похибку визначення цих складових. Крім того, доповнення стандартного ЕМ згаданими вище схемами притлумлення перетворює його у нестандартний пристрій і потребує подальшої метрологічної легалізації. Тому, як схему притлумлення симетричної або несиметричної складової доцільно використовувати пристрої, притлумлення яких не залежить від початкових фаз напруг і використання яких не потребує вносити зміни у схему та конструкцію стандартного ЕМ.

Такими пристроями є ЕПФ. Відносно нескладно розробити та виготовити ЕПФ<sub>СІМТ</sub> задля притлумлення напруги тільки симетричної завади або ЕПФ<sub>НС</sub> задля притлумлення напруги тільки несиметричної завади. Тоді стандартну методику вимірювання завад від перетворювача доцільно доповнити ще двома вимірами: першим – з ЕПФ<sub>СІМТ</sub> між ЕМ та перетворювачем і другим – з ЕПФ<sub>НС</sub> між тими ж пристроями; в результаті одержимо шукані складові  $U_{\text{ВІВК}}^{(\text{СІМТ})}$  і  $U_{\text{ВІВК}}^{(\text{НС})}$  сумарної завади  $U_{\text{ВІВК}}^{(\Sigma)}$ . Зрозуміло, що додаткові виміри потрібно проводити тільки на тих частотах, де зафіксовано перевищення сумарної напруги завади над «планкою» гранично допустимого рівня.

Знаючи симетричну та несиметричну складові сумарної завади, можна сформулювати вимоги до загасання, яке ЕПФ повинен вносити у згадані складові напруги завади від перетворювача; така інформація дасть змогу побудувати ЕПФ, який гарантовано зменшить сумарну НКЕМЗ від перетворювача до необхідного рівня.

З цією метою проаналізуємо вираз (1). Якщо у цьому виразі тим чи іншим способом зменшити напругу симетричної завади у  $d_{\text{СІМТ}}$  разів, то зменшена напруга цієї завади  $U_{\text{ВІВК}}^{(\text{СІМТ})} = U_{\text{ВІВК}}^{(\text{СІМТ})} / d_{\text{СІМТ}}$ ; якщо у  $d_{\text{НС}}$  разів зменшити напругу несиметричної завади, то зменшена її напруга  $U_{\text{ВІВК}}^{(\text{НС})} = U_{\text{ВІВК}}^{(\text{НС})} / d_{\text{НС}}$ .

Поставимо умову, щоб зменшена напруга завад від перетворювача на вході вимірювача не перевищувала допустимий нормативними документами граничний рівень  $U_{\text{ПЛ}}$  сумарної НКЕМЗ від перетворювача. Тоді вираз (1) можна записати у вигляді

$$U_{\text{ПЛ}} \geq \sqrt{\left[ U_{\text{ВІВК}}^{(\text{СІМТ})} \right]^2 / d_{\text{СІМТ}}^2 + \left[ U_{\text{ВІВК}}^{(\text{НС})} \right]^2 / d_{\text{НС}}^2} \quad (2)$$

У нерівності (2) є дві невідомі величини –  $d_{\text{СІМТ}}$  і  $d_{\text{НС}}$ . Перетворимо цю нерівність у рівняння і поставимо додаткову умову, щоб  $U_{\text{ВІВК}}^{(\text{СІМТ})} / d_{\text{СІМТ}} = U_{\text{ВІВК}}^{(\text{НС})} / d_{\text{НС}}$ . Ця умова є логічною, бо вона означає, що більшу напругу завади потрібно притлумлювати більше, і навпаки. В результаті одержимо систему з двох рівнянь з двома невідомими

$$\begin{cases} U_{\text{пл}} = \sqrt{[U_{\text{ВМК}}^{(\text{СМК})}]^2 / d_{\text{СМК}}^2 + [U_{\text{ВМК}}^{(\text{НС})}]^2 / d_{\text{НС}}^2} \\ U_{\text{ВМК}}^{(\text{СМК})} / d_{\text{СМК}} = U_{\text{ВМК}}^{(\text{НС})} / d_{\text{НС}} \end{cases} \quad (3)$$

Вирішивши цю систему рівнянь відносно  $d_{\text{СМК}}$  і  $d_{\text{НС}}$ , одержимо

$$d_{\text{СМК}} = U_{\text{ВМК}}^{(\text{СМК})} \sqrt{2} / U_{\text{пл}} \quad (4)$$

$$d_{\text{НС}} = U_{\text{ВМК}}^{(\text{НС})} \sqrt{2} / U_{\text{пл}} \quad (5)$$

Якщо напруги завод і «планки» виразити у відносних одиницях [дБмкВ], у яких значенню 0 дБ відповідає напруга  $U=1$  мкВ [1], загасання  $d_{\text{СМК}}$  та  $d_{\text{НС}}$  – також у логарифмічних одиницях і врахувати нерівність (2), то вирази (4) і (5) можна записати у вигляді

$$d_{\text{СМК}}[\text{дБ}] \geq U_{\text{ВМК}}^{(\text{СМК})}[\text{дБмкВ}] - U_{\text{пл}}[\text{дБмкВ}] + 3,01; \quad (6)$$

$$d_{\text{НС}}[\text{дБ}] \geq U_{\text{ВМК}}^{(\text{НС})}[\text{дБмкВ}] - U_{\text{пл}}[\text{дБмкВ}] + 3,01. \quad (7)$$

Методика вимірів загасання, внесеного ЕПФ, наведена, зокрема, у Національному стандарті України [3] та роботах [1, 6].

Важливість виразів (6) і (7) в тому, що вони визначають вимоги до мінімального загасання, яке ЕПФ повинен вносити в напруги окремо симетричної та несиметричної складових сумарної завади від конкретного перетворювача задля зменшення згаданої завади до рівня «планки». Тому ЕПФ, побудований з урахуванням вищенаведених вимог до внесеного загасання, не тільки гарантовано зменшує НКЕМЗ до необхідного рівня, але найкращим чином відповідає конкретній структурі завади від конкретного перетворювача, а тому є оптимальним з точки зору мінімізації матеріальних та фінансових затрат, необхідних для виготовлення такого ЕПФ.

Таким чином, запропоноване у роботі удосконалення стандартної методики вимірів НКЕМЗ від перетворювачів дає можливість створювати ЕПФ для ефективного зменшення завод до регламентованого нормативними документами рівня з мінімальними витратами матеріалів і коштів. Це робить такі фільтри економічно ефективними і конкурентними на світовому ринку фільтрів і «електромагнітно екологічних» перетворювачів.

На практиці такий підхід показав економію масогабаритних показників та вартості фільтра на (20..25)% порівняно з типовими ЕПФ на такі самі напругу, силу струму і діапазон робочих частот.

*Роботу виконано за рахунок коштів бюджетної теми «Розвиток теорії високочастотних транзисторних перетворювачів на основі резонансних інверторів для систем електроживлення технологічного обладнання (шифр – “Частота-3”) (КПКВК 6541030).*

1. Henry W. Ott. Electromagnetic Compatibility Engineering. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc. Hoboken, 2009. 843 p.
2. ДСТУ EN 55022:2017. Обладнання інформаційних технологій. Характеристики радіозбурень. Норми та методи вимірювання. Київ: ДП «УкрНДЦ», 2017. 67 с.
3. ДСТУ CISPR 17:2007. Фільтри та елементи радіочастотні протизавадні пасивні. Методи вимірювання характеристик загасання. Київ: ДП «УкрНДЦ», 2007. 26 с.
4. Векслер Г.С., Недочетов В.С., Пилинский В.В. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания. К.: Техника, 1990. 167 с.
5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. Радио, 1969. 752 с.
6. Ozenbaugh R.L. EMI Filter Design. New York, 2001. 272p.

## ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ И ЭФФЕКТИВНОГО ПОДАВЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ КОНДУКТИВНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ ОТ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

**В.К. Гурин**, канд. техн. наук, **В.А. Павловский**, канд. техн. наук, **О.Н. Юрченко**, докт. техн. наук  
Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина, e-mail: [yuon@ied.org.ua](mailto:yuon@ied.org.ua)

*В работе рассмотрены преобразователи напряжения как генераторы кондуктивных электромагнитных помех (КЭМП). Рассмотрены особенности стандартной методики измерений КЭМП от преобразователей и показано, что она позволяет измерить только суммарный уровень помехи, который может быть одним и тем же при совершенно разных соотношениях между симметричной и несимметричной составляющими КЭМП. Это приводит к неэффективному использованию средств для уменьшения суммарной помехи от преобразователей до допустимого уровня, потому что разное соотношение между упомянутыми выше составляющими требует различных средств для уменьшения суммарной помехи. В работе предложено дополнить стандартную методику измерений помех от преобразователей двумя дополнительными измерениями на частотах, где суммарная помеха превышает допустимый уровень, с использованием во время первого измерения сетевого помехоподавляющего фильтра (СПФ), который эффективно подавляет только симметричную помеху, и во время второго измерения – СПФ, который эффективно подавляет только несимметричную помеху. Показано, что это позволяет определить симметричную и несимметричную составляющие суммарной помехи от преобразователей и гарантированно уменьшить такую помеху до допустимого уровня с минимальными затратами материалов и средств. Библ. 6.*

**Ключевые слова:** кондуктивные помехи, эквивалент сети, помехоподавляющий фильтр.

## FEATURES OF MEASUREMENT AND EFFECTIVE REDUCING OF CONDUCTIVE NOISE CAUSED BY TRANSISTOR CONVERTERS

**V.K. Gurin, V.O. Pavlovskiy, O.M. Yurchenko**  
Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine,  
Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.  
E-mail: [yuon@ied.org.ua](mailto:yuon@ied.org.ua)

*The paper considers voltage converters as sources of conductive electromagnetic interference (EMI). Some features of the standard measurement method of converters EMI are considered and it is shown that it measures only the total level of noise, which can be the same at completely different relations between the differential and common components of EMI. This leads to inefficient use of means reducing the total converter noise to the permitted level, because the different ratio between the above components of this noise requires different means to reduce them. The paper proposes to supplement the standard noise measurement method by two additional measurements at frequencies where the total noise exceeds the permitted level, using during the first measurement the additional RFI common mode filter which effectively reduces only the common noise, and the additional RFI differential mode filter which effectively reduces only the differential noise during the second measurement. It is shown that these two additional measurements make it possible to determine the differential and common components of the total noise. This, in turn, makes it possible to reduce the total noise to the permitted level at the minimal cost. References 6.*

**Keywords:** conductive noise, LISN, EMI, RFI filter.

1. Henry W. Ott. Electromagnetic Compatibility Engineering. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc. Hoboken, 2009. 843 p.
2. State Standard of Ukraine EN 55022: 2017. Information technology equipment. Characteristics of radio interferences. Norms and measurement methods. Kyiv: DP UkrNDTS, 2017. 68 p. (Ukr)
3. State Standard of Ukraine CISPR 17:2007. Methods of measurement of the suppression characteristics of passive EMC filtering devices. Kyiv: DP UkrNDTS, 2007. 26 p. (Ukr)
4. Veksler G.S., Nechochetov V.S., Pilinskyi V.V. Suppression of electromagnetic interferences in power supply circuits. Kyiv: Technika, 1990. 167 p. (Rus)
5. Levin B.R. Theoretical foundations of statistical radio engineering. Moskva: Sov. Radio, 1969. 752 p. (Rus)
6. Ozenbaugh R.L. EMI Filter Design. New York, 2001. 272 p.

Надійшла 28.02.2020  
Остаточний варіант 23.06.2020

КОМБІНОВАНЕ КЕРУВАННЯ БЕЗРЕДУКТОРНИМ ДУГОСТАТОРНИМ  
ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ АНТЕНИ СУДНОВОЇ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СТАНЦІЇ

В.П. Стяжкін<sup>1\*</sup>, канд.техн.наук, О.А. Зайченко<sup>1\*\*</sup>, канд.техн.наук, С.І. Гаврилюк<sup>1\*\*\*</sup>,  
В.І. Теряєв<sup>2\*\*\*\*</sup>, канд.техн.наук

<sup>1</sup>Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: [tems@ukr.net](mailto:tems@ukr.net), [oleg\\_tems@ukr.net](mailto:oleg_tems@ukr.net), [serggtm@gmail.com](mailto:serggtm@gmail.com)

<sup>2</sup>НТУ України “КПІ ім. І. Сікорського”,

пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,

e-mail: [kpivit@gmail.com](mailto:kpivit@gmail.com)

*Проведено розрахунок і аналіз аеродинамічних навантажень суднової антени радіолокаційної станції. Отримано вираз залежності моменту на валу приводу антени від швидкості її обертання, кута повороту, швидкості і напрямку потоку вітру, на основі якого реалізовано пристрій для непрямого вимірювання величини моменту навантаження. Виконано синтез комбінованої системи автоматичного керування безредукторним дугостаторним електроприводом антени радіолокаційної станції, основний канал якої діє за принципом керування по відхиленню і має замкнутий контур регулювання швидкості, а другий канал – за принципом керування по збуренню (моменту навантаження) і має розімкнутий контур. Проведені дослідження, підтвердили ефективність комбінованого керування. Використання коригуючого зв'язку по збуренню дає змогу компенсувати вплив моменту навантаження на задане значення вихідної швидкості обертання антени. Бібл. 12, рис. 4.*

**Ключові слова:** суднова антена радіолокаційної станції, безредукторний дугостаторний електропривод, комбінована система автоматичного керування, компенсація збурень, синтез, дослідження.

**Вступ.** Суднова навігаційна радіолокаційна станція (РЛС) призначена для визначення місця розташування судна і забезпечення безпеки плавання судна у будь-якій точці акваторії світового океану за будь-яких погодних умов. До навігаційних РЛС, як і до всього радіоелектронного обладнання судна, пред'являються високі вимоги по надійності і довговічності роботи. Основою РЛС є антена, обертання якої здійснюється за допомогою електроприводу. Тому від того, як спроектований електропривод і синтезована система керування, будуть залежати технічні характеристики РЛС.

Багато сучасних робіт присвячено системам електроприводів, які здатні ефективно працювати на малих швидкостях, та можуть бути застосовані для антен РЛС [1-4]. Ведуться дослідження по реалізації установок РЛС на основі вентильних електроприводів, сервоприводів, а також асинхронних електроприводів з частотним і векторним керуванням [5-7]. Крім того, розробляються нові системи автоматичного керування задля покращення характеристик електроприводів навігаційних систем, що забезпечують тримання заданого курсу судна [8, 9], які подібні до систем керування антенами РЛС. Незважаючи на високі показники якості, більшість з цих технічних рішень складно застосувати для суднових антен, що вже знаходяться в експлуатації. В даній роботі розглядається можливість модернізації існуючого електроприводу суднової РЛС “МІУС”.

Одним з видів безредукторних електроприводів є дугостаторний. В [10] показано доцільність використання безредукторного дугостаторного електроприводу на прикладі навігаційної РЛС типу «МІУС», причому заміна серійного редукторного електроприводу на дугостаторний, незважаючи на його недоліки, призводить до підвищення надійності і довговічності силової частини приводу. Завдяки цій якості безредукторний електропривод може застосовуватися також і в інших електротехнічних комплексах, наприклад, у приводі ротора електромагнітного сепаратора [11].

До безредукторних електроприводів антени, крім високої надійності і тривалого періоду безаварійної роботи, пред'являються технічні вимоги, виконання яких забезпечується безпосередньо системою керування, а саме: регулювання робочої швидкості обертання антени з максимальною точніс-

то та швидкодією в умовах зміни навантажувального моменту на валу внаслідок впливу вітрового потоку. Система керування безредукторним дугостаторним електроприводом антени, запропонована в [10], не враховує цього фактору, а її швидкодія не перевищує 0,8 с. Тому необхідно синтезувати систему автоматичного керування безредукторним електроприводом РЛС, яка забезпечує максимальну швидкодію керування по основному каналу системи (швидкості обертання антени), а також компенсує вплив збурення, що виникає внаслідок вітрового навантаження.

Таким чином, **метою роботи** є підвищення якості статичних та динамічних режимів роботи безредукторного дугостаторного електроприводу суднової антени РЛС шляхом використання керування за відхиленням та збуренням з непрямым вимірюванням моменту вітрового навантаження.

Поставлена мета може бути реалізована застосуванням комбінованого керування електроприводом антени. Перший (основний) канал системи діє за принципом керування за відхиленням вихідної величини (швидкості обертання антени) і має замкнутий контур швидкості, другий канал діє за принципом керування по збуренню (моменту навантаження) і має розімкнутий контур. Під час побудови першого каналу формується замкнутий контур швидкості обертання антени і синтезується регулятор з налаштуванням на технічний оптимум. Задля побудови другого каналу необхідно провести аналіз і розрахунок аеродинамічних навантажень антени, тобто встановити залежність моменту навантаження на валу приводу від кута повороту та швидкості обертання антени, а також від швидкості і напрямку повітряного потоку (що дасть можливість технічно реалізувати пристрій непрямого вимірювання моменту навантаження), а також провести синтез коригуючої ланки задля компенсації змін навантаження.

**Розрахунок та аналіз аеродинамічних навантажень антени РЛС.** Розрахунок проводиться на прикладі антени РЛС типу «МІУС», максимальна робоча швидкість обертання якої  $\omega=18$  об/хв. Електропривод антени РЛС повинен забезпечити рівномірне обертання антени за поривів вітру до 50 м/с.

Антену РЛС типу «МІУС» має відкрите виконання, тому основну частину навантажень складають аеродинамічні зусилля, що виникають через парусність антени за її обертання під впливом вітру.

Аеродинамічний момент, діючий на вісь антени, формується внаслідок впливу повітряного потоку (вітрового навантаження) і визначається із відомого виразу [12]

$$M_{ad} = m \cdot 0,5 \cdot \rho \cdot V^2 \cdot H \cdot L^2, \quad (1)$$

де  $\rho=1.32$  кг/м<sup>3</sup> – густина повітря;  $L = 2300$  мм,  $H = 115$  мм,  $l = 170$  мм,  $h = 45$  мм – габаритні розміри антени;  $V$  – швидкість повітряного потоку,  $m$  – коефіцієнт аеродинамічного моменту.

Коефіцієнт аеродинамічного моменту є функцією кута повороту антени  $\beta$ , який можна визначити як суму статичної ( $m_s$ ) та динамічної ( $m_d$ ) складових

$$m = k \cdot (m_s + m_d), \quad (2)$$

де  $k=1.2$  – емпіричний коефіцієнт, що характеризує вплив кронштейна на аеродинамічний опір антени.

Статична і динамічна складові аеродинамічного моменту визначаються:

$$m_s = \lambda n \cdot \lambda^{-1} \cdot \sin 2\beta, \quad (3)$$

$$m_d = \frac{1}{3} \cdot Sn \cdot \cos \beta \cdot Cn \cdot \left(1 + \frac{1}{8} \cdot k' \cdot \lambda\right), \quad (4)$$

де  $\lambda n = S/H^2 = 0.998$  – зведене подовження профілю,  $S = 0.0132$  м<sup>2</sup> – поперечний переріз профілю,  $\lambda = L/H = 20$  – подовження профілю,  $Sn = (\omega L)/(2V)$  – число Струхала,  $Cn = 1.2$  і  $k' = 0.04$  – коефіцієнти із таблиць (ОСТ 5.8285-73) відповідно геометричним розмірам даної антени.

Сумарний момент навантаження на валу приводу складається з аеродинамічного моменту вітрового потоку і моменту опору руху самої антени

$$M_L = M_{ad} + M_{an}, \quad (5)$$

$$M_{an} = \mu \cdot \omega^2, \quad (6)$$

де  $\mu = 1.5$  Нмс<sup>2</sup> – коефіцієнт пропорційності, який визначається геометричними розмірами антени.

Підставивши вирази (3) і (4) в (2) та враховуючи вираз (6), сумарний момент навантаження на валу приводу

$$M_L = k \cdot \left( \frac{\lambda n}{\lambda} \cdot \sin 2\beta + \frac{1}{3} \cdot Sn \cdot \cos \beta \cdot Cn \cdot \left(1 + \frac{1}{8} \cdot k' \cdot \lambda\right) \right) \cdot \frac{\rho \cdot V^2}{2} \cdot H \cdot L^2 + \mu \cdot \omega^2. \quad (7)$$

Перетворимо вираз (7) відносно змінних  $\beta$ ,  $V$ ,  $\omega$

$$M_L = a \cdot \sin 2\beta \cdot V^2 + b \cdot \cos \beta \cdot \omega \cdot V + \mu \cdot \omega^2, \quad (8)$$

де  $a$  та  $b$  постійні коефіцієнти:

$$a = k \cdot \frac{\rho \cdot H \cdot L^2}{2} \cdot \frac{\lambda n}{\lambda}, \quad b = k \cdot \frac{\rho \cdot H \cdot L^2}{6} \cdot Cn \cdot \left(1 + \frac{1}{8} \cdot k' \cdot \lambda\right). \quad (9)$$

Таким чином, вираз (8) представляє собою функціональну залежність моменту навантаження на валу приводу антени від трьох змінних: кута повороту антени  $\beta$ , швидкості повітряного потоку  $V$  і кутової швидкості обертання антени  $\omega$ .

Максимальне значення моменту навантаження на електропривод антени становить 84 Нм за швидкості вітру 50 м/с, тому електропривод повинен бути розрахований на подолання цієї величини навантажувального моменту. Таким чином, для приводу антени РЛС "МІУС" проведено розрахунок дугостаторного двигуна з наступними характеристиками:  $P_n=2$  кВт – номінальна потужність;  $\omega_n=1.9$  с<sup>-1</sup> – номінальна швидкість обертання;  $M_n=84$  Нм – номінальний навантажувальний момент;  $p=12$  – кількість пар полюсів;  $\theta=0.2$  – відносний центральний кут.

Отриманий вираз (8) залежності моменту аеродинамічного опору від швидкості вітру, швидкості обертання антени і кута повороту дає змогу непрямим шляхом визначити навантажувальний момент електроприводу  $M_L$  і реалізувати компенсуючий зв'язок по збуренню. Вихідними даними для реалізації такого зв'язку є сигнали, пропорційні швидкості обертання  $\omega$  та кутового положення антени  $\alpha$  (від датчиків, встановлених на валу антени), а також сигнали, пропорційні швидкості  $V$  та напрямку вітрового потоку  $\varphi$  (від анемометра та пристрою вимірювання напрямку вітру, встановлених на борту судна). Вказані сигнали передаються з бортової навігаційної системи судна.

Використання регульованого електроприводу потребує оцінювання значень його координат в процесі роботи. Деякі з цих координат неможливо або нераціонально визначати за допомогою датчиків. Тому науковий і практичний інтерес представляє застосування в системах керування електроприводами спостерігачів. Їх доцільно використовувати для оцінки швидкості двигуна і виконавчого органу, моментів двигуна та навантаження, а також пружних моментів. Відомі різні варіанти побудови спостерігачів, але у всіх випадках вони базуються на моделі об'єкта спостереження. Від результатів ідентифікації цієї моделі істотно залежить робота спостерігача і системи керування в цілому.

Непряме вимірювання координат забезпечує нові можливості електропривода і, в той же час, покращує надійність та підтримує високий рівень його характеристик без збільшення вартісних і масогабаритних показників. Функціональну схему технічної реалізації пристрою задля непрямого визначення моменту навантаження на валу антени РЛС згідно рівняння (8) наведено на рис. 1, де показана антена, встановлена на одному валу з ротором дугостаторного двигуна, та ротор, виконаний у вигляді диска, що обертається аналогічно короткозамкненому ротору в асинхронному двигуні. Також показано індуктори, в яких розміщені обмотки та які представляють собою статор двигуна, датчики кутової швидкості і положення антени та пристрій вимірювання швидкості і напрямку вітру. Безпосередньо сам пристрій непрямого вимірювання моменту показаний у вигляді структурної схеми, на

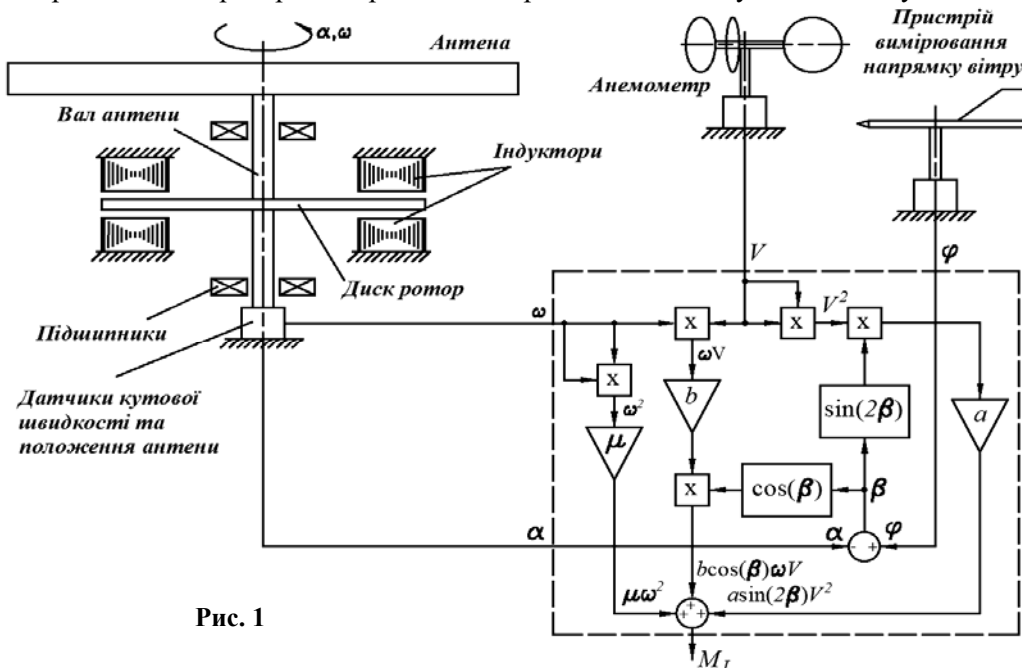


Рис. 1

яку заведено всі необхідні для розрахунку значення моменту сигнали з датчиків.

**Синтез комбінованої системи автоматичного керування.** На рис. 2 наведено структурну схему комбінованої системи автоматичного керування електроприводом антени РЛС. На схемі позначені: РШ – регулятор швидкості; ПЧ – перетворювач



частоти; ДД – дугостаторний двигун; ЕМС – електромеханічна система;  $W_{sr}$  – передаточна функція регулятора швидкості;  $W_k$  – коригуюча ланка. У структурній схемі дугостаторний двигун представлений спрощено з допущенням того, що робота двигуна здійснюється на лінеаризованій ділянці механічної характеристики. Система керування має два канали: один замкнений, який діє за принципом керування за відхиленням швидкості обертання антени  $\omega$  від заданого значення  $\omega_{ctr}$ , і другий розімкнутий, що діє за принципом керування по збуренню (моменту навантаження на валу приводу  $M_L$ ).

На рис. 2 також позначені параметри системи:  $K_c$ ,  $T_c$  – коефіцієнт підсилення та стала часу перетворювача частоти;  $K_m$ ,  $T_e$ ,  $b$  – коефіцієнт передачі, електромеханічна стала часу і жорсткість механічної характеристики дугостаторного двигуна;  $T_m$  – електромеханічна стала часу приводу антени. Числові значення параметрів системи складають:  $K_c = f_c / u_c = 5$  Гц/В, де  $f_c = 50$  Гц – частота перетворювача,  $u_c = 10$  В – напруга завдання перетворювача;  $T_c = 0.001$  с – для транзисторного перетворювача частоти;  $K_m = 2\pi\theta/p = 0.105$ ;  $T_e = 1/\omega_{0e}s_k = 0.0032$  с, де  $\omega_{0e} = 2\pi f = 314.16$  с<sup>-1</sup> – кутова частота мережі,  $s_k = 1$  – типове значення критичного ковзання дугостаторних двигунів;  $b = M_n/(\omega_0 - \omega_n) = 25.18$  Нмс, де  $\omega_0 = 2\pi f\theta/p = 5.2$  с<sup>-1</sup> – кутова швидкість холостого ходу;  $T_m = 0.15$  с.

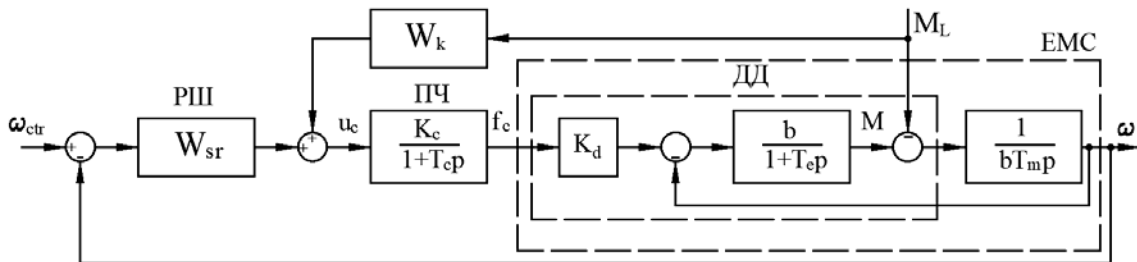


Рис. 2

Канал керування по збуренню повинен компенсувати вплив моменту навантаження на валу приводу  $M_L$  на швидкість обертання антени РЛС, яка є головною регульованою координатою. Звідси передаточна функція коригуючої ланки

$$W_k = (W_c \cdot W_m)^{-1}, \quad (11)$$

де  $W_c = K_c / (1 + T_c p)$ ,  $W_m = K_m b / (1 + T_e p)$  – передаточні функції перетворювача частоти і дугостаторного двигуна, відповідно. Нехтуючи малим значенням сталої часу перетворювача частоти  $T_c$ , силова частина якого побудована на IGBT транзисторах, отримуємо передаточну функцію коригуючої пропорційно диференціальної ланки

$$W_k = (K_c \cdot K_m \cdot b)^{-1} + T_e \cdot (K_c \cdot K_m \cdot b)^{-1} \cdot p. \quad (12)$$

**Результати досліджень.** На рис. 3 наведено структурну схему імітаційної моделі системи автоматичного керування дугостаторним електроприводом антени РЛС з коригувальною ланкою і без неї, складену задля проведення досліджень в пакеті *MATLAB SIMULINK*. Всі елементи схеми імітаційної моделі відповідають елементам структурної схеми математичної моделі та позначені: PI –

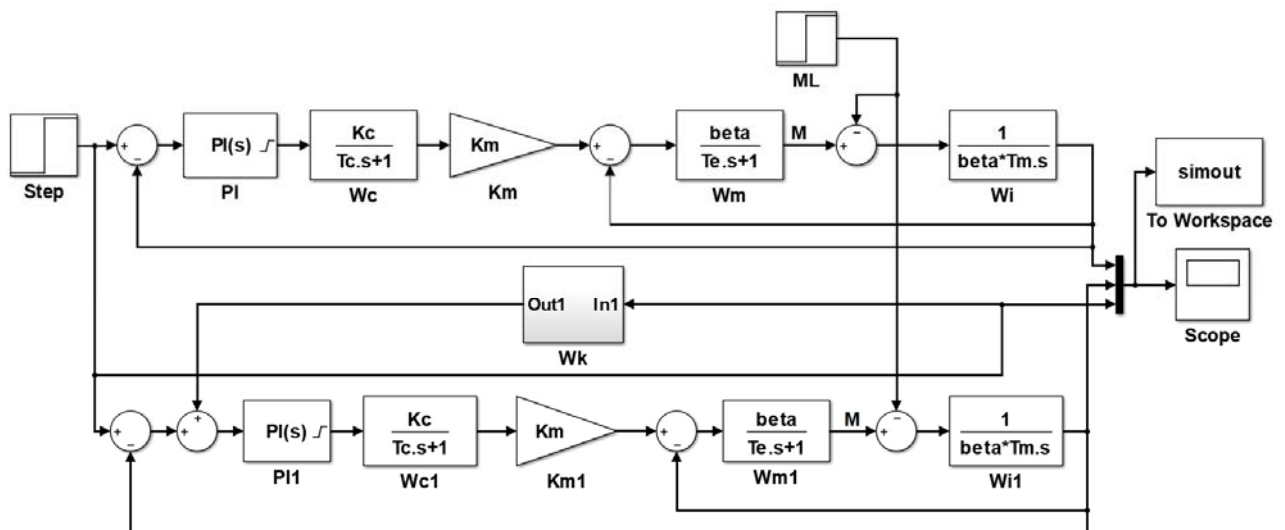


Рис. 3

пропорційно-інтегральний регулятор швидкості;  $W_c$  – перетворювач частоти;  $K_m$  – коефіцієнт підсилення двигуна;  $W_m$  – передаточна ланка двигуна;  $W_i$  – передаточна ланка антени;  $W_k$  – коригуюча ланка;  $ML$  – блок імітації моменту навантаження;  $Step$  – блок імітації завдання швидкості;  $Saturation$  – блок обмеження сигналу завдання перетворювача частоти.

У блоці *PID Controller* виконано налаштування пропорційно-інтегрального регулятора швидкості обертання антени на технічний оптимум. На прогнозованій кривій перехідного процесу задаємо максимально можливий час перехідного процесу так, щоб величина перерегулювання по швидкості не перевищувала 5%, та отримуємо значення коефіцієнтів пропорційно-інтегрального регулятора:  $K_p=4.96$ ,  $K_i=49.87$ .

На рис. 4 представлено результати моделювання – криві пуску електроприводу антени без навантаження з подальшим накиданням моменту навантаження величиною в 25 Нм (а) і 84 Нм (б) на 0.6 с та зняття моменту навантаження на 1.1 с, з урахуванням обмеження сигналів регулятора і коригуючої ланки  $\pm 10$  В. Крива 2 відповідає системі без коригуючої ланки, крива 3 – системі з коригуючою ланкою, 1 – задане значення швидкості.

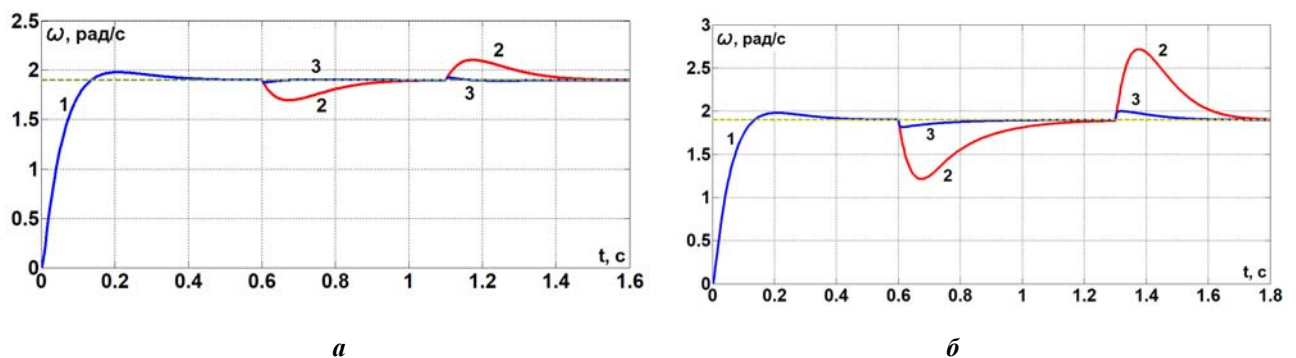


Рис. 4

За результатами моделювання можна зробити наступні висновки:

- величина перерегулювання по швидкості обертання антени не перевищує 5%, при цьому швидкодія системи (час першого досягнення усталеного значення) становить 0.13 с, що у 6 разів більше ніж у існуючої системи (з 0.8 с до 0.13 с);
- динамічна похибка при накиданні навантаження у системі з корекцією в середньому зменшилася у 8 разів, причому у разі відпрацювання завдання ефект від введення коригувального зв'язку більшою мірою виявляється за малих навантажень, і становить 1.2 % при накиданні моменту навантаження 25 Нм;
- навіть при накиданні максимального моменту навантаження 84 Нм, який може виникнути під час сильного пориву вітру до 50 км/год, величина динамічного падіння швидкості в системі з корекцією не перевищує 5 %, при цьому час відновлення швидкості зменшується майже у 2 рази.

Таким чином, комбіноване керування безредукторним дугостаторним електроприводом суднової антени РЛС дає змогу більш ніж у 5 разів збільшити швидкодію у порівнянні з існуючою системою електропривода та компенсувати зміну вітрового навантаження.

#### Висновки.

1. В результаті проведеного аналізу аеродинамічних навантажень на прикладі антени РЛС типу «МІУС» отримано вираз для моменту вітрового навантаження, який дає змогу обчислювати його миттєве значення в залежності від швидкості вітрового потоку, кута повороту і швидкості обертання антени, що дає можливість практичної реалізації коригуючої ланки і побудови комбінованого керування електроприводом антени.

2. Проведене моделювання показало ефективність комбінованого керування: коригувальний канал дає змогу підвищити швидкодію системи електроприводу і скомпенсувати вплив аеродинамічного моменту на швидкість обертання антени РЛС.

3. Запропонований метод непрямого вимірювання вітрового навантаження може бути також застосований для будь-яких інших безредукторних та редукторних систем електроприводу антен РЛС, наприклад, із синхронним двигуном з постійними магнітами, вентильним та іншими двигунами.

*Роботу виконано за державної науково дослідної роботи “ІНТЕХЕН-2” (Електромеханічні системи з електричними машинами і напівпровідниковими перетворювачами підвищеної ефективності), державний реєстраційний номер 0120U002125 (КПКВК 6541230).*

1. Kalinkin D.Yu., Stolyarova O.O. Permanent magnet converter-fed motor for ship radar. IEEE, 15th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. Novosibirsk, Russia. June 30 - July 4, 2014. Pp. 436-439. DOI: <https://doi.org/10.1109/EDM.2014.6882566>
2. Rashed. M, MacConnell P., Stronch A., Acarnley P. Sensorless indirect-rotor-field-orientation speed control of a permanent-magnet synchronous motor with stator-resistance estimation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2007. Vol. 54. No 3. Pp. 1664-1675. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2007.895136>
3. Ehsan Al-Nabi. Sensorless current source-fed PM drive system for low speed operations. Ryerson University, Canada. 2013. 172 p.
4. Iohimovich A.D., Korovin A.V., Pankratov V.V. The development of the direct electric drive system of a radar station antenna. IEEE, 14th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. Novosibirsk, Russia. July 1-5, 2013. DOI: <http://doi.org/10.1109/EDM.2013.6642000>
5. Jinpin Kong, Zhengfeng Xu, Boatao Wu. Research on predicting current of shipborne satcom antenna. *MATEC Web of Conferences*. Xiamen, China. May 29-30, 2015. Vol. 22. Pp. 1-6 (02028). DOI: <https://doi.org/10.1051/mateconf/20152202028>
6. Душинова Е.В., Потапенко Е.М., Деев С.Г., Шибалкин О.Е., Шийка А.А. Электропривод поворота антенны радиолокационной станции. *Электротехника и электроэнергетика*. 2011. № 1. С. 25-35. DOI: <https://doi.org/10.15588/1607-6761-2011-1-4>
7. Стяжкін В.П., Теряєв В.І, Гаврилюк С.І. Застосування методів частотного керування для дугостаторних електроприводів антен суднових навігаційних РЛС. *Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. Силов електроніка та енергоефективність*. 2017. № 27(1249). С. 411-414. URL: <http://repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/34122> (дата звернення 15.01.2020)
8. Волянська Я.Б., Голюков В.В., Мазур О.М., Онищенко О.А., Шевченко В.А. Система стабілізації курсу морського судна, частково-інваріантна до вітро-хвильових навантажень. *Автоматизація технологічних і бізнес процесів*. 2019. Т. 10. № 2. С. 57-63. DOI: <https://doi.org/10.15673/atbp.v10i2.980>
9. Tomera M. Nonlinear controller design of a ship autopilot. *Int. J. Appl. Math. Comput. Sci*. 2010. Vol. 20. No 2. Pp. 271-280. DOI: <https://doi.org/10.2478/v10006-010-0020-8>
10. Стяжкін В.П., Гаврилюк С.І. Автоматизована система керування безредукторними електроприводами навігаційної суднової РЛС. *Електроніка та зв'язок*. 2016. № 4. С. 20-23. DOI: <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2016.21.4.81914>
11. Стяжкін В.П., Зайченко О.А., Гаврилюк С.І. Безредукторний електропривод ротора електромагнітного сепаратора. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. 2019. № 31(107). С. 11-18. DOI: <https://doi.org/10.15276/eltecs.31.107.2019.1>
12. Волков И.В., Стяжкін В.П., Милько Р.Э., Доманский Г.В. Безредукторная электромеханическая система с дугостаторным электроприводом для радиолокационной станции. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. 2011. № 3(79). С. 248-252.

УДК 621.317:621.313.3

## КОМБИНИРОВАННОЕ УПРАВЛЕНИЕ БЕЗРЕДУКТОРНЫМ ДУГОСТАТОРНЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ АНТЕННЫ СУДОВОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

В.П. Стяжкін<sup>1</sup>, канд.техн.наук, О.А. Зайченко<sup>1</sup>, канд.техн.наук, С.И. Гаврилюк<sup>1</sup>,  
В.И. Теряев<sup>2</sup>, канд.техн.наук

<sup>1</sup> Институт электродинамики НАН Украины, пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина,

e-mail: [tems@ukr.net](mailto:tems@ukr.net), [oleg\\_tems@ukr.net](mailto:oleg_tems@ukr.net), [serggtm@gmail.com](mailto:serggtm@gmail.com)

<sup>2</sup> НТУ Украины «КПИ им. Игоря Сикорского»,

пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина, e-mail: [kpivit@gmail.com](mailto:kpivit@gmail.com)

*Проведен расчет и анализ аэродинамических нагрузок судовой антенны радиолокационной станции. Получено выражение зависимости момента на валу привода антенны от скорости её вращения, угла поворота, скорости и направления потока ветра, на основе которого реализовано устройство для косвенного измерения величины момента нагрузки. Проведён синтез комбинированной системы автоматического управления безредукторным дугостаторным электроприводом антенны радиолокационной станции, основной канал которой действует по принципу управления по отклонению и имеет замкнутый контур регулирования скорости, а второй канал - по принципу управления по возмущению (моменту нагрузки) и имеет разомкнутый контур. Проведенные исследования, подтвердили эффективность комбинированного управления. Использование корректирующей связи по возмущению позволяет компенсировать влияние момента нагрузки на заданное значение выходной скорости вращения антенны. Библиограф. 12, рис. 4.*

**Ключевые слова:** судовая антенна радиолокационной станции, безредукторный дугостаторный электропривод, комбинированная система автоматического управления, компенсация возмущений, синтез, исследование.

## COMBINED CONTROL OF GEARLESS ARC-CORE ELECTRIC DRIVE OF A SHIP RADAR ANTENNA

V.P. Stiazhkin<sup>1</sup>, O.A. Zaichenko<sup>1</sup>, S.I. Gavryluk<sup>1</sup>, V.I. Teriaiev<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
Peremohy ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: [tems@ukr.net](mailto:tems@ukr.net), [oleg\\_tems@ukr.net](mailto:oleg_tems@ukr.net), [serggtm@gmail.com](mailto:serggtm@gmail.com)

<sup>2</sup>National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,  
Peremohy ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine, E-mail: [kpivit@gmail.com](mailto:kpivit@gmail.com)

*The calculation and analysis of the aerodynamic loads of the ship's antenna radar station are carried out. An expression is obtained of the dependence of the torque on the shaft of the antenna drive on its rotation speed, rotation angle, speed and direction of wind flow, on the basis of which a device is implemented for indirect measurement of the load torque. Has been synthesized a combined automatic control system for a gearless arc-core electric drive of the radar station antenna, the main channel of which operates according to the deviation control principle with a closed speed control loop, and the second channel, which operates according to the disturbance control principle (load torque) and has an open loop. Studies had confirmed the effectiveness of combined control, the use of corrective loop allows compensate the load effect on a given value of the speed of the antenna. References 12, figures 4.*

**Key words:** ship radar antenna, gearless arc-core electric drive, combined automatic control system, disturbance compensation, synthesis, research.

1. Kalinkin D.Yu., Stolyarova O.O. Permanent magnet converter-fed motor for ship radar. IEEE, 15th International Conference of *Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices*. Novosibirsk, Russia. June 30 – July 4, 2014. Pp. 436-439. DOI: <https://doi.org/10.1109/EDM.2014.6882566>

2. Rashed. M, MacConnell P., Stronch A., Acarnley P. Sensorless indirect-rotor-field-orientation speed control of a permanent-magnet synchronous motor with stator-resistance estimation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2007. Vol. 54. No 3. Pp. 1664-1675. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2007.895136>

3. Ehsan Al-Nabi. Sensorless current source-fed PM drive system for low speed operations. Ryerson University, Canada. 2013. 172 p.

4. Iohimovich A.D., Korovin A.V., Pankratov V.V. The development of the direct electric drive system of a radar station antenna. IEEE, 14th International Conference of *Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices*. Novosibirsk, Russia. July 1-5, 2013. DOI: <https://doi.org/10.1109/EDM.2013.6642000>

5. Jinpin Kong, Zhengfeng Xu, Boatao Wu. Research on predicting current of shipborne satcom antenna. *MATEC Web of Conferences*. Xiamen, China. May 29-30, 2015. Vol. 22. Pp. 1-6(02028). DOI: <https://doi.org/10.1051/mateconf/20152202028>

6. Dushinova E.V., Potapenko E.M., Deev S.G., Shibalkin O.E., Shijka A.A. Radar antenna rotation electric drive. *Elektrotehnika i elektroenergetika*. 2011. No 1. Pp. 25-35. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15588/1607-6761-2011-1-4>

7. Stiazhkin V.P., Teriaiev V.I., Gavryluk S.I. Application of frequency control methods for arc core ship's navigation radar antennas. *Visnyk Natsionalnoho Tekhnichnoho Universytetu "Kharkivsky Polytekhnychny Instytut". Problemy avtomatyzovanoho elektropryvoda. Teoriia i praktyka. Sylova elektronika ta enerhoefektyvnist*. 2017. No 27(1249). Pp. 411-414. (Ukr) URL: <http://repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/34122> (accessed at 15.01.2020)

8. Volianska Ya.B., Golikov V.V., Mazur O.M., Onischenko O.A., Shevchenko V.A. The system of stabilization of the ship's course, that are partially invariant to the wind-wave loads. *Avtomatizatsia tekhnologichnyh i biznes protsesiv*. 2019. Vol. 10. No 2. Pp. 57-63. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15673/atbp.v10i2.980>

9. Tomera M. Nonlinear controller design of a ship autopilot. *Int. J. Appl. Math. Comput. Sci*. 2010. Vol. 20. No 2. Pp. 271-280. DOI: <https://doi.org/10.2478/v10006-010-0020-8>

10. Stiazhkin V.P., Gavryluk S.I. Automated control system of the gearless electro drives for navigational ship radar. *Elektronika ta zviazok*. 2016. No 4. Pp. 20-23. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2016.21.4.81914>

11. Stiazhkin V.P., Zaichenko O.A., Gavryluk S.I. Gearless electric drive of rotor of electromagnetic separator. *Elektrotehnichni ta komputerni systemy*. 2019. No 31(107). Pp. 11-18. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15276/eltecs.31.107.2019.1>

12. Volkov I.V., Stiazhkin V.P., Milko R.E., Domanski G.V. Gearless electromechanical system with air core electro drive for radar antenna. *Elektrotehnichni ta komputerni systemy*. 2011. No 3(79). Pp. 248-252. (Rus)

Надійшла 24.02.2020

Остаточний варіант 20.08.2020

**ВИЗНАЧЕННЯ ОПТИМАЛЬНИХ ПАРАМЕТРІВ ЗАСОБІВ ЗНИЖЕННЯ НЕСИМЕТРІЇ НАПРУГ В НИЗЬКОВОЛЬТНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ**

**А.Ф. Жаркін\***, чл.-кор. НАН України, **С.О. Палачов\*\***, канд. техн. наук,  
**А.Г. Пазєєв\*\*\***, канд. техн. наук, **Д.О. Малахатка\*\*\*\***, канд. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: [zhark@ied.org.ua](mailto:zhark@ied.org.ua)

*Розглянуто шляхи пошуку оптимальних способів покращення якості електричної енергії в електричних мережах з розосередженим несиметричним навантаженням за допомогою фільтрів струмів нульової послідовності, які враховують можливість забезпечення бажаних показників з мінімальними витратами, особливості роботи в аварійних режимах та умови забезпечення електробезпеки споживачів. Проведено відповідні розрахунки за допомогою імітаційного моделювання. Бібл. 6, рис. 4.*

**Ключові слова:** якість електроенергії, несиметрія напруг, фільтр струмів нульової послідовності, аварійні режими, безпека.

**Вступ.** Особливістю забезпечення належної якості електричної енергії в розподільних мережах є те, що можливість дотримання електропостачальником норм стандартів для більшості показників якості напруги знаходиться у прямому зв'язку з дотриманням споживачами граничних значень рівня емісії для основних типів завод: гармонік струму, коливання напруги і флікера, а також несиметрії напруг. Світовий досвід показує, що дотримання норм стандарту з якості напруги електропостачання для всіх без виключення споживачів не є доцільним, оскільки може призводити до неприпустимого підвищення вартості електропостачання, що може не влаштовувати значну частину споживачів у даній мережі, обладнання яких має достатню заводостійкість. В таких випадках окремі споживачі, обладнання яких має високий рівень чутливості до якості напруги електропостачання, вимушені застосовувати індивідуальні або групові засоби її покращення.

**Метою роботи** є визначення шляхів досягнення оптимальних показників несиметрії фазних напруг в розподільній низьковольтній мережі зі споживачами, що мають обладнання з різним рівнем чутливості до якості напруги.

**Основний зміст.** Проектування електричних мереж передбачає вибір перерізу силових провідників розподільних мереж на основі дотримання одночасно двох критеріїв: за допустимим струмом провідника та за допустимими втратами напруги від розподільного трансформатора до найвіддаленішої точки мережі. Однак на практиці другий критерій не завжди враховується належним чином, внаслідок чого в розподільних мережах низької напруги з великою кількістю і потужністю однофазних споживачів відхилення напруги електропостачання в часи пік може бути значно більше встановленого стандартами рівня. Крім того, в розподільних мережах з побутовими споживачами дуже складно дотриматися рівномірного навантаження всіх фаз. Наслідком цього є суттєве збільшення струму в нульовому провіднику, який до того ж, зазвичай, має менший переріз, ніж лінійні. У той же час падіння напруг на провідниках від розподільного трансформатора до точки приєднання споживача спричиняють появу значної несиметрії трифазних напруг.

Задля визначення кількісних характеристик несиметрії напруг ГОСТ 13109-97 встановлює два показники – коефіцієнти несиметрії за зворотною –  $K_{2U}$  та за нульовою послідовністю  $K_{0U}$ , які розраховуються як відношення відповідних симетричних складових системи трифазних напруг до складової прямої послідовності. Відповідно до вимог ГОСТ 13109-97 значення 2% для обох показників можуть бути перевищені тільки в 5% випадків від кількості вимірювань впродовж тижня. До речі, міжнародний стандарт EN 50160:2010 нормує тільки один показник несиметрії –  $K_{2U}$ .

Теоретично для системи трифазних напруг, що мають допустимі відхилення від їхнього номінального значення: +5%, 0%, -5% та однакові кути зсуву фаз (по  $120^0$ ) значення коефіцієнтів  $K_{0U}$

© Жаркін А.Ф., Палачов С.О., Пазєєв А.Г., Малахатка Д.О., 2020  
ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0001-5996-0901>; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-4502-1724>;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-1944-4114>; \*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-0515-5450>

і  $K_{2U}$  дорівнює приблизно 2,9%. Але внаслідок зсуву нейтралі в системі трифазних напруг і нерівності кутів зсуву фаз показник  $K_{0U}$  може досягати значно більшого значення, ніж  $K_{2U}$ , тому в даній роботі розглядаються шляхи зниження саме коефіцієнта несиметрії за нульовою послідовністю.

Одним з ефективних способів зниження напруги нульової послідовності є створення для споживача або групи споживачів власної малопотужної локальної трифазної мережі зі штучною нейтраллю [1], наприклад, шляхом застосування фільтра струмів нульової послідовності у вигляді трансформатора зі схемою з'єднання обмоток «зустрічний зигзаг» [2]. Для даного випадку значення модуля опору нульової послідовності зазначеного фільтра можна розрахувати за виразом

$$|Z_0| = U_0 / I_0 = 220 \cdot K_{0U} / I_0,$$

де 220 – номінальне значення фазної напруги мережі;  $U_0$  – допустиме значення напруги нульової послідовності;  $I_0$  – струм нульової послідовності несиметричного навантаження, що дорівнює 1/3 від суми фазних струмів.

На основі даних щодо потужності і  $\cos\varphi_N$  несиметричного навантаження споживача можна розрахувати значення струму нульової послідовності

$$I_0 = \frac{P_A(\cos\varphi_{HA} + j\sin\varphi_{HA})}{3U_A \cdot \cos\varphi_{HA}} + \frac{P_B[\cos(\varphi_{HB} - \varphi_{AB}) + j\sin(\varphi_{HB} - \varphi_{AB})]}{3U_B \cdot \cos\varphi_{HB}} + \frac{P_C[\cos(\varphi_{HC} - \varphi_{AC}) + j\sin(\varphi_{HC} - \varphi_{AC})]}{3U_C \cdot \cos\varphi_{HC}},$$

де  $U_A, U_B, U_C$  – значення відповідних фазних напруг;  $P_A, P_B, P_C$  – активні потужності однофазного лінійного навантаження у фазах;  $\varphi_{HA}, \varphi_{HB}, \varphi_{HC}$  – кути між фазними напругами і струмами у відповідних фазах;  $\varphi_{AB}, \varphi_{AC}$  – кути між векторами фазних напруг в точці приєднання споживача.

Особливістю даного способу є те, що показник  $K_{0U}$  в даній локальній мережі буде визначатися тільки параметрами навантаження та опором нульової послідовності фільтра, значення якого може бути відносно великим, що спрощує його конструкцію та робить вартість низькою. Крім того в аварійних режимах мережі, наприклад, у випадку обриву однієї з фаз, струмове перенавантаження обмоток фільтра буде відсутнє [3]. Недоліком є необхідність прокладання окремого PE-провідника заземлення задля забезпечення безпеки від ураження струмом у випадку пробією ізоляції на корпус.

Іншим розповсюдженим способом покращення показника  $K_{0U}$  є приєднання зазначених фільтрів до нульового провідника розподільної мережі [4, 5]. Перевагою даного способу є те, що заземлення обладнання споживача може бути виконано за стандартною схемою TN-C-S, а недоліком – залежність показників несиметрії не тільки від опору фільтра, але і від параметрів навантаження всіх споживачів в даній мережі, опору мережі в точках їхнього приєднання та місця розташування фільтра. Суттєвий вплив розосередженого несиметричного навантаження в мережі на показник  $K_{0U}$  призводить до необхідності мати більш низьке значення опору фільтра, ніж в попередньому випадку. Також слід враховувати, що у разі обриву однієї з фаз мережі буде мати місце струмове перенавантаження обмоток фільтра, що має бути передбачено роботою системи автоматичного захисту.

Задля розрахунку показників  $K_{0U}$  в мережі з п'ятьма однаковими послідовно підключеними блоками несиметричного навантаження для різних топологій підключення до неї фільтрів струмів нульової послідовності (з різними параметрами) було використано імітаційне моделювання в Matlab-Simulink. На рис. 1 наведено частину загальної моделі, яка не показує повторювані блоки навантаження і вимірювання, а фільтр струмів нульової послідовності різної складності конструкції, який приєднується до мережі шістьма різними способами, представлено блоком «Grounding Transformer». Значення параметрів опору прямої і нульової послідовностей розподільного трансформатора потужністю 250 кВА зі схемою з'єднання обмоток «зірка-зірка з нулем», що наведено в [6], задано в блоці «Three-Phase Mutual Inductance Z1-Z0». Відрізки трифазної чотирипровідної лінії з алюмінієвих проводів перерізом 150 мм<sup>2</sup> для лінійних та 70 мм<sup>2</sup> – для нульового провідників з довжиною 500 м між трансформатором та послідовно підключеними до мережі споживачами моделюються за допомогою блоків «Лінія-» з опором (0,1 +j0,01) Ом та «Лінія-N» з опором (0,2 +j0,01) Ом. Кожен з 5-х однакових блоків несиметричного навантаження з потужністю в фазі 2,55 кВт, 3,64 кВт та 1,45 кВт відповідно, що приєднано до розподільної мережі за допомогою фідерів з опором (0,1 +j0,01) Ом, моделюється трьома однофазними блоками «Parallel RLC Load».

Результати розрахунків показників  $K_{0U}$  у всіх вузлах навантаження N у разі підключення фільтрів струмів нульової послідовності з різними значеннями їхніх параметрів двома зазначеними вище способами до третього вузла мережі показано на рис. 2, до п'ятого вузла – на рис. 3, двох однакових фільтрів до обох зазначених вузлів одночасно – на рис. 4. Крива I на даних рисунках

відповідає відсутності підключення фільтра, крива 2 – створенню локальної мережі (або двох мереж) за допомогою фільтрів з опором нульової послідовності  $(0,4 + j1,2)$  Ом, криві 3 та 4 – підключенню до нульового провідника розподільної мережі фільтрів з опором нульової послідовності  $(0,4 + j1,2)$  Ом та  $(0,1 + j0,1)$  Ом відповідно.

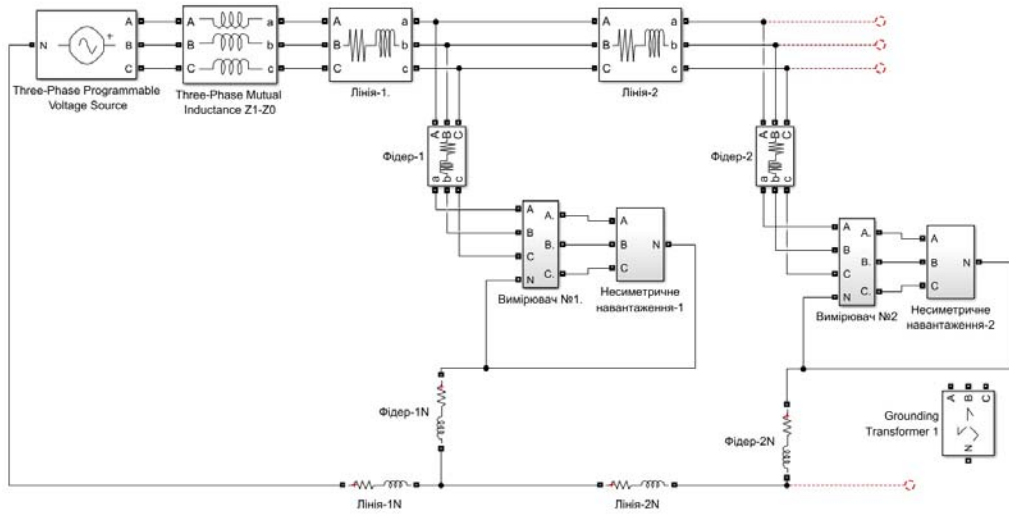


Рис. 1

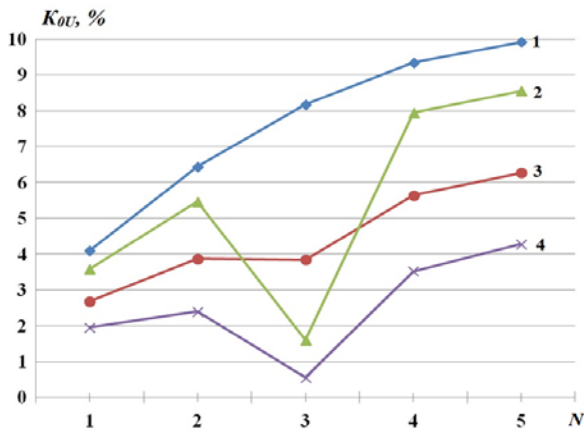


Рис. 2

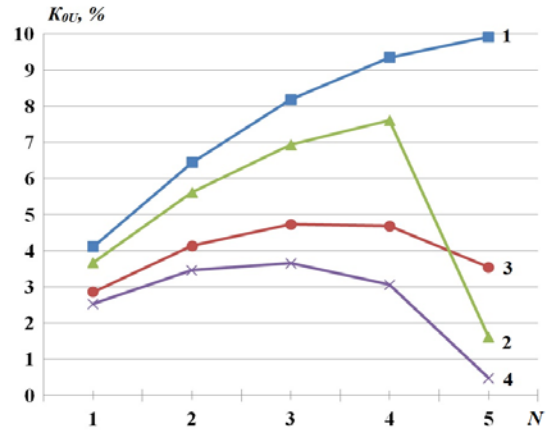


Рис. 3

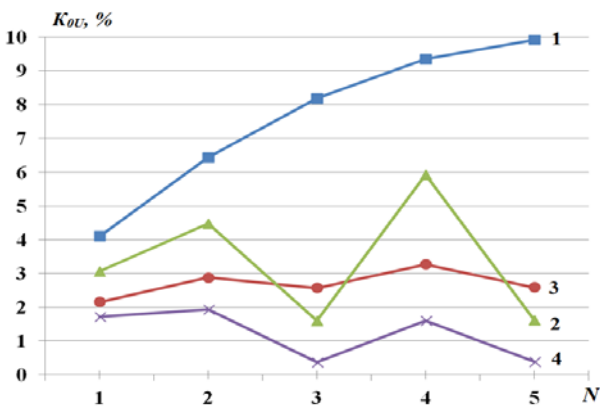


Рис. 4

Результати розрахунків показують, що для розглянутої мережі у випадку необхідності забезпечення нормованих показників  $K_{OU}$  тільки в одному або в двох вузлах навантаження без суттєвого покращення  $K_{OU}$  в інших вузлах, достатньо ефективним є застосування топології локальної мережі, яка дає змогу використовувати фільтр, що має відносно велике значення опору нульової послідовності. Але у випадку необхідності значного покращення показників  $K_{OU}$  у всіх без винятку вузлах більш ефективним є приєднання фільтрів з відповідним опором до нульового провідника розподільної мережі (з урахуванням оптимального вибору місця їхнього розташування).

**Висновки.** На підставі проведеного моделювання трифазної розподільної мережі з розосередженими точками підключення несиметричного навантаження проведено розрахунок  $K_{OU}$  для різних випадків підключення до мережі фільтрів струмів нульової послідовності. Визначено, що у разі створення локальної мережі зі штучною нейтраллю для одного або групи чутливих до якості напруги споживачів значення імпедансу зазначеного пристрою може бути суттєво більшим (тобто вартість пристрою значно меншою), ніж для випадку з'єднання фільтра з нульовим провідником мережі.

Роботу виконано за бюджетною програмою НАН України (КПКВК 6541030): наукова робота «Розвинення теорії та розроблення заходів і технічних засобів забезпечення якісного електропостачання в електричних мережах систем розподілу з відновлюваними джерелами енергії» (шифр – «ЕМІСІЯ-3»).

1. Шидловський А.К., Жаркін А.Ф., Новський В.О., Капличний Н.М., Козлов О.В., Малахатка Д.О. Забезпечення електромагнітної сумісності в локальних електричних мережах. *Вісник НТУ «ХПИ»*. 2018. Вип. 26. Том 1. С. 174-183. DOI: <https://doi.org/10.20998/2413-4295.2018.26.24>

2. Шидловский А.К., Новский В.А., Капличный Н.Н. Стабилизация параметров электрической энергии в распределительных сетях. Киев: Наукова думка. 1989. 312 с.

3. Жаркин А.Ф., Капличный Н.Н., Новский В.А., Козлов А.В. Особенности работы локальных низковольтных электрических сетей с искусственной нейтральной точкой в неноминальных режимах. *Электрические сети и системы*. 2012. № 5. С. 47-52.

4. Hung-Liang J., Jinn-Chang W. Analysis of zig-zag transformer applying in the three-phase four-wire distribution power system. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2005. Vol. 20. Iss. 4. Pp. 1168-1173.

DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2005.844281>

5. Arvindan A. N., Sanal C. Investigation for harmonic mitigation in the line and neutral currents of three-phase four-wire system feeding two-pulse rectifiers with balanced and unbalanced load using Zig-Zag transformer. IEEE 2nd International Conference on *Electrical Energy Systems (ICEES)*. 7-9 January 2014, Chennai, India, 2014. Pp. 194–201. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEES.2014.6924167>

6. Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Повышение качества энергии. Киев: Наукова думка. 1985. 268 с.

УДК 621.311

### ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ УСТРОЙСТВ СНИЖЕНИЯ НЕСИММЕТРИИ НАПРЯЖЕНИЯ В НИЗКОВОЛЬТНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ

А.Ф. Жаркин, чл.-кор. НАН Украины, С.А. Палачев, канд. техн. наук, А.Г. Пазеев, канд. техн. наук,

Д.А. Малахатка, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.

E-mail: [zhark@ied.org.ua](mailto:zhark@ied.org.ua)

Рассмотрены пути поиска оптимальных способов улучшения качества электрической энергии в электрических сетях с рассредоточенными несимметричными нагрузками с помощью фильтров токов нулевой последовательности, которые учитывают возможность обеспечения желаемых показателей с минимальными затратами и с учетом особенностей работы в аварийных режимах сети и обеспечением электробезопасности потребителей. Проведены соответствующие расчеты с помощью имитационного моделирования. Библ. 6, рис. 4.

**Ключевые слова:** качество электроэнергии, несимметрия напряжений, фильтр токов нулевой последовательности, аварийные режимы, безопасность.

### DETERMINATION OF OPTIMAL CHARACTERISTICS OF DEVICES FOR VOLTAGE UNBALANCE REDUCING IN LOW VOLTAGE ELECTRIC NETWORKS

A.F. Zharkin, S.O. Palachov, A.G. Paziiev, D. O. Malakhatka

Institute of electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: [zhark@ied.org.ua](mailto:zhark@ied.org.ua)

Ways of searching for optimal ways to improve the quality of electric energy in electric networks with dispersed unbalanced loads using zero-sequence current filters are considered, which take into account the possibility of ensuring the desired performance with minimal cost and taking into account the peculiarities of operation in emergency network conditions and ensuring electrical safety of consumers. Corresponding calculations were carried out using simulation modeling. Ref.6, fig. 4.

**Keywords:** power quality, voltage unbalance, zero-sequence current filter, emergency modes, safety.

1. Shydlovskiy A.K., Zharkin A.F., Novskiy V.O., Kaplychniy N.M., Kozlov O.V., Malakhatka D.O. Providing of electromagnetic compatibility in local electric networks. *Visnyk NTU KhPI*. 2018. No. 26. Vol. 1. Pp. 174-183. (Ukr)

DOI: <https://doi.org/10.20998/2413-4295.2018.26.24>

2. Shidlovskij A.K., Novskij V.A., Kaplychnyj N.N. Stabilization of electric energy parameters in distribution networks. Kiev: Naukova dumka. 1989. 312 p. (Rus)

3. Zharkin A.F., Kaplychnyj N.N., Novskij V.A., Kozlov A.V. Features of the work of local low-voltage electric networks with artificial neutral point in non-nominal modes. *Elektricheskie seti i sistemy*. 2012. No 5. Pp. 47-52. (Rus)

4. Hung-Liang J., Jinn-Chang W. Analysis of zig-zag transformer applying in the three-phase four-wire distribution power system. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2005. Vol. 20. Iss. 4. Pp. 1168-1173.

DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2005.844281>

5. Arvindan A. N., Sanal C. Investigation for harmonic mitigation in the line and neutral currents of three-phase four-wire system feeding two-pulse rectifiers with balanced and unbalanced load using Zig-Zag transformer. IEEE 2nd International Conference on *Electrical Energy Systems (ICEES)*. Chennai, India. 7-9 January, 2014. Pp. 194–201.

DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEES.2014.6924167>

6. Shidlovskij A.K., Kuznetsov V.G. Energy quality improvement. Kiev: Naukova dumka. 1985. 268 p. (Rus)

Надійшла 28.02.2020

Остаточний варіант 22.06.2020



## COMPREHENSIVE METHOD FOR EVALUATION OF MEDIUM- AND LOW-VOLTAGE DISTRIBUTION NETWORK OPERATING STATE

Shiwei Su<sup>1,2</sup>, Yiran You<sup>2</sup>, Yu Zou<sup>3</sup>

<sup>1</sup> China Three Gorges University Hubei Provincial Key Laboratory for Operation and Control of Cascaded Hydropower Station,  
Yichang 443002, China

<sup>2</sup> China Three Gorges University College of Electrical Engineering & New Energy,  
Yichang 443002, China

<sup>3</sup> Qinzhou Power Supply Bureau of Guangxi Power Grid Co., Ltd.,  
Qinzhou 535000, China. E-mail: [yvr937@foxmail.com](mailto:yvr937@foxmail.com)

*With the development of intelligent distribution networks and access to distributed energy, the solving the problem of timely and accurate determination of the operating state of the distribution network is an urgent task. Based on an improved analysis of the principle components of the network and statements of a self-organizing neural network, this article proposes the method to evaluate the operating state of medium- and low-voltage distribution networks. At the first step, the system of evaluating indices of the network is formed by advanced component analysis. The evaluation system is grounded on four aspects, including safety, reliability, quality and economy. Next, the self-organizing neural network is used to identify and clean up the data regarding the operating state of the distribution network. At the next step, the indicators are modeled at all levels; the entropy method is applied to calculate the total weight of all indicators. Then the value of each indicator is found and the weak links of the distribution network are determined. At the final stage, the comprehensive assessment of the real operation of the distribution network in Guangxi province is carried out. As shown, the method can effectively reduce the effect of abnormal data and subjectivity factor on the results of evaluating the state of the distribution network. That confirms the feasibility and practicability of the proposed method. References 22, figures 6, tables 6.*

**Key words:** distribution network, improved principal component analysis, self-organizing neural network, entropy combination, comprehensive evaluation.

**1. Introduction.** In the recent years, as an important part of smart grid, intelligent distribution network has become a new trend in the development of smart grid [1–3]. However, the defects of different equipment and low automation level in medium- and low-voltage distribution networks are hindered in the development of intelligent distribution network. Moreover, the low- and medium-voltage distribution networks are a key link for the connection between the power system and users, and its operating states affect the national economy [4–6]. Therefore, it is urgent to develop a scientific, effective, fast and accurate evaluation system for the low- and medium-voltage distribution networks.

At present, many evaluation methods have been proposed and studied. The multi-level evaluation index systems for different levels are proposed in [7–9], but without expert experience or ignoring the influence of evaluation indices in distribution network. In [10–13] the AHP-Delphi method is proposed to evaluate the operating state of distribution network or to modify the weights of indices at all levels. However, AHP-Delphi method is too subjective to evaluate the operating state of distribution network objectively. In [14–17], the Monte Carlo method, matter-element extension method, G2-entropy method and other approaches are used to evaluate the operating state of distribution networks. However, the problems of data accuracy and abnormal data in the existing data system are ignored. Moreover, due to the fact that the evaluation results regarding distribution network are easily affected by abnormal data, the evaluation errors may be caused and the wrong control signals may be sent to the distribution network. In a word, the existing studies on the operating state evaluation of medium- and low-voltage distribution networks mostly ignore the following problems: abnormal data of distribution network and subjectivity of evaluation method, which cannot objectively evaluate the real operating state of distribution network.

Therefore, this paper proposes the method for operating state evaluation of medium- and low-voltage distribution networks based on improved analysis of principal components and self-organizing neural network. First of all, the improved principal component analysis method is adopted to extract the indices that can best reflect the operating state of distribution network, and then the AHP index system is constructed. Secondly, the data on the operation of distribution network are cleaned up based on self-organizing neural

network. Then the entropy combination weight algorithm is used to calculate the weights of indices. Finally, by calculating the each index, the weak links of distribution network are found. In conclusion, the comprehensive evaluation results of the actual distribution network show that the proposed method can provide the effective technical support and information for the control and management of the medium- and low-voltage distribution networks.

**2. Features of extraction based on improved principal component analysis.** In the evaluation of the operating state of medium- and low-voltage distribution networks, there are many factors that affect the state of distribution network, and there is no unified method to screen the evaluation indices. Most studies establish the evaluation index system of distribution network through research analysis and expert opinions. It is difficult to accurately evaluate the distribution network due to the subjectivity of the method. It is impossible to filter out the overlapping information attributes among evaluation indicators at a certain level, and it is difficult to accurately evaluate the operating state of distribution network.

Therefore this paper proposes an extraction algorithm based on improved principal component analysis to screen evaluation indices. This method can reduce many evaluation indices to several comprehensive indices, make the index system simpler and more reasonable, and extract the index that can best reflect the operating state of distribution network. The steps are as follows:

(1) Selection of a number of evaluation indices of distribution network, quantification of each evaluation index, construction of the evaluation index quantization matrix and elimination of the dimension:

$$x_{ij} = \frac{x_{ij} - \bar{x}_j}{s_j}, \quad (1)$$

where  $s_j^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_{ij} - \bar{x}_j)^2$ ,  $\bar{x}_j = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_{ij}$ ,  $i=1,2,3\dots n, j=1,2,3\dots p$ .

According to the covariance principle, the covariance matrix is the correlation coefficient matrix after the standardized transformation of the index.

(2) Then solution of the correlation coefficient matrix, determination of the eigenvalue and eigenvector of the matrix, and sorting of them according to the eigenvalue  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3 \geq \dots \geq \lambda_p$ , the eigenvector corresponding to each eigenvalue  $\lambda_i$  is  $\alpha_i$ .

Then calculation of the cumulative variance contribution rate:

$$\sum_{k=1}^i \lambda_k / \sum_{k=1}^p \lambda_k. \quad (2)$$

The cumulative variance contribution rate mentioned above reflects the amount of information contained in the linear transformation of variables. When the factor is more important, the cumulative variance contribution rate will be larger.

(3) Special extraction of indices.

Firstly, calculation of the main component load matrix A:

$$A = (\sqrt{\lambda_1} \alpha_1, \sqrt{\lambda_2} \alpha_2, \sqrt{\lambda_3} \alpha_3, \dots, \sqrt{\lambda_m} \alpha_m), \quad (3)$$

where  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_m$  are the eigenvalues of the matrix,  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_m$  are the components of the eigenvector.

Then calculation of the importance degree of each evaluation index: analysis of the selected principal components and calculation of the importance degree of the index in the principal components. The calculation formula of the importance degree H is as follows:

$$H = \sqrt{\lambda_1} \alpha_1 + \sqrt{\lambda_2} \alpha_2 + \sqrt{\lambda_3} \alpha_3 + \dots + \sqrt{\lambda_m} \alpha_m. \quad (4)$$

Then normalization of the importance degree of the obtained evaluation index is realized. The higher the importance degree, the stronger the correlation, that is, the more representative of the evaluation index among the numerous evaluation indices. Finally, the key indices of the evaluation of the operating state of the distribution network are obtained.

**3. Data cleaning based on self-organizing neural network.** Medium- and low-voltage distribution networks have complex structure, various equipment and low automation level, so the operation data uploaded by the existing data acquisition system have many defects, such as data collection difficulties, poor accuracy and incomplete data [18]. Therefore, it is urgent to identify and clean abnormal data when evaluating the operating state of low- and medium-voltage distribution networks.

In power system, the methods of data cleaning are numerous, but the traditional data cleaning algorithm is not suitable for distribution network operation evaluation, because the traditional algorithm cannot get the trend of abnormal change of each data and the correlation between the data, which is easy to

cause abnormal data is not completely clear. Moreover, because of the large amount of data in the operating state of the distribution network, the outliers belong to the small samples, so the error of the traditional clustering analysis method is also large.

Therefore, this paper proposes a distribution network operation data cleaning algorithm based on self-organizing neural network. Its core theory is deep learning technology [19], which adopts competitive learning to conduct sample training to process high-dimensional data volume and clean distribution network abnormal data more quickly and accurately.

**3.1. Basic principles of self-organizing neural networks.** Self-organizing neural network algorithm refers to the random multiple selection in the sample system, and the mapping of self-organizing neural network by Bootstrap sampling or other sampling methods. The training process is competitive deep learning, the steps are as follows: first, number the sample vector and calculate the Euclidean distance. Then, the weights and the most similar neurons were formed into matching units, and the feature map of the neurons was finally obtained. The closer the distance between the neurons, the higher the similarity, so the

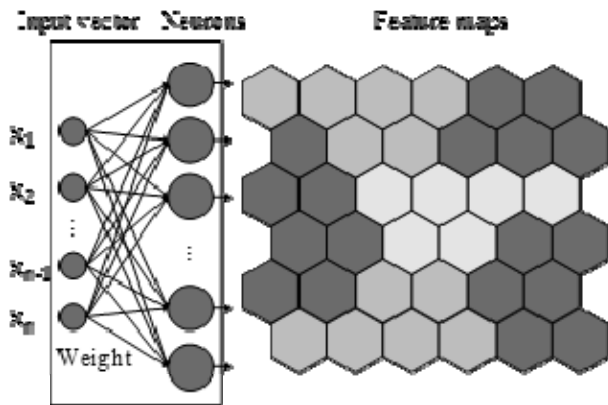


Fig. 1

more accurate the data. The training process is shown in Fig. 1.

**3.2. Establishment of self-organizing neural network model.** The steps for establishing the model of data cleaning algorithm based on self-organizing neural network described in this paper are as follows:

(1) Normalization of input vector and corresponding vector of neuron:

$$\hat{X} = \frac{X}{\|X\|} = \left( \frac{x_1}{\sqrt{\sum_{j=1}^n x_j^2}}, \frac{x_2}{\sqrt{\sum_{j=1}^n x_j^2}}, \dots, \frac{x_n}{\sqrt{\sum_{j=1}^n x_j^2}} \right)^T, \quad (5)$$

where  $j=1,2,3,\dots,m$ ,  $j$  is the neuron number;  $X$  is the input vector.

(2) Whenever any input vector is obtained, compared it with the corresponding vectors of all neurons, the vectors that are most similar to each other are competitive neurons. If the two vectors are similar, their dot product should be maximized as follows:

$$\hat{W}_j^T \hat{X} = \max_{j \in \{1,2,3,\dots,m\}} (\hat{W}_j^T \hat{X}). \quad (6)$$

After transformation of the above equation we get:

$$\left\| \hat{X} - \hat{W}_j^T \right\| = \min_{j \in \{1,2,3,\dots,m\}} \left\{ \left\| \hat{X} - \hat{W}_j \right\| \right\}. \quad (7)$$

Minimum Euclidean distance is equal to:

$$\left\| \hat{X} - \hat{W}_j^T \right\| = \sqrt{2(1 - \hat{W}_j^T \hat{X})}, \quad (8)$$

where  $W_j$  and  $W_{j^*}$  are the vector of neurons  $j$  and  $j^*$ .

(3) When the matching unit is adjusted to the input unit, the amount of matching unit will decrease with distance and time, the weight  $A_b(s)$  is obtained by using the following formula:

$$O_j(t+1) = \begin{cases} 1, & j = j^* \\ 0, & j \neq j^* \end{cases}. \quad (9)$$

And then the formula for the neuron has the following form:

$$A_b(s+1) = A_b(s) + f(u,b,s)\beta(s)[X(t) - A_b(s)], \quad (10)$$

where  $t$  is the index of the training sample,  $X(t)$  is the input vector,  $s$  is the step length index,  $\beta(s)$  is the learning coefficient of monotonically decreasing,  $u$  is the matching unit index of the input vector,  $f(u,b,s)$  is the proximity function of the distance between neurons  $u$  and  $b$  when the step size is  $s$ .  $T$  is the size of the training sample.

#### 4. Calculation of evaluation index of distribution network operating state.

**4.1. Modeling of index for evaluation.** The evaluation index system for the operating state of distribution network constructed by the improved principal component analysis method and analytic

hierarchy process, and its intermediate layer is: security, reliability, quality and economy. The single index of the index layers is: three phase unbalance, transformer load rate, operation failure rate, reliability of power supply, voltage eligibility rate and line loss rate. For the above six single index of power distribution network operation evaluation, the model is as follows:

(1) Security index.

Three phase unbalances: the amplitude difference of voltage or current in the three phases of the distribution network exceeds the reasonable limit. The smaller the value, the healthier the distribution network is. The formula is as follows:

$$X_1 = \frac{3 \max\{P_A, P_B, P_C\} - (P_A + P_B + P_C)}{P_A + P_B + P_C}, \quad (11)$$

where  $P_A, P_B, P_C$  respectively represent the load of three-phase A, B, C at the outlet end of the low-voltage side of the transformer in the distribution network.

The transformer load rate refers to the ratio between the average output power of the distribution network and the rated capacity of the transformer within a certain range. The smaller the load rate within this range, the healthier the distribution network is. The formula is as follows:

$$X_2 = \frac{W_t}{S}, \quad (12)$$

where  $W_t$  refers to the power supply load in the distribution network within  $t$  time, and  $S$  is the transformer capacity.

(2) Reliability index.

Operation failure rate: the average number of failures of the distribution network. The lower the operation failure rate, the healthier the distribution network is. The formula of operation failure rate converted to one year is as follows:

$$X_3 = \lambda_t \cdot \frac{8760h}{t}. \quad (13)$$

where  $\lambda_t$  is the rate of failure during the statistical time, 8760h is the number of hours in a year, and  $t$  is the number of hours in the statistical time.

Reliability of power supply: The ability of a distribution network to distribute electrical energy to users above the acceptable rate. The higher the reliability of power supply, the healthier the distribution network operation. The formula is as follows:

$$X_4 = \left(1 - \frac{\bar{t}}{t}\right) \times 100\%, \quad (14)$$

$$\bar{t} = \frac{\sum W_0 \cdot t_0}{W}, \quad (15)$$

where  $\bar{t}$  is the average power consumption time of all users,  $W_0$  is the number of users without power;  $t_0$  is the blackout time,  $W$  is the statistics of all users,  $t$  is the total statistical time.

(3) Quality index.

Voltage eligibility rate refers to the rate between the time when the voltage is within the specified limit and the total time. The higher the voltage eligibility rate is, the healthier the distribution network. The formula is as follows:

$$X_5 = \left(1 - \frac{t_0}{t}\right) \times 100\%, \quad (16)$$

where  $t_0$  is the voltage over-limit time,  $t$  is the statistical time.

(4) Economic index.

Line loss rate refers to the percentage of line loss in power supply. The lower the line loss rate, the healthier the distribution network is. The formula is as follows:

$$X_6 = \frac{P_1 - P_2}{P_1} \times 100\%, \quad (17)$$

where  $P_1$  is the power supply,  $P_2$  is the power sold.

**4.2. Scoring methods for single index.** In this paper, the evaluation function of fuzzy membership degree is used to determine the scoring formula of each single index [20]. Indices can be divided into three categories: positive indices, reverse indices and interval indices.

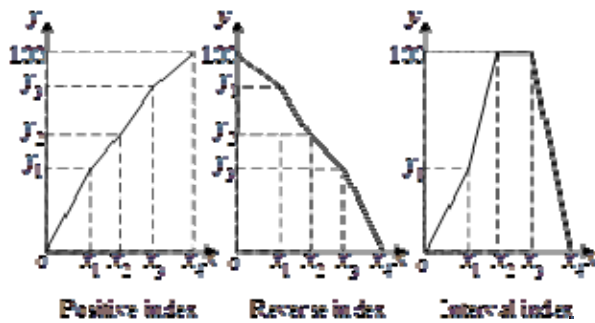


Fig. 2

As shown in Fig. 2, the slope of the curve within the interval was determined according to the proportion of index values in each segment, so as to divide the fuzzy membership function graph of each index, and then determine the piecewise function of interval values.

In the Fig. 2  $x$  the single index value,  $x_i$  is the factor under investigation and also the segment point of the single index value,  $y$  is the evaluation score,  $y_i$  is the position of  $x_i$  within  $[0,100]$  and also the evaluation score corresponding to the index value.

**5. Entropy combination weight method to determine the comprehensive weight.** Assessment the operating state of medium- and low-voltage distribution networks. After constructing the evaluation index system the weight of each index should be determined. At present, there are many methods to determine the weight factor, including analytic hierarchy process, Delphi method, comprehensive weighting method, etc. However, the above methods are more empirical and cannot objectively reflect the importance of each index. This paper proposes an entropy combination weight method to determine the weight of evaluation index. Firstly, on the basis of AHP, the index is positive and dimensionless. Secondly, AHP-Delphi method is used to estimate the importance of each evaluation index and calculate the subjective weight. Then, the entropy weight method is used to measure the information and calculate the objective weight. Finally, the comprehensive weight is optimized by Lagrange multiplier method.

**5.1. AHP-Delphi method to determine the subjective weight.** The calculation process of AHP-Delphi method used to determine the subjective weight of evaluation index is as follows:

(1) Construction of a judgment matrix:  $u_i, u_j (i, j=1, 2, \dots, n)$  represent factors, while  $u_{ij}$  represent the importance of  $u_i$  relative to  $u_j$ , and judgment matrix  $P$  is formed through  $u_{ij}$  as follows:

$$P = \begin{bmatrix} u_{11} & u_{12} & \dots & u_{1n} \\ u_{21} & u_{22} & \dots & u_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ u_{n1} & u_{n2} & \dots & u_{nn} \end{bmatrix}. \quad (18)$$

(2) Order of importance: calculation of the largest eigenvalue  $\lambda_{\max}$  in  $P$  and the corresponding eigenvector  $\omega$  as follows:

$$P\omega = \lambda_{\max} \omega. \quad (19)$$

Then the eigenvector  $\omega$  is normalized to rank the importance of each evaluation index.

(3) Consistency test: verification of reasonability for the importance ranking as follows:

$$CR = CI / RI, \quad (20)$$

where  $CI = (\lambda_{\max} - n) / (n - 1)$ , the values of  $RI$  are shown in Table 1, when  $CR < 0.1$  or  $\lambda_{\max} = n$ ,  $CI = 0$ , meet the requirements.

Table 1

n	1	2	3	4	5	6	7	8
RI	0	0	0.58	0.90	1.12	1.24	1.32	1.41

**5.2. Entropy weight method to determine the objective weight.** If the AHP-Delphi method adopted in section 5.1 is used to independently determine the weight of the evaluation index, it may lead to subjectivity, and the final evaluation result may be biased due to human factors, while the entropy weight method can effectively make up for the subjectivity of the weight of the index [21–22], the calculation process is as follows:

If there are  $m$  units to be evaluated and  $n$  evaluation indices, the original data matrix is as follows:

$$X = (x_{ij})_{m \times n}. \quad (21)$$

For one of the evaluation indices the information entropy is equal to:

$$E_j = -\sum_{i=1}^m p_{ij} \ln p_{ij} / \ln m, \quad (22)$$

where  $p_{ij} = x_{ij} / \sum_{i=1}^m x_{ij}$ .

The information value of the evaluation index lies in the difference between the entropy and 1 of the indices. If the difference degree of the evaluation index is defined as  $D_j=1-E_j$ , the entropy weight of the evaluation index is:

$$w_j = D_j / \sum_{j=1}^n D_j. \quad (23)$$

**5.3. Determination of comprehensive weight and optimization.** In this paper the entropy combined weight method is used to determine the evaluation index weight of the network operating state. The process is as follows:

(1) The selected state evaluation index is positive and dimensionless, if  $X_j$  is the positive index:

$$X_j^* = \frac{X_j - \min(X_j)}{\max(X_j) - \min(X_j)}. \quad (24)$$

If  $X_j$  is the reverse index, then

$$X_j^* = \frac{\max(X_j) - X_j}{\max(X_j) - \min(X_j)}. \quad (25)$$

If  $X_j$  is the interval index, then

$$X_j^* = \begin{cases} \frac{X_j - \min(X_j)}{a - \min(X_j)}, & \min(X_j) \leq X_j < a \\ 1, & a \leq X_j \leq b \\ \frac{\max(X_j) - X_j}{\max(X_j) - b}, & b < X_j \leq \max(X_j) \end{cases}. \quad (26)$$

(2) Calculation of the subjective weight of each index according to AHP-Delphi method in section 5.1.

(3) Calculation the objective weight of each index according to the entropy weight method in section 5.2.

(4) Calculation of the comprehensive weight:

$$\bar{\omega} = \left\{ \begin{array}{l} W_1 w_1 / \sum_{j=1}^n W_j w_j, \\ W_2 w_2 / \sum_{j=1}^n W_j w_j, \dots, \\ W_n w_n / \sum_{j=1}^n W_j w_j, \end{array} \right\} = (\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n), \quad (27)$$

$$s.t. \quad \sum_{j=1}^n \omega_j = 1; \omega_j > 0. \quad (28)$$

Then the comprehensive weight is optimized by Lagrange multiplier method:

$$\omega_j = (W_j w_j)^{\frac{1}{2}} / \sum_{j=1}^n (W_j w_j)^{\frac{1}{2}}. \quad (29)$$

## 6. The example analysis.

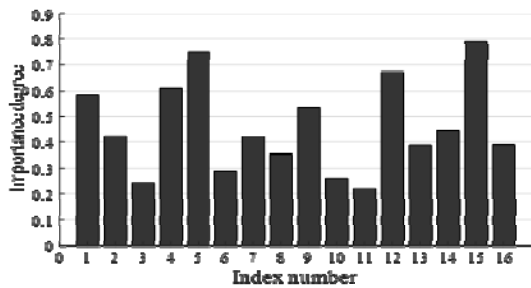
**6.1. Development of the evaluation index system.** In the evaluation of the operating state of medium- and low-voltage distribution networks, the excessive number of evaluation indices affects the efficiency and accuracy of the evaluation, and also bring inconvenience to the data cleaning algorithm. Therefore, using the feature extraction algorithm based on improved principal component analysis to extract and delete redundant indices can improve the evaluation efficiency.

Firstly, the several single evaluation indices affecting the operating state of medium- and low-voltage distribution networks are pre-selected as shown in Table 2.

**Table 2**

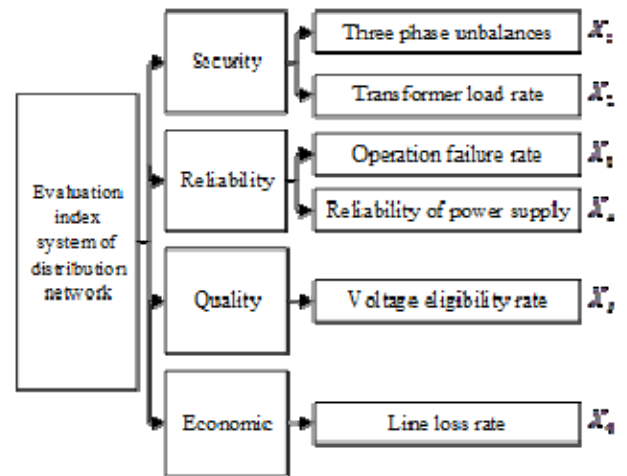
Index number	Evaluation index	Index number	Evaluation index
1	Three phase unbalances	9	Line loss rate
2	Power supply radius	10	Frame power factor
3	Risk of loss of load	11	Linking-up road rate
4	Reliability of power supply	12	Operation failure rate
5	Voltage eligibility rate	13	Harmonics distortion
6	Distribution transformer	14	Non-transferable rate
7	Failure rate	15	Transformer load rate
8	Voltage deviation	16	Rate of economy
	Line overload rate		

Then, the feature extraction based on improved principal component analysis was carried out for the pre-selected indicators, the quantitative matrix was constructed and the eigenvalue and variance contribution rate were calculated. The principal component load was determined and the importance degree of single index is obtained by formula (4). The results are shown in Fig. 3.



**Fig. 3**

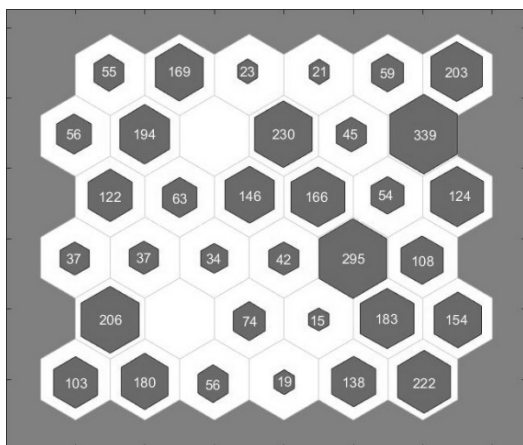
By normalizing the importance degree of each single evaluation index to [0, 1], this paper selects the single evaluation index whose importance degree is greater than 0.5, then obtains six single evaluation indices for the operating state of medium- and low-voltage distribution networks, and develops the AHP index system for them, as shown in Fig. 4.



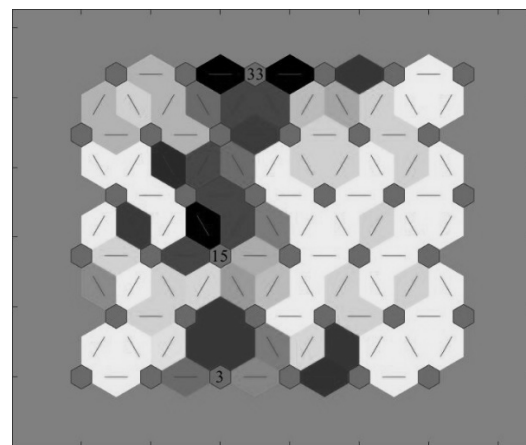
**Fig. 4**

**6.2. Identification and removal of abnormal data.** In this paper, the distribution network of a region in Guangxi province of China was selected as the evaluation object. Firstly, the field monitoring data is numbered and the input vector is normalized. Then the similarity vector is obtained by calculating the Euclidean distance. After repeated learning and training of the self-organizing neural network, the original data are classified into 36 neurons.

In this work, 3972 groups of real-time monitoring data of distribution network are selected to conduct self-organizing neural network learning and training on the monitoring data. The neuron classification of the monitoring data is shown in Fig. 5 and the Euclidean distance between the neurons is



**Fig. 5**



**Fig. 6**

shown in Fig. 6.

According to the neuron classification of monitoring data, shown in Fig. 5, 3972 groups of monitoring data were divided into 34 neurons, and each neuron contained a certain amount of monitoring data. According to the value of the Euclidean distance between neurons, the color of the division between neurons was displayed as white – gray – brown – black, the deeper color represents the Euclidean distance between neighboring neurons. If the Euclidean distance between a neuron and its surroundings is relatively large, the monitoring data of the neuron abnormalities need to be cleaned up. As shown in Fig. 6, the color between neurons no. 3, no. 15 and no. 33 and their neighboring neurons is too dark, it indicates that the Euclidean distance is large. Therefore, the number of abnormal data to be cleaned is shown in Table 3.

**Table 3**

Category	Neuron no. 3	Neuron no. 15	Neuron no. 33	Clean up the data
Amount of data	56	34	21	111

**6.3. Evaluation of actual distribution network operating state.** (1) Determination of the evaluation index weight: calculation of the subjective weight of each separate evaluation index according to the AHP-Delphi method in section 5.1. Then, according to the entropy weight method in section 5.2, the objective weight of each evaluation index was calculated. Finally, according to formula (29), the comprehensive weight of six separate evaluation indices was calculated. The weights of each index are shown in Table 4.

**Table 4**

Index	Subjective weight	Objective weight	Comprehensive weights
$X_1$	0.2106	0.0921	0.1490
$X_2$	0.1326	0.3752	0.2386
$X_3$	0.1242	0.2046	0.1705
$X_4$	0.1536	0.0823	0.1203
$X_5$	0.2435	0.1168	0.1803
$X_6$	0.1354	0.1290	0.1414

After obtaining the weight of each index, the index weight of the intermediate layer of the evaluation index system is calculated, and then the weight factors of the evaluation index system of the medium- and low-voltage distribution network operating state are determined (see Table 5).

**Table 5**

Intermediate index	Weight	Single index	Weight
Security	0.3876	Three phase unbalances	0.3844
		Transformer load rate	0.6155
Reliability	0.2908	Operation failure rate	0.5863
		Reliability of power supply	0.4137
Quality	0.1803	Voltage eligibility rate	1
Economy	0.1414	Line loss rate	1

(2) Calculation and comparison of evaluation scores: according to the analysis of calculation examples based on the identification and cleaning of abnormal data in the self-organizing neural network in section 6.2. The abnormal data in neurons no. 3, no. 15 and no. 33 should be eliminated. Data from any remaining neuron and data from neuron 33 were selected for evaluation, combined with the single index model, the single index scoring formula and the comprehensive weight, the final result is shown in Table 6.

**Table 6**

Data source	Security	Reliability	Quality	Economy	Total score
Neuron 33	69.08	87.81	78.33	70.91	76.46
Neuron 20	66.32	83.23	61.27	75.22	71.59

As can be seen from Table 6, the overall rating of distribution network operation in Guangxi province is equal to 71.59. The evaluation score of the data in the neuron no. 33 that should be eliminated was higher than that in the neuron no. 20, and the score of quality was much higher than that in the normal data. After investigation and analysis, the voltage eligibility rate in this area is general, especially the low voltage phenomenon is more common, cannot reach a healthy level. It is proved that there is a large deviation when using uncleansed abnormal data to evaluate the status. Then it is proved that the data identification and cleaning based on the data cleaning algorithm of self-organizing neural network can



improve the accuracy of distribution network operating state evaluation, and then reflect the actual operating state of distribution network.

**7. Conclusions.** This paper proposes a new operating state evaluation method for distribution networks based on improved principal component analysis and self-organizing neural network, considering the influence of abnormal data on distribution network evaluation, data cleansing by self-organizing neural network algorithm. In addition, the paper presents the improved principal component analysis to construct the evaluation index system, uses the entropy combined weight method to calculate the comprehensive weight of each evaluation index and gives a possibility to evaluate the operating state of distribution networks from the aspects of security, reliability, quality and economy.

By real example, the paper shows that the proposed method is characterized by fast convergence speed and high precision, permits to build the objective and reasonable evaluation index system and can effectively reduce the evaluation error due to abnormal data. The evaluation system and proposed method can provide the effective technical support for control and management of distribution networks.

**Acknowledgement.** This work was supported in part by the National Natural Science Foundation of China (61876097), Hubei Key Laboratory of Cascaded Hydropower Station Operation Foundation (2019KJX10).

1. Tuballa M.L., Abundo M.L. A review of the development of Smart Grid technologies. *Renewable & Sustainable Energy Reviews*. 2016. Pp. 710-725.
2. Liu K., Sheng W., Zhang D., Jia D., Hu L., He K. Big data application requirements and scenario analysis in smart distribution network. *Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*. 2015. No 2. Pp. 287-293.
3. Ptacek M., Vycital V., Toman P., Vaculik J. Analysis of dense-mesh distribution network operation using long-term monitoring data. *Energies*. 2019. Vol. 12. No 22. 4342. DOI: <https://doi.org/10.3390/en12224342>
4. Ye L., Liu Z., Zhang Y., Zhou L., Zhang Y. Review on operation and planning of distribution network in background of smart power utilization technology. *Electric Power Automation Equipment*. 2018. No. 5. Pp. 154-163.
5. Ma Z., An T., Shang Y. State of the art and development trends of power distribution technologies. *Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*. 2016. No. 6. Pp. 1552-1567.
6. Wang J., Zheng X. D., Tai N., Wei W., Li L. Resilience-Oriented Optimal Operation Strategy of Active Distribution Network. *Energies*. 2019. Vol. 12. No 17. 3380. DOI: <https://doi.org/10.3390/en12173380>
7. Ouyang S., Liu L. Reliability index system of distribution network for power consumer and its comprehensive assessment method. *Power System Technology*. 2017. No 1. Pp. 215-221.
8. Yang X., Li H., Yin Z., Jiang L., Meng J., Jiang Z. Energy efficiency index system for distribution network based on analytic hierarchy process. *Automation of Electric Power Systems*. 2013. No 21. Pp. 146-150+195.
9. Yang L., Wang S., Lu Z. Indices of distribution network intelligent planning evaluation. *Power System Technology*. 2012. No. 12. Pp. 83-87.
10. Lu P., Zhao J., Li D., Zhu Z. An assessment index system for power grid operation status and corresponding synthetic assessment method. *Power System Technology*. 2015. No 8. Pp. 2245-2252.
11. Xiao B., Liu Y., Shi Y., Jiao M. Power supply reliability assessment of mid-voltage distribution network based on principal component analysis. *Electric Power Automation Equipment*. 2018. No 10. Pp. 7-12.
12. Ma L., Lu Z., Hu H. A fuzzy comprehensive evaluation method for economic operation of urban distribution network based on interval number. *Transactions of China Electrotechnical Society*. 2012. No 8. Pp. 163-171.
13. Cao L., Li Z., Wang G., Liu L., Chen S. Reliability evaluate for distribution network based on cloud model. *Transactions of China Electrotechnical Society*. 2015. Iss. S1. Pp. 418-421.
14. Bie Z., Zhang P., Li G., Hua B., Meehan M., Wang X. Reliability evaluation of active distribution systems including microgrids. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2012. No 4. Pp. 2342-2350.
15. Zhao H., Li N. Comprehensive evaluation on the distribution network reliability based on matter-element extension model. *International Journal of Multimedia and Ubiquitous Engineering*. 2015. No 7. Pp. 49-58.
16. Luo F., Wei W., Wang C., Huang J., Yin Q., Bai Y. Research and application of GIS-based medium-voltage distribution network comprehensive technical evaluation system. *International Transactions on Electrical Energy Systems*. 2015. No 11. Pp. 2674-2684.
17. Ma J., Liu X. Conditional characteristic evaluation based on G2-entropy weight method for low-voltage distribution network. *Electric Power Automation Equipment*. 2017. No 1. Pp. 41-46.
18. Huang M., Wei Z., Sun G., Zang H. Hybrid State Estimation for Distribution Systems with AMI and SCADA Measurements. *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. Pp. 120350-120359.
19. Arulkumaran K., Deisenroth M.P., Brundage M., Bharath A.A. Deep reinforcement learning: A brief survey. *IEEE Signal Processing Magazine*. 2017. No 6. Pp. 26-38.
20. Dhodiya J.M., Tailor A.R. Genetic algorithm-based hybrid approach to solve fuzzy multi-objective assignment problem using exponential membership function. Springer-plus, 2016. No 5. Article number: 2028. URL: <https://link.springer.com/article/10.1186/s40064-016-3685-0> (accessed at 12.12.2019)

21. Hui W., Zai-Lin P., Xiao-Fang M., Dan G., Jun W. An optimization approach based on improved artificial bee colony algorithm for location and capacity of grid-connected photovoltaic systems. *Technical Electrodynamics*. 2019. No 5. Pp. 68-76. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.068>
22. Wang S., Ge L., Cai S., Wu L. Hybrid interval AHP-entropy method for electricity user evaluation in smart electricity utilization. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*. 2018. No 4. Pp. 701-711.

УДК 621.3

### СИСТЕМА КОМПЛЕКСНОЙ ОЦЕНКИ И МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАБОЧЕГО СОСТОЯНИЯ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОЙ СЕТИ

Shiwei Su<sup>1,2</sup>, Yiran You<sup>2</sup>, Yu Zou<sup>3</sup>

<sup>1</sup>China Three Gorges University, Hubei Provincial Key Laboratory for Operation and Control of Cascaded Hydropower Station, Yichang 443002, China

<sup>2</sup>China Three Gorges University, College of Electrical Engineering & New Energy, Yichang 443002, China

<sup>3</sup>Qinzhou Power Supply Bureau of Guangxi Power Grid Co., Ltd., Qinzhou 535000, China. E-mail: [yyr937@foxmail.com](mailto:yyr937@foxmail.com)

*По мере развития интеллектуальных распределительных сетей и осуществления доступа к распределённой энергетике решение проблемы своевременного и точного определения рабочего состояния распределительной сети становится все более актуальной задачей. На основе усовершенствованного анализа основных компонентов и положений самоорганизующейся нейронной сети в статье предложен метод оценки рабочего состояния распределительных сетей среднего и низкого напряжения. На первом этапе создается система оценочных индексов распределительной сети. Система оценки состояния распределительной сети основана на четырех аспектах, в том числе безопасности, надежности, качества и экономии. Далее используется самоорганизующаяся нейронная сеть для идентификации и очистки данных относительно рабочего состояния распределительной сети. На следующем шаге моделируются индикаторы на всех уровнях, применяется метод энтропии для расчета общего веса каждого индикатора. Затем находится значение всех показателей и определяются слабые звенья в распределительной сети. На заключительном этапе проводится комплексная оценка фактической работы распределительной сети в китайской провинции Гуангси. Показано, что предложенный метод позволяет эффективно уменьшить влияние аномальных данных и фактора субъективности на результаты оценки состояния распределительной сети, что подтверждает целесообразность и осуществимость предложенного метода. Библ. 22, рис. 6, табл. 6.*

**Ключевые слова:** распределительная сеть, усовершенствованный анализ основных компонентов, самоорганизующаяся нейронная сеть, комбинация энтропии, комплексная оценка.

### СИСТЕМА КОМПЛЕКСНОЇ ОЦІНКИ І МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ РОБОЧОГО СТАНУ РОЗПОДІЛЬНОЇ МЕРЕЖІ

Shiwei Su<sup>1,2</sup>, Yiran You<sup>2</sup>, Yu Zou<sup>3</sup>

<sup>1</sup>China Three Gorges University, Hubei Provincial Key Laboratory for Operation and Control of Cascaded Hydropower Station, Yichang 443002, China

<sup>2</sup>China Three Gorges University, College of Electrical Engineering & New Energy, Yichang 443002, China

<sup>3</sup>Qinzhou Power Supply Bureau of Guangxi Power Grid Co., Ltd., Qinzhou 535000, China. E-mail: [yyr937@foxmail.com](mailto:yyr937@foxmail.com)

*У міру розвитку інтелектуальних розподільчих мереж і здійснення доступу до розподіленої енергетиці рішення проблеми своєчасного та точного визначення робочого стану розподільної мережі стає все більш актуальним завданням. На основі вдосконаленого аналізу основних компонентів та положень нейронної мережі, що самоорганізується, у статті запропоновано метод оцінки робочого стану розподільчих мереж середньої та низької напруги. На першому етапі за допомогою вдосконаленого аналізу основних компонентів створюється система оціночних індексів розподільчої мережі. Система оцінки стану розподільної мережі заснована на чотирьох аспектах, у тому числі безпеці, надійності, якості та економії. Далі використовується нейронна мережа, що самоорганізується, задля ідентифікації та очищення даних щодо робочого стану розподільної мережі. На наступному кроці моделюються індикатори на всіх рівнях, застосовується метод ентропії задля розрахунку загальної ваги кожного індикатора. Потім знаходяться значення всіх показників і визначаються слабкі ланки в розподільчій мережі. На заключному етапі проводиться комплексна оцінка фактичної роботи розподільчої мережі в китайській провінції Гуангсі. Показано, що запропонований метод дає змогу ефективно зменшити вплив аномальних даних та фактора суб'єктивності на результати оцінки стану розподільної мережі, що підтверджує доцільність і здійсненність запропонованого методу. Бібл. 22, рис. 6, табл. 6.*

**Ключові слова:** розподільна мережа, аналіз головних компонентів, самоорганізована нейронна мережа, комбінація ентропії, комплексна оцінка.

Надійшла 10.01.2020  
Остаточний варіант 13.07.2020

## INVESTIGATION OF IMPEDANCE-DIFFERENTIAL PROTECTION'S ALGORITHM AS A FAULT LOCATOR FOR DOUBLE-CIRCUIT TRANSMISSION LINE

**J. Herlender, J. Iżykowski, B. Brusilowicz**

Wrocław University of Science and Technology,

27, Wybrzeże Wyspiańskiego st., 50-370 Wrocław, Poland, e-mail: [justyna.herlender@pwr.edu.pl](mailto:justyna.herlender@pwr.edu.pl)

*This paper deals with an analysis of impedance-differential protection algorithm applied to locate faults on a double-circuit transmission line. In particular, the study of fault location accuracy for the case of using the relation between currents for negative-sequence not for zero-sequence, as it was presented so far, is provided. It results from the well-known fact that zero-sequence impedances are in practice considered as quite unreliable data. Therefore, one has to limit usage of zero-sequence impedance parameters as much as possible. Such approach was applied in this paper and therefore the use of the additional relation of currents for negative-sequence is under investigation. The fault signals from ATP-EMTP simulation on the sample double-circuit transmission line was applied for evaluating the fault location accuracy. References 8, figures 4, table 1.*

**Keywords:** double-circuit line, transmission line, fault location, ATP-EMTP, simulation, algorithm, negative and zero sequences

**Introduction.** Due to their economic and environmental advantages, double-circuit transmission lines have been extensively utilised in modern power systems. However, the different possible configurations of double-circuit lines, the possibility of occurrence of faults involving two circuits combined with the effect of mutual coupling, makes their fault analysis much more complicated than for single-circuit lines [1]. Different protection schemes for the double-circuit line [2, 3] have been proposed which face problems, mostly due to mutual coupling between the circuits. It causes that the relay becomes overreached or underreached depending on the network characteristics, operating status and fault location [3].

In this paper, an analysis of impedance-differential protective algorithm of transmission line [4] is presented. The considered protection [4] utilises the measurements of both currents and voltages from line ends. Based on the voltage and current measurements, the differential impedance is calculated. This method provides reliable internal faults detection. In addition, the impedance-differential protection method allows for fault location, which is indisputably a great advantage. The distance to fault determination [5] can be utilised for an inspection-repair purpose. This paper is analysing the fault location feature of the impedance-differential algorithm. In particular, a comprehensive evaluation of fault location accuracy with the use of the simulation data is presented.

The following sections of this paper briefly recalled the concept of impedance-differential algorithm for single-circuit transmission line initially described in [4] and improved in [6]. Then, in order to implement investigated algorithm for double-circuit line, its modification is described. The method presented in this paper replaces the usage of a zero sequence component analysis [7] for consideration of the mutual coupling existence between lines by the usage of a negative sequence component analysis. Next, testing results of the proposed distance to fault calculation in double-circuit lines are compared with the method presented in [7].

**Analysis of impedance-differential algorithm.** The evaluated impedance - differential protection algorithm dedicated for a single-circuit line was primary introduced in [4] and improved in [6]. Although, authors in [7] adapted this algorithm for utilisation in a double-circuit line. The modification of the algorithm [7] is presented in this chapter.

At the beginning of impedance-differential protection algorithm, information concerning each phase voltages and currents from both line ends is collected, and next, the fault detection criterion is verified. This allows discriminating normal and faulty conditions in the protected line. The criterion is stated as:

$$|I_{S\phi}| + |I_{R\phi}| > I_{SET}, \quad (1)$$

where  $I_{SET}$  is the threshold value and  $I_{R\phi}$ ,  $I_{S\phi}$  is the current in phase  $\phi$  at the line terminal S, R. If the fault condition is fulfilled, the algorithm checks whether the fault is internal or external based on the phase difference between the phase angle of the calculated positive sequence impedances [6]. Then, the compensated differential impedance (2) is expressed according to:

$$Z_{diff}^{comp} = \left( 1 + \frac{Y_{1L}}{2} Z_{1L} \right) \left( \frac{V'_{S\phi} - V'_{R\phi}}{I_{S\phi} - I_{R\phi}} \right), \quad (2')$$

---

© Herlender J., Iżykowski J., Brusilowicz B., 2020

ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0002-9469-4546>; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-1048-5510>;

\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-4113-2689>

where  $\underline{V}_S'$  and  $\underline{V}_R'$  are obtained from the following equation:

$$\underline{V}'_{S(R)\phi} = \underline{V}_{S(R)\phi} - \frac{\underline{Z}_{0L} - \underline{Z}_{1L}}{\underline{Z}_{0L}} \underline{V}'_{S(R)0}. \quad (3)$$

It is assumed that the fault (F) is on the line S-R, at the relative distance  $d$  [p.u.], counted from the bus S. Thereafter, the fault location can be determined using:

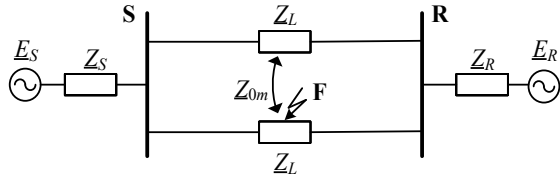


Fig. 1

$$d = \frac{1}{2} \left( \frac{\text{Im}(\underline{Z}_{LOC})}{\text{Im}(\underline{Z}_{1L})} + 1 \right) \quad (4)$$

where  $\underline{Z}_{LOC}$  is calculated from:

$$\underline{Z}_{LOC} = 2 \left( \underline{Z}_{diff}^{comp} - \frac{\underline{Z}_{1L}}{2} \right) \left( \frac{\underline{I}_{S\phi} - \underline{I}_{R\phi}}{\underline{I}_{S\phi} + \underline{I}_{R\phi}} \right) = \underline{Z}_{1L} (2d - 1). \quad (5)$$

network with a double-circuit line), because in this case it is required to consider the existence of mutual coupling between lines during single phase-to-earth faults.

For this aim, the symmetrical components analysis is utilised. Fig. 2 represents the positive, negative, and zero sequence network for a double-circuit line.

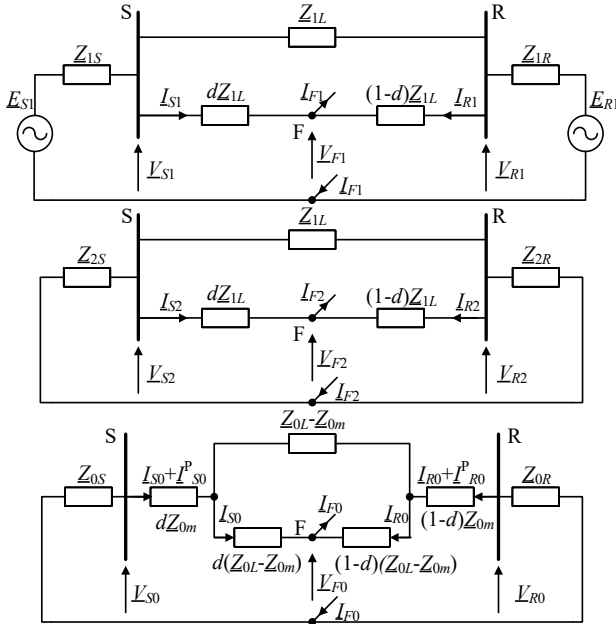


Fig. 2

From Fig. 2, the following relation can be stated:

$$\begin{aligned} \underline{V}_{F1} &= \underline{V}_{S1} - d \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{S1} = \underline{V}_{R1} - (1-d) \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{R1} \\ \underline{V}_{F2} &= \underline{V}_{S2} - d \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{S2} = \underline{V}_{R2} - (1-d) \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{R2} \\ \underline{V}_{F0} &= \underline{V}_{S0} - d \underline{Z}_{0L} \underline{I}_{S0} - d \underline{Z}_{0m} \underline{I}_{S0}^P = \underline{V}_{R0} - \\ &\quad - (1-d) \underline{Z}_{0L} \underline{I}_{R0} - (1-d) \underline{Z}_{0m} \underline{I}_{R0}^P \end{aligned} \quad (6)$$

where  $\underline{Z}_{0m}$  is mutual coupling zero sequence impedance,  $\underline{I}_{S0}^P$ ,  $\underline{I}_{R0}^P$  are zero-sequence currents from the parallel line at the terminal S and R, respectively.

Considering that the fault occurs in phase L1, with the implementation of symmetrical component properties, it can be obtained from (6):

$$\begin{aligned} \underline{V}_{SL1} - \underline{V}_{RL1} - d(\underline{Z}_{0L} - \underline{Z}_{1L}) \underline{I}_{S0} + (1-d)(\underline{Z}_{0L} - \underline{Z}_{1L}) \underline{I}_{R0} - \\ - d \underline{Z}_{0m} \underline{I}_{S0}^P + (1-d) \underline{Z}_{0m} \underline{I}_{R0}^P = d \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{SL1} - (1-d) \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{RL1} \end{aligned} \quad (7)$$

Taking into account the third equation from (6) concerning zero sequence components, the equation (7) can be rewritten as:

$$\begin{aligned} \underline{V}_{SL1} - \underline{V}_{RL1} + \underline{V}_{R0} - \underline{V}_{S0} - \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{R0} + d \underline{Z}_{1L} (\underline{I}_{S0} + \underline{I}_{R0}) = \\ = d \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{SL1} - (1-d) \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{RL1}. \end{aligned} \quad (8)$$

The missing  $d$  can be derived from negative sequence components analysis and can be stated as:

$$d = \frac{\underline{V}_{S2} - \underline{V}_{R2} + \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{R2}}{\underline{Z}_{1L} (\underline{I}_{S2} + \underline{I}_{R2})}. \quad (9)$$

Thus, equation (8) can be rewritten as:

$$\underline{V}_{SL1} - \underline{V}_{RL1} + \underline{V}_{R0} - \underline{V}_{S0} - \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{R0} + \frac{(\underline{I}_{S0} + \underline{I}_{R0})(\underline{V}_{S2} - \underline{V}_{R2} + \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{R2})}{(\underline{I}_{S2} + \underline{I}_{R2})} = d \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{SL1} - (1-d) \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{RL1}. \quad (10)$$

Finally, the voltage difference  $\underline{V}'_{S\phi} - \underline{V}'_{R\phi}$  from the equation (2) can be written for phase  $\phi = L1$ :

$$\underline{V}'_{SL1} - \underline{V}'_{RL1} = \underline{V}_{SL1} - \underline{V}_{RL1} + \underline{V}_{R0} - \underline{V}_{S0} - \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{R0} + \frac{(\underline{I}_{S0} + \underline{I}_{R0})(\underline{V}_{S2} - \underline{V}_{R2} + \underline{Z}_{1L} \underline{I}_{R2})}{(\underline{I}_{S2} + \underline{I}_{R2})}. \quad (11)$$

For the remaining single-phase-to-earth faults (L2-E, L3-E) analogous equations are valid.

**Simulation results.** For assessing the presented algorithm, the model of the 400 kV, double-circuit transmission line supplied from both ends has been investigated. The simulation tests were performed in ATP-EMTP [8], while the fault location algorithm was implemented in MATLAB. The sending equivalent

system  $S$  is assumed to be strong ( $S_{kS}'' = 30GVA$ ), while the receiving one  $R$  is weak ( $S_{kR}'' = 5GVA$ ). The model includes ideal CTs and currents and voltages are filtered by anti-aliasing filters of  $1kHz/3 = 330Hz$  cut off frequency. The currents and voltages phasors estimation is done using the DFT. The data of the considered transmission line for positive and zero sequences are:  $\underline{Z}_{1L} = (0.0267 + j0.3151)\Omega/km$ ,  $\underline{C}_{1L} = 0.013\mu F/km$ ,  $\underline{Z}_{0L} = (0.0275 + j1.0265)\Omega/km$ ,  $\underline{C}_{0L} = 0.085\mu F/km$ ,  $\underline{Z}_{0m} = (0.1896 + j1.5671)\Omega/km$ .

In order to test the proposed algorithm, short-circuit simulations have been conducted inside the line, for two different line lengths – 50 km, 100 km. The faults have been applied inside the protected zone, referring to  $S$  side at distances of  $d = 0.1; 0.2; \dots; 0.9$  [p.u.] The studies included phase-to-earth ( $L1-E$ ) faults. Presented results in Table concern  $L1-E$  faults, in view of different line lengths. The example:  $L1-E$  fault at 40% of 50 km line,  $R_f = 1 \Omega$ , is presented in Fig. 3 – 4. In Fig. 3 are presented currents at busbar S and R and in Fig. 4 is indicated the computed distance.

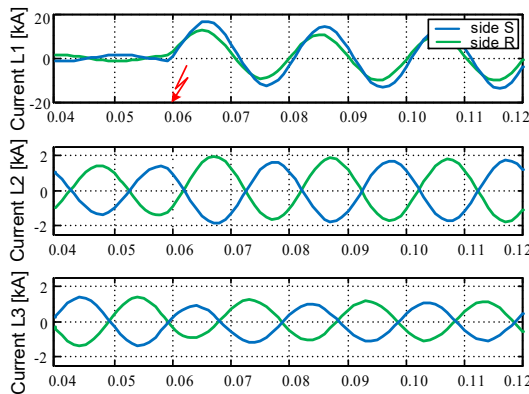


Fig. 3

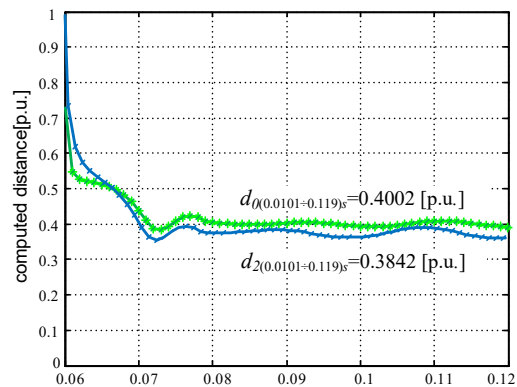


Fig.4

The computed distance to fault is defined as an average of all obtained values within the third cycle of fault interval. The error of the protection algorithm is defined as:

$$error(\%) = (d_{comp.} - d_{act.}) * 100, \quad (12)$$

where  $d_{act}$  is the actual (used in simulation) distance to fault referring to the S side in [p.u.] and  $d_{comp.}$  is calculated distance to fault in [p.u.]. The presented results (Table) concern phase-to-earth ( $L1-E$ ) faults inside the line, whereas the fault location errors were determined as follows:  $error_0$  – use of zero sequence component analysis (as presented in [7]),  $error_2$  – use of negative sequence component analysis.

$d_{act}$ [p.u.]	50km				100km			
	The algorithm used in [7]		Presented algorithm		The algorithm used in [7]		Presented algorithm	
	$d_{comp.}$ [p.u.]	$error_0$ [%]	$d_{comp.}$ [p.u.]	$error_2$ [%]	$d_{comp.}$ [p.u.]	$error_0$ [%]	$d_{comp.}$ [p.u.]	$error_2$ [%]
0.1	0.1003	0.0284	0.0732	2.6754	0.0985	0.1452	0.0649	3.5146
0.2	0.2003	0.0267	0.1769	2.3119	0.1989	0.1127	0.1696	3.0362
0.3	0.3002	0.0245	0.2805	1.9494	0.2993	0.0675	0.2746	2.5445
0.4	0.4002	0.0210	0.3841	1.5885	0.3998	0.0214	0.3795	2.0529
0.5	0.5002	0.0152	0.4877	1.2305	0.5002	0.0241	0.4844	1.5614
0.6	0.6001	0.0060	0.5912	0.8764	0.6006	0.0618	0.5892	1.0786
0.7	0.6999	0.0074	0.6947	0.5271	0.7009	0.0857	0.6939	0.6108
0.8	0.7997	0.0254	0.7982	0.1832	0.8009	0.0899	0.7984	0.1647
0.9	0.8995	0.0476	0.9016	0.1558	0.9007	0.0701	0.9025	0.2549
Max.	-	0.0476	-	2.6754	-	0.1452	-	3.5146
Avg.	-	0.0225	-	1.2776	-	0.0754	-	1.6465

From Table, it is visible that computations concerning negative sequence component enabled the algorithm to locate faults in double-circuit line, however, were less accurate than in case of zero sequence component analysis. The accuracy of the presented fault location algorithm raised according to the increasing length of the line. The maximal error obtained by the presented algorithm exceeded 2.6% for 50 km line and 3.5% in the case of 100 km line. In contrast, the results concerning maximal error calculated in case of the algorithm based on zero sequence components analysis was smaller than 0.2%. The average error for the proposed algorithm did not exceed 1.7% and for the algorithm presented in [7] was smaller than 0,14%. What is more,

better results concerning average error computations are obtained for a shorter line, in case of both algorithms. It can be concluded that the impedance based fault location algorithm works correctly for all simulated cases.

**Conclusion.** In this paper, the idea of impedance-differential protection for a double-circuit transmission line is presented, which enables for internal fault detection, but can also be used for faults location. The main interest of this paper is put on the fault location function compatible with the considered protection. Based on simulation results, it can be concluded that the method can be applied effectively for double-circuit lines with different lengths.

The carried out investigations has revealed that accuracy of fault location with incorporated relation of currents for negative-sequence is somehow deteriorated in comparison to the case of using the relation relevant for zero-sequence [7]. However, the accuracy is still acceptable and thus the approach introduced in this paper (use of the relation for negative-sequence) can be applied if the high level of unreliability of zero-sequence impedance data is the case. It causes that the usage of zero-sequence impedance parameters can be limited.

1. Premalata J., Ashokkumar P. An integrated approach for directional relaying of the double-circuit line. *IEEE Trans. Power Del.* 2011. Vol. 26. Pp. 1783-1792.
2. Eissa M.M., Masoud M. A novel digital distance relaying technique for transmission line protection. *IEEE Trans. Power Del.* 2001. Vol. 16. No 3. Pp. 380–384.
3. Bhalja B., Maheshwari R. High-resistance faults on two terminal parallel transmission line: Analysis, simulation studies, and adaptive distance relaying scheme. *IEEE Trans. Pow. Del.* 2007. Vol. 22. No 2. Pp. 801-812.
4. Bolandi T.G., Seyedi H., Hashemi S.M, Nezhad P.S. Impedance-differential protection: A new approach to transmission line pilot protection. *IEEE Trans. Power Del.* 2015. Vol. 30. No 6. Pp. 2510–2517.
5. Hinge T., Dambhare S. Synchronised/unsynchronised measurements based novel fault location algorithm for transmission line. *IET Generation, Transmission & Distribution.* 2018. Vol. 12. No 7. Pp. 1493-1500.
6. Solak K., Herlender J., Izykowski J. Transmission line impedance-differential protection with improved stabilization for external fault cases. 19th Intern. Sc. Conf. on *Electric Power Engineering (EPE)*. Czech Republic, May 16-18, 2018. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8396003> (accessed at 09.01.2020)
7. Herlender J., Solak K., Izykowski J. Impedance-Differential Protective Algorithm for Double-Circuit Transmission Lines, *Przegląd elektrotechniczny*. 2019. No 11. Pp. 238-242.
8. Hoidalen H.K., Prikler L., Hall J.L. ATPDraw™ – The graphical preprocessor to ATP, 2016. URL: [http://www.elkraft.ntnu.no/ela/papers/hkh\\_jun99a.pdf](http://www.elkraft.ntnu.no/ela/papers/hkh_jun99a.pdf) (accessed at 09.01.2020)

#### ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ИМПЕДАНСНО-ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ЗАЩИТЫ КАК ЛОКАТОРА НЕИСПРАВНОСТЕЙ ДЛЯ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

Ю. Герлендер, Я. Ижиковски, Б. Бруслилович

Вроцлавский Научно-технологический Университет,

27, Wybżeże Wyspianьского, 50-370 Вроцлав, Польша,

e-mail: [justyna.herlender@pwr.edu.pl](mailto:justyna.herlender@pwr.edu.pl)

В статье проводится анализ алгоритма импедансной дифференциальной защиты, применяемой для определения места короткого замыкания в параллельной линии электропередачи. Определение дифференциального импеданса, который базируется на измерении токов и напряжений на обоих концах линии, является основой эффективного критерия для защиты одиночной линии электропередачи. Однако этот метод имеет свои недостатки в применении для параллельной ЛЭП. Из-за взаимного сопряжения между параллельными линиями он должен быть соответственно модифицирован. Кроме того, предлагаемая импедансно-дифференциальная защита может выполнять функции определения места короткого замыкания. Сигналы, полученные из проводимых компьютерных экспериментов с использованием модели участка сети с параллельной ЛЭП (применялась программа ATP-EMTP), были использованы для оценки точности локализации повреждения линии. Библ. 8, рис. 4, табл. 1.

**Ключевые слова:** параллельная линия электропередачи, ЛЭП, локализация короткого замыкания, ATP-EMTP, симуляция алгоритм, обратная и нулевая последовательности.

#### ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМА ІМПЕДАНСНО-ДИФЕРЕНЦІАЛЬНОГО ЗАХИСТУ ЯК ЛОКАТОРА ПОШКОДЖЕНЬ ДЛЯ ЛІНІЇ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧІ

Ю. Герлендер, Я. Ижиковски, Б. Бруслилович

Вроцлавський Науково-технологічний Университет,

27, Wybżeże Виспьянського, 50-370 Вроцлав, Польша,

e-mail: [justyna.herlender@pwr.edu.pl](mailto:justyna.herlender@pwr.edu.pl)

У статті проведено аналіз алгоритму імпедансно-диференційного захисту, що застосовується для визначення місця короткого замикання у паралельній лінії електропередачі. Визначення диференційного імпедансу, який базується на вимірі струмів і напруг на обох кінцях лінії, є основою ефективного критерію для захисту одиночної лінії електропередачі. Однак цей метод має свої недоліки в застосуванні для паралельної ЛЕП. Через взаємне сполучення між паралельними лініями цей алгоритм повинен бути відповідно модифікований. Крім того, запропонований імпедансно-диференційний захист може виконувати функції визначення місця короткого замикання. Сигнали, отримані з проведених комп'ютерних експериментів з використанням моделі ділянки мережі з паралельної ЛЕП (застосовувалася програма ATP-EMTP), було використано задля оцінки точності локалізації пошкодження лінії. Бібл. 8, рис. 4, табл. 1.

**Ключові слова:** паралельна лінія електропередачі, ЛЕП, локалізація короткого замикання, ATP-EMTP, симуляція алгоритм, зворотна і нульова послідовності.

Надійшла 28.02.2020

Остаточний варіант 12.05.2020

**ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНОЇ  
ОБРОБКИ ЗВАРНИХ З'ЄДНАНЬ**

Л.М. Лобанов<sup>2\*</sup>, академік НАН України, І.П. Кондратенко<sup>1\*\*</sup>, чл.-кор. НАН України,  
В.М. Михальський<sup>1\*\*\*</sup>, чл.-кор. НАН України, М.О. Пашин<sup>2\*\*\*\*</sup>, докт.техн.наук,  
О.М. Карлов<sup>1\*\*\*\*\*</sup>, канд.техн.наук, В.В. Чопик<sup>1\*\*\*\*\*</sup>, канд.техн.наук,  
О.Л. Міходуй<sup>2\*\*\*\*\*</sup>, канд.техн.наук

<sup>1</sup> Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: [dep7ied@ukr.net](mailto:dep7ied@ukr.net)

<sup>2</sup> Інститут електрозварювання ім. Є.О.Патона НАН України,

вул. Казимира Малевича, 11, Київ, 03150, Україна,

e-mail: [svarka2000@ukr.net](mailto:svarka2000@ukr.net)

*Визначено склад двоканального імпульсного джерела живлення для електродинамічної обробки зварних з'єднань, яка полягає в одночасній дії на обмежену ділянку шва електричного струму і стискаючого силового впливу електродом таких величин, за яких стає можливим проявлення електропластичного ефекту. Задля створення силового тиску використовується лінійний електромеханічний перетворювач індукційного типу. Тривалість стискаючої фази силового імпульсу обирається більшою за тривалість струмового імпульсу, що зменшує вірогідність розриву електричного кола і виділення теплової енергії. Шляхом керованої затримки початку струмового імпульсу досягається синхронізація обох факторів виникнення електропластичного ефекту. Запропоновано паралельне включення напівпровідникових приладів, які комутують розрядні кола, з почерговою їхньою роботою, що в умовах експлуатації електротехнічного обладнання з частотою находження імпульсів до 10 Гц зменшує теплове навантаження. Експериментальними дослідженнями встановлено двократно збільшення кількості циклів до руйнування зразків у разі симетричного вигину. Порівняння двоканальної і одноканальної електродинамічної обробки виявило подвійне зменшення витрат електроенергії в двоканальному пристрої. Бібл. 8, рис. 3, табл. 1.*

**Ключові слова:** електродинамічна обробка, силова топологія генератора імпульсів, теплове навантаження напівпровідникових приладів, синхронізація факторів впливу.

**Вступ.** Методи електрофізичної обробки суднових і транспортних зварних конструкцій зі сплавів на основі алюмінію отримали в останній період суттєвий розвиток завдяки реалізації електродинамічної обробки (ЕДО) [1], теоретичне і практичне обґрунтування якої вперше виконано в Україні. Реалізація ЕДО стала можливою на основі застосування сучасних систем електроживлення з використанням мікропроцесорного керування і чисельних методів розрахунку електродних пристроїв, які дають змогу поєднати розрахунок нестационарного електромагнітного процесу та перехідні процеси в електричних колах імпульсних систем. При цьому використання ЕДО в суднокорпусних і транспортних зварних конструкціях направлено, перш за все, на підвищення їхньої довговічності. Вирішення проблеми уповільнення розвитку втомного руйнування виявляється актуальним для подовження ресурсу як нової, так і техніки, що знаходиться в експлуатації.

Підвищення опору втоми конструкційних матеріалів пов'язують з наведенням поля стискаючих напружень в зоні передбачуваного руйнування. Результатом ЕДО є зниження рівня залишкових зварних напружень розтягування і формування в зоні обробки шару металу з подрібненою структурою. Аналіз результатів [1-4] дає підставу припустити, що ЕДО може бути ефективним способом підвищення довговічності зварних з'єднань. Суть ЕДО полягає в одночасній дії механічного сти-

скання і імпульсного струму високої густини [1], за якої стає можливою реалізація електропластичного ефекту [5].

Апаратно ЕДО здійснюється за допомогою лінійного електромеханічного перетворювача індукційного типу [1], в якому імпульс струму формується в тому ж перехідному процесі, що і стискаючий силовий імпульс. При цьому амплітуда імпульсу струму не співпадає в часі з амплітудою імпульсу сили. Такі пристрої будемо називати *одноканальними пристроями для ЕДО*. В той же час канали для формування імпульсів струму і сили запропоновано розділити, такі системи отримають назву – *двоканальні пристрої для ЕДО*. В них силовий імпульс має більшу тривалість, ніж імпульс струму, який передається через спеціальний електрод і зсунутий в часі по відношенню до силового імпульсу. В такому пристрої підвищується надійність контакту електрода з поверхнею оброблюваної деталі (імпульс струму повинен закінчуватись до настання фази електродинамічного відштовхування, яка характерна для електромеханічних перетворювачів індукційного типу) завдяки одночасності імпульсних впливів. Причому доступне ручне чи автоматичне регулювання сили імпульсного струму та позиціонування в часі моментів амплітудного значення сили струму та амплітудного значення силового впливу. Доцільність забезпечення одночасності силового і струмового впливів необхідно дослідити з позицій наслідків зміни механічних характеристик зварних з'єднань. На теперішній час таке дослідження можна здійснити лише експериментальним шляхом.

Тому **метою роботи** є розроблення двоканального пристрою для ЕДО в складі імпульсного джерела живлення і електродного пристрою та визначення впливу ЕДО з застосуванням двох каналів і порівняння характеристик одно- та двоканальних пристроїв.

Успіхи в застосуванні електродинамічної обробки зварних з'єднань спонукають до розширення перспективного методу обробки на неперервні процеси, за яких електродинамічна обробка виконується в процесі зварювання плавленням.

В роботі [6] встановлено розміри зони ефективної електродинамічної обробки, яка визначається амплітудою імпульсного струму та геометрією електрода. За умови, коли електродинамічна обробка виконується в процесі зварювання плавленням (тобто неперервно), необхідно узгодити частоту імпульсів струму та динамічного тиску зі швидкістю переміщення зварювального пристрою. Відомо, що швидкість переміщення пристрою для зварювання плавленням в автоматичному режимі становить 10-30 м/год. Виходячи з цього параметра, частота повторення імпульсів джерела живлення приладу ЕДО з врахуванням результатів роботи [6] повинна бути 2÷5 Гц. За такої частоти повторення імпульсів теплове циклічне навантаження на напівпровідникові прилади перевищить граничні показники, що призведе до їхнього теплового зношування, а згодом і руйнування. Загалом, з урахуванням перспективного використання ЕДО для різноманітних металів і сплавів, джерела живлення повинні генерувати імпульси струму з амплітудою до 10 кА, тривалістю 0,5-1,5 мс і частотою повторення до 10 Гц. Сучасні напівпровідникові прилади загальнопромислового призначення не розраховані на роботу в таких режимах, що вимагає або застосування спеціальних заходів на кшталт інтенсивного охолодження (включаючи рідинне), або інших заходів, за яких вартість устаткування можна зменшити.

За умови забезпечення неперервної роботи приладу для ЕДО в роботі запропоновано низку технічних рішень для двоканальних імпульсних джерел струму, які дають змогу дотримуватися допустимих теплових режимів обладнання.

Розробка напівпровідникового перетворювача для генератора розрядних імпульсів включає в себе низку задач, вирішення яких можна розділити на декілька етапів.

*Розроблення силової схеми* включає в себе розрахунок та визначення всіх елементів силової схеми з допоміжними, снаберними, пускозарядними колами включно. Такий розрахунок проводиться для визначення максимальних та середніх значень струму та напруги на елементах силової схеми: розрахунок режимів перевантаження та аварійних режимів; розрахунок значень індуктивних та ємнісних елементів схеми; створення моделі силової схеми для подальшого визначення її параметрів; початковий вибір основних елементів схеми, які стануть базою для побудови теплової моделі та виконання теплових розрахунків. Крім цього, *вибір силових напівпровідникових структур* визначає силову топологію (геометрію) та загальну компоновку, яка утворює схему перетворювача, тому необхідно врахувати паразитні опори та індуктивності струмових провідників. Виходячи з загальних позицій, теплове навантаження напівпровідників вимагає максимального рознесення силових елементів у просторі (якомога далі один від одного). Утворені в такий спосіб паразитні елементи схеми ставлять під питання можливість комутації струмів заданої величини (для прикладу: провідник довжиною 10 см продукує паразитну індуктивність близько 40 нГн і у разі комутації струму 650 А



протягом 100 нс викликає перенапругу в 260 В). Це лише лінійний елемент схеми, але якщо взяти до уваги реальні контури силової схеми, то паразитна індуктивність взагалі може не дозволити здійснювати комутацію струму. Збільшення тривалості комутації призведе до збільшення втрат на перемикання, що, в свою чергу, призведе до перегріву та необхідності рознесення гарячих частин силової схеми між собою. Геометрія силової топології повинна враховувати тепловий розподіл та паразитні лінії. Таким чином, розробка напівпровідникового перетворювача утворює комплекс задач, вирішення яких залежить від обраної концепції охолодження, типу напівпровідників та технологічних можливостей виробництва.

*Розробка теплової моделі* включає в себе розрахунок та визначення суми всіх теплових навантажень на елементи силової схеми, у тому числі конденсаторні батареї, струмопровідні елементи, снабери, джерела живлення власних потреб тощо.

*Визначення концепції системи охолодження.* Розрахунок теплових втрат в обраному схемному рішенні дає змогу вирішити задачу реалізації перетворювача необхідної потужності в конструктивному об'ємі, який обирається з низки стандартизованих корпусів приладних шаф. Необхідно враховувати розподіл силових елементів на площі (в об'ємі) з метою ефективного охолодження та уникнення можливості перегріву внаслідок зосередження силових елементів в обмеженому об'ємі.

Після узгодження теплових режимів здійснюється визначення архітектури силової частини перетворювача, створення повних (тривимірних) креслень всіх силових елементів схеми, визначення взаємного розташування з врахуванням паразитних характеристик струмопровідних елементів, теплового навантаження та раціонального використання об'єму. Окремі елементи креслення та загальна їхня компоновка є невід'ємною частиною конструкторської роботи. Теплове моделювання та макетування, а також визначення загальної геометрії здійснюється як єдиний процес створення силової топології.

*Силова топологія генератора імпульсів* складається з двох ідентичних каналів (рис. 1), кожен з яких складається з розв'язуючих трансформаторів T1, T2, трифазного випрямляча (VD1-6, VD7-12), фільтра мережі Cf1-4, Cf5-8, зарядного інвертора VT11-VT14, VT21-VT24 з струмообмежувальними дроселями L1.1-L2.2, накопичувальної ємності C1, C2, комутатора VS11-VS14, VS21.1-VS24.2, розрядного кола Lлін та Lкот. Задля забезпечення теплової стійкості системи розрядного кола використано паралельні групи тиристорів. Особливість запропонованої розробки полягає в тому, що, незважаючи на паралельне включення тиристорів розрядного кола, одночасної паралельної роботи тиристорів не передбачається. Це обумовлено складністю або неможливістю забезпечення рівномірного розподілу струму в паралельно з'єднаних тиристорах, а також синхронізації моментів їхнього вмикання. Натомість використовується новий метод почергового вмикання тиристорів під час переходів між імпульсами розряду, що дає змогу підвищити частоту слідування імпульсів струму, не збільшуючи теплового навантаження на структуру окремого тиристора.

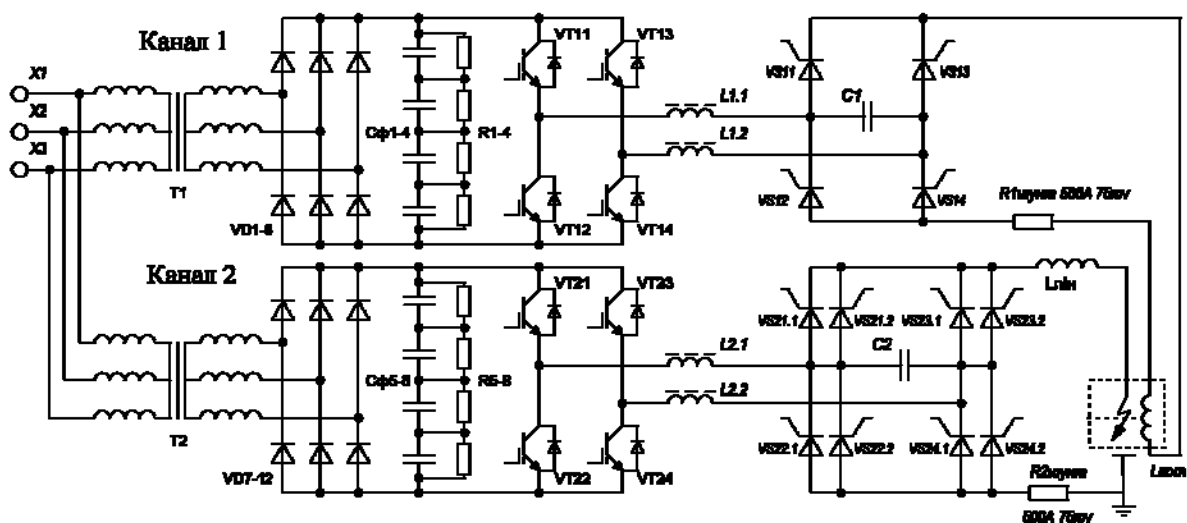


Рис. 1

Задля підвищення частоти роботи розрядного кола необхідно оцінити режим теплового навантаження тиристорів, які працюють в режимах, що перевищують гранично дозвалені межі, які визначено виробником. Дослідження характеристик обраних тиристорів SKKT 250 компанії

SEMİKRON показало можливість використання останніх у розрядному колі для однократної та короткочасної комутації струмів ( $I_{TSM}$ ) з амплітудою  $I_{TSM} = 9000$  А за температури  $25^\circ$  С та  $I_{TSM} = 8000$  А – за температури  $130^\circ$  С з тривалістю перевантаження в 10 мс для обох випадків. Додатково враховується параметр теплової стійкості тиристора ( $Q = N(I_{TSM})^2 T_i / 2$ ), де  $N$  – кількість імпульсів за одну секунду. Тобто, параметр теплової стійкості обраного тиристора для нормованого режиму роботи буде:  $Q = [10 \cdot 10^{-3} * (9000)^2] / 2 = 405000 (A^2 c)$  – за температури  $25^\circ$  С та  $Q = [10 \cdot 10^{-3} * (8000)^2] / 2 = 320000 (A^2 c)$  – за температури  $130^\circ$  С.

Для визначених вище режимів роботи тиристорів з тривалістю імпульсів  $550 \mu\text{с} \sim 650 \mu\text{с}$ , амплітудою 10 кА та частотою повторення 10 Гц параметр теплової стійкості буде сягати:

$$Q = 10 * (0.55 \dots 0.65 \cdot 10^{-3}) * (10000)^2 / 2 = 275000 \dots 325000 (A^2 c).$$

Оскільки параметр  $Q$ , наданий виробником тиристорів, не визначено для періодичних перевантажень, а розраховані значення параметра  $Q$  близькі до максимально допустимих, очевидно, що використання однієї групи тиристорів у запропонованій схемі на частоті 10 Гц є небезпечним з міркувань дотримання температурного обмеження. Пропонується розділити роботу тиристорів на групи у такий спосіб, щоб зменшити фактичну частоту роботи кожного окремо взятого тиристора вдвічі (рис. 1).

Паралельні групи тиристорів дають змогу розподілити теплове навантаження між більшою кількістю напівпровідників, розташованих на більшій площі тепловідводу.

Роботу зарядного інвертора та розрядного кола можна описати на прикладі роботи каналу 1 (рис. 1). Трифазна мережа живить розділовий трансформатор, який призначено для підвищення напруги та гальванічної розв'язки розрядного кола. Далі встановлено випрямляч та ємнісний фільтр, який підключено до ланки постійного струму інвертора. Вихід інвертора через обмежувальні дроселі підключено до накопичувальної ємності, яка розташована в ланці змінного струму керованого випрямляча на тиристорах. Його вихід підключено до відповідного електродного пристрою. Накопичувальна ємність, керований випрямляч та електродний пристрій утворюють розрядне коло, параметри якого формують форму розрядного імпульсу струму, для чого в каналі 2 в схемі встановлено додаткову лінійну індуктивність, а в каналі 1 роль індуктивності виконує котушка електродного пристрою. Система керування постійно відслідковує полярність напруги на ємності, в залежності від якої імпульси керування зарядом та розрядом розподіляються по групам напівпровідників VT11, VT14, VS11, VS14 або VT12, VT13, VS12, VS13. Припустимо, що на поточному інтервалі полярність напруги визначено як «+» на аноді VS11, а «-» – на аноді VS13. Тоді система керування формує ШІМ послідовності, використовуючи транзистори VT11 та VT14, одночасно вмикає їх на початку періоду ШІМ та вимикає за сигналом перевищення струму. В такий спосіб здійснюється заряд накопичувальної ємності постійним струмом до необхідного значення напруги по колу VT11 – L1.1 – C1 – L1.2 – VT14. Як тільки необхідне значення напруги досягнуто, транзистори вимикаються і продовжують свою роботу в режимі підтримання заданої напруги. У разі надходження сигналу щодо необхідності розряду зарядний інвертор вимикається, і подаються імпульси керування тиристорами VS11 та VS14 відповідно до полярності. Розрядний струм проходить по колу C1 – VS11 – котушка – Шунт – VS14 – C1. На момент закінчення розрядного імпульсу струму напруга накопичувальної ємності змінює полярність на протилежну, тому у наступному циклі заряду та розряду робочими напівпровідниками стануть VT12, VT13, VS12, VS13. Для каналу 2 робочі групи тиристорів додатково розділено, але алгоритм роботи зі слідкуванням за полярністю залишається тим же, а паралельні тиристори при цьому працюють по чергово.

Таким чином, джерело живлення має два незалежних канали: канал задля створення імпульсу струму і канал задля створення механічного тиску на зону зварного шва. За умови, коли між джерелом і інструментом для виконання обробки існує певна технологічна відстань, неможливо говорити про реалізацію повністю керованого джерела, тобто відкривати і закривати ключі примусово. В будь-якому випадку існує паразитна індуктивність проводів, що обумовлює функціонування джерела по принципу розрядного кола ємнісного накопичувача, в якому тривалість імпульсу визначається перехідним процесом в  $RLC$  колі з визначеними параметрами. Ємність кола є стабільною величиною, активний опір визначається як еквівалентна величина, що складається з опору провідників, опору  $p-n-p$  переходу напівпровідникового приладу, активного опору

індуктивності і величиною індуктивності, яка також складається з кількох складових – індуктивності з'єднуючих провідників і власне індуктивності котушки. Умовами створення електротехнічного комплексу передбачається, що канал імпульсу струму формує імпульси струму тривалістю 550 мкс, а амплітуда імпульсу може досягати 10 кА і визначається величиною напруги на ємнісному накопичувачі. Таким чином, очевидним є жорстко встановлена тривалість імпульсу. Якщо параметри кола, що перелічені вище, задані, то стають зрозумілими вимоги до величини індуктивності кола струмового імпульсу. Перш за все, це стосується стабільності величини тривалості імпульсу чи, інакше кажучи, стабільності величини індуктивності кола. Через те, що дросель може бути розміщеним в приладній шафі, до його конструкції пред'являються вимоги щодо лінійності і незалежності від характеристик оточуючого середовища. На думку розробників, найбільш придатним у цьому випадку є дросель на основі тороїдної конфігурації. Відомі вирази для розрахунку величини індуктивності котушки з тороїдними обмотками наведено в [7]. Вони дають змогу розрахувати величину індуктивності з певними припущеннями, що стосуються товщини струмового шару тощо. В цьому дослідженні, зважаючи на досить значну величину струму в розрядному колі, провідники тороїдної котушки виконуються з масивних елементів, що обумовлює особливий підхід до розрахунку величини індуктивності і конструкції такої котушки.

Моделювання електрофізичних процесів в розрядних колах комплексу для ЕДО повинно проводитися з урахуванням динамічного змінення потокозчеплення магнітного поля індуктивних елементів зі своєю обвиткою і поверхневих явищ в електродному пристрої індуктивного типу. Результати такого моделювання є предметом окремого дослідження. Тут зупинимось лише на результатах моделювання відносно співвідношення в часі силового тиску, що формується в електродному пристрої і живиться каналом 1, і імпульсу струму в розрядному колі каналу 2. На рис. 2 показано, як змінюються в часі величини струму в каналі 2 –  $I_2$  (суцільна крива) і нормальної сили  $F_z$  в електромеханічному перетворювачі індукційного типу (штрих-пунктирна крива), що живиться каналом 1.

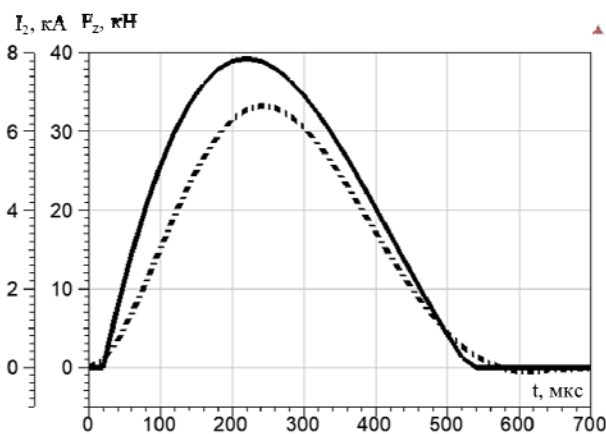


Рис. 2

зварного з'єднання доцільно початок струмового імпульсу засобами керування каналу 1 зсунути в часі ще на 20 мкс. За цих обставин в момент часу 240 мкс від початку силового імпульсу в наведеному прикладі буде досягатися збіг в часі амплітудних значень струму і силового тиску.

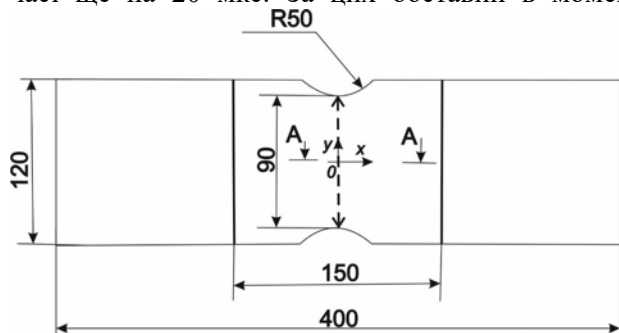


Рис. 3

Дослідження впливу ЕДО на опір втоми зварних з'єднань алюмінієвого сплаву АМг6 з використанням одно- і двоканального пристроїв ЕДО проводилися на зразках стикових з'єднань, розміри яких вказано на рис. 3. Зразки товщиною  $\delta=2$  мм виконували автоматичним зварюванням TIG (Ar) за напруги дуги  $U_{зв}=20$  В, зварювального струму  $I_{зв}=170$  А і швидкості зварювання  $V_{зв} = 5,5$  мм/с. Обробка виконувалася вздовж вісі зварного шва (вісь y) в напрямку «від центру до крайків»

Силовий імпульс має тривалість у часі близько 700 мкс, причому фаза притискання електроду триває близько 570 мкс, а згодом напрямок силової дії змінюється на протилежний – інтервал 570-700 мкс. Струмовий імпульс по відношенню до силового розпочинається на 20 мкс пізніше та закінчується до настання фази відштовхування. Таким чином, з самого початку струмового імпульсу вже створені умови задля надійного контакту електрода з оброблюваним зразком і не створюються передумови для розриву електричного кола, що може супроводжуватися явищами утворення електричної дуги з вивільненням теплової енергії. Задля синхронізації силового і струмового факторів впливу на напружений стан

(стрілка на рис. 3), застосовуючи *одно- та двоканальні пристрої* для ЕДО.

Перед обробкою обидві головки зразка «жорстко» фіксувалися розподіленням навантаженням на складальній плиті вздовж перерізу *A-A* (рис. 3), виключаючи можливі кутові деформації пластини. Значення зарядної напруги  $U_{1+P}$  і ємності  $C_{1+P}$  для режиму одноканальної обробки,  $U_1, U_P$  і  $C_1, C_P$  – для режиму двоканальної обробки представлено у таблиці. Під час обробці кожного зразка виконувалися по 40 розрядних циклів, що забезпечувало рівномірне електропластичне деформування шва довжиною 90 мм (рис. 3). Величину енергії однократного заряду  $E_1$  і після серії зарядів –  $E_{40}$  для обох варіантів ЕДО також наведено у таблиці, де відображені значення напруги, ємності і енергії розряду та кількості циклів до руйнування зразків зварних з'єднань зі сплаву АМгб після ЕДО.

Проводилися втомні випробування зразків з довжиною робочої частини 150 мм (рис. 3). Для цього використовувалася випробувальна машина марки УПМ-02. Реалізовувалася схема випробувань на вигин у разі симетричного циклу навантаження з частотою 14 Гц. Амплітуда напружень циклу  $2\sigma_a$  задавалася 160 МПа, а навантаження проводилося протягом інкубаційного періоду [8] до реєстрації кількості циклів  $N$ , що відповідають початку руйнування зразків.

Аналізуючи дані таблиці, можна бачити, що одно- і двоканальна ЕДО (рядки 2 і 3) забезпечують підвищення кількості циклів до руйнування  $N$  зразків зварних з'єднань зі сплаву АМгб відповідно у 1,9 і 2,2 рази у порівнянні з необробленими пластинами (рядок 1). Але при цьому підвищення величини  $N$  за двоканальній ЕДО у порівнянні з одноканальною досягається за удвічі менших значеннях енергії однократного заряду  $E_1$  і їхньої серії  $\Sigma E_{40}$ . Це можна пояснити тим фактом, що у разі двоканальної ЕДО струмовий імпульс по відношенню до силового розпочинається пізніше та закінчується до настання фази відштовхування. Таким чином, за двоканальній ЕДО з самого початку дії струмового імпульсу створено умови задля синхронізації силового і струмового факторів впливу на напружений стан зварного з'єднання.

№	Особливості обробки зразків	$U_{1+P}, В$	$U_1/U_P, В$	$C_{1+P}, мкФ$	$C_1/C_P, мкФ$	$E_1, Дж$	$\Sigma E_{40}, кДж$	$N, тис. циклів$
1	без обробки	-	-	-	-	-	-	168
2	одноканальна ЕДО	430	-	5140	-	475	19,0	326
3	двоканальна ЕДО	-	370/200	-	2570/2570	176/51	9,0	376

За відсутності синхронізації факторів впливу можливою є вірогідність утворення електричної дуги з вивільненням теплової енергії, що фіксується під час експериментальних досліджень. Таким чином, за одноканальної ЕДО певна частина  $E_1$  і  $\Sigma E_{40}$  витрачається на паразитні процеси, які не оптимізують напружений стан металу, що обробляється, та можуть негативно впливати на його структуру. За двоканальної ЕДО синхронізація факторів впливу виключає витрати запасеної енергії на паразитні процеси, характерні для одноканальної схеми ЕДО. Це підтверджують результати порівняння рядків 2 і 3 таблиці.

**Висновки.** Розроблено стратегію побудови двоканальних імпульсних джерел струму для електродинамічної обробки зварних з'єднань з покровою комутацією розрядних кіл, що дає змогу підвищити частоту слідування імпульсів струму, не збільшуючи теплового навантаження на окремий напівпровідниковий прилад завдяки забезпеченню топологічної ідентичності під час переходу між розрядними імпульсами.

Порівняння енергетичних витратних характеристик одноканальної та двоканальної схем електродинамічної обробки шва стикових зварних з'єднань сплаву АМгб виявило подвійне зменшення витрат електроенергії в двоканальному пристрої, що відбувається через синхронізацію струмового і стискаючого механічного впливів, а також через усунення втрат енергії у вигляді електродугових явищ.

Встановлено, що в результаті електродинамічної обробки металу шва стикових зварних з'єднань сплаву АМгб кількість циклів до руйнування зразків у разі симетричного вигину підвищується майже вдвічі в порівнянні з необробленими.

За результатами порівняльної оцінки одноканальної і двоканальної електродинамічної обробки зварних з'єднань сплаву АМгб встановлено, що підвищення довговічності у разі використання двоканальної схеми визначається керованою синхронізацією складових електродинамічної дії таких, як струмовий та стискаючий силовий імпульси.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розробка та виготовлення джерела імпульсного струму та виконавчого механізму комплексу для електродинамічної обробки зварних з'єднань, яка виконується в процесі зварювання плавленням» (шифр – «Ресурс-2») цільової комплексної програми наукових досліджень НАН України “Надійність і довговічність матеріалів, конструкцій, обладнання та споруд” (КПКВК 6541230).

1. Lobanov, L., Kondratenko, I., Zhiltsov, A., Pashchin, N., and Mikhodui, O. Development of Post-weld Electrodynamic Treatment Using Electric Current Pulses for Control of Stress-Strain States and Improvement of Life of Welded Structures, *Materials Performance and Characterization*. 2018. Vol. 7, No 4. Pp. 2379-1365. DOI: <https://doi.org/10.1520/MPC20170092>.

2. Кныш В.В., Клочков И.Н., Пашуля М.П., Мотрунич С.И. Повышение сопротивления усталости тонколистовых сварных соединений алюминиевых сплавов высокочастотной проковкой. *Автоматическая сварка*. 2014. № 5. С.22 – 29.

3. Финкель В.М., Иванов В.М., Головин Ю.И. Залечивание трещин в металлах скрещенным электрическим и магнитным полями. *Проблемы прочности*. 1983. № 4. С.54-58.

4. Кныш В.В. Определение циклической долговечности элементов конструкций при торможении усталостных трещин. *Автоматическая сварка*. 2000. № 9-10. С. 73-75.

5. Баранов Ю.В., Троицкий О.А., Авраамов Ю.С., Шляпин А.Д. Физические основы электроимпульсной и электропластической обработок и новые материалы. М.: МГИУ. 2001. 844 с.

6. Кондратенко І. П., Жильцов А. В., Пашин М. О., Васюк В. В. Вибір параметрів електромеханічного перетворювача індукційного типу для електродинамічної обробки зварних з'єднань. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 5. С. 83–88. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.05.083>

7. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986. 488 с.

8. Яковлева Т.Ю. Локальная пластическая деформация и усталость металлов. Київ: Наукова думка. 2003. 238 с.

УДК 621.3:539.3

## ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ СВАРНЫХ СОЕДИНЕНИЙ

Л.М.Лобанов<sup>2</sup> академик НАН Украины, И.П.Кондратенко<sup>1</sup>, чл.-кор. НАН Украины, В.М.Михальский<sup>1</sup>, чл.-кор. НАН Украины, Н.А.Пашин<sup>2</sup>, докт.техн.наук, А.Н.Карлов<sup>1</sup>, канд.техн.наук, В.В.Чопик<sup>1</sup>, канд.техн.наук, О.Л.Миходуй<sup>2</sup>, канд.техн.наук.

<sup>1</sup> Институт электродинамики НАН Украины, пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.

E-mail: [dep7ied@ukr.net](mailto:dep7ied@ukr.net)

<sup>2</sup> Институт электросварки им. Е.О.Патона НАН Украины, ул. Казимира Малевича, 11, Киев, 03150, Украина.

E-mail: [svarka2000@ukr.net](mailto:svarka2000@ukr.net)

Определен состав двухканального импульсного источника питания для электродинамической обработки сварных соединений, которое заключается в одновременном действии на ограниченный участок шва электрического тока и давящего силового воздействия электродом таких величин, при которых становится возможным проявление электропластического эффекта. Для создания силового давления используется линейный электромеханический преобразователь индукционного типа. Продолжительность сжимающей фазы силового импульса выбирается большей, чем продолжительность токового импульса, что уменьшает вероятность разрыва электрической цепи и выделения тепловой энергии. Путем управляемой задержки начала токового импульса достигается синхронизация обоих факторов возникновения электропластического эффекта. Предложено параллельное включение полупроводниковых приборов, коммутирующих разрядные цепи, однако их работа предполагается поочередной, что в условиях работы электротехнического оборудования с частотой следования импульсов до 10 Гц уменьшает тепловую нагрузку. Экспериментальными исследованиями установлено двукратное увеличение количества циклов до разрушения образцов при симметричном изгибе. Сравнение двухканальной и одноканальной электродинамической обработки выявило двойное уменьшение затрат электроэнергии в двухканальном устройстве. Библ. 8, рис. 3, табл. 1.

**Ключевые слова:** электродинамическая обработка, силовая топология генератора импульсов, тепловая нагрузка полупроводниковых приборов, синхронизация факторов влияния.

## ELECTROTECHNICAL COMPLEX FOR ELECTRODYNAMIC PROCESSING OF WELDED JOINTS

L.M. Lobanov<sup>2</sup>, I.P. Kondratenko<sup>1</sup>, V.M. Mikhalskiy<sup>1</sup>, M.O. Pashchin<sup>2</sup>, O.M. Karlov<sup>1</sup>, V.V. Chopyk<sup>1</sup>, O.L. Mykhodui<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine,  
Peremohy av., 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: [dep7ied@ukr.net](mailto:dep7ied@ukr.net)

<sup>2</sup> E.O. Paton Electric Welding Institute of National Academy of Sciences of Ukraine,  
Kazymyr Malevych St., 11, Kyiv, 03150, Ukraine. e-mail: [svarka2000@ukr.net](mailto:svarka2000@ukr.net)

*The composition of a two-channel switching power supply for electrodynamic processing of welded joints is determined, which consists in simultaneous action on a limited area of the electric current seam and compressive force of the electrode of such values that the electroplastic effect becomes possible. A linear electromechanical induction transducer is used to create the force pressure. The duration of the compressive phase of the power pulse is chosen to be longer than the duration of the current pulse, which reduces the probability of rupture of the electrical circuit and the release of thermal energy. By controlled delay of the beginning of the current pulse, synchronization of both factors of the electroplastic effect is achieved. The parallel inclusion of semiconductor devices that switch the discharge circuit alternately is proposed, which in the conditions of operation of electrical equipment with a pulse frequency of up to 10 Hz reduces the heat load. Experimental studies have shown a twofold increase in the number of cycles before the destruction of the samples with symmetrical bending. Comparison of two-channel and single-channel electrodynamic processing revealed a twofold reduction in power consumption in a two-channel device. References 8, figures 3, table 1.*

**Keywords:** electrodynamic processing, power topology of pulse generator, thermal load of semiconductor devices, synchronization of influencing factors

1. Lobanov, L., Kondratenko, I., Zhiltsov, A., Pashchin, N., and Mykhodui, O. Development of post-weld electrodynamic treatment using electric current pulses for control of stress-strain states and improvement of life of welded structures. *Materials performance and characterization*. 2018. Vol. 7. No 4. Pp. 2379-1365.  
DOI: <https://doi.org/10.1520/MPC20170092>.

2. Knysh V.V., Klochkov I.N., Pashulya M.P., Motrunich S.I. Improvement of fatigue resistance of thin-sheet welded joints of aluminium alloys using high-frequency peening. *Automatic welding*. 2014. No 5. Pp. 22-29. (Rus)

3. Finkel V.M., Ivanov V.M., Golovin Y.I. Healing of cracks in metals by crossed electric and magnetic fields. *Strength problems*. 1983. No 4. Pp.54-58. (Rus)

4. Knysh V.V. Determination of cyclic durability of structural elements during braking of fatigue cracks. *Automatic welding*. 2000. No 9-10. Pp. 73-75. (Rus)

5. Baranov Yu.V., Troitsky O.A., Avraamov Yu.S., Shlyapin A.D. Physical fundamentals of electropulse and electroplastic treatments and new materials. Moskva: MGIU, 2001. 844 p. (Rus)

6. Kondratenko I.P., Zhyltsov A.V., Pashchyn N.A., Vasyuk V.V. Selecting induction type electromechanical converter for electrodynamic processing of welds. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2017. No 5. Pp. 83–88. (Ukr)

DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2017.05.083>

7. Kalantarov P.L., Tsejtlin L.A. Calculation of Inductance: Reference book. Leningrad: Energoatomizdat, 1986. 488 p. (Rus).

8. Yakovleva T.Iu. Local plastic deformation and fatigue of metals. Kyiv: Naykova dymka, 2003. 238 p.(Rus).

Надійшла 02.07.2020  
Остаточний варіант 12.08.2020

## INFLUENCE OF WINDING ENDS ON THE PARAMETERS OF PULSE INDUCTOR WITH U-SHAPED CORE

**R.S. Kryshchuk\***

**Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine**  
Peremohy ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: [dep7ied@ukr.net](mailto:dep7ied@ukr.net)

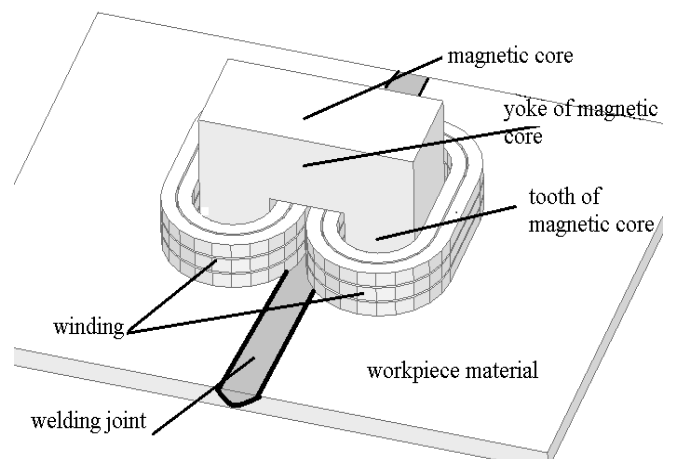
*It is known from the scientific literature that magnetic pulse processing of electrically conductive non-magnetic sheet materials helps to reduce residual stresses, especially in welded joints. This is due to magnetoplastic and electroplastic effects. To create such effects in non-magnetic electrically conductive materials with welded joints, an inductor with pulsed magnetic field, U-shaped magnetic circuit and hollow conductor for possibility of active cooling of the winding is proposed. Such inductor allows inducing high-density pulsed currents in electrically conductive non-magnetic sheet materials with welded joints. It studies the parameters of the inductor - active resistance and inductance in the frequency-domain mode. The parameters calculated in two-dimensional and three-dimensional models are compared. The electromagnetic field is calculated using Maxwell equations and finite element method. Parameters of an ends of winding are determined by the difference in the parameters of the three-dimensional and two-dimensional models of the induction system. Resistance is calculated separately in the groove's part of the winding, the outer part and on the frontal parts. The parameters of the induction system with a ferromagnetic core and non-magnetic thin-sheet alloy AMg6 are calculated for various values of complex amplitude of current in winding. Additionally, the parameters are calculated both without the magnetic core and without the non-magnetic metal. The quantitative comparison of the parameters of the three-dimensional model with the two-dimensional one is performed. The active resistance and inductance of end parts of the inductor are investigated by well-known analytical expressions from handbooks of electric machines. References 11, figures 3, tables 6.*

**Key words:** magnetic-pulse processing, U-shaped core, electromagnetic parameters, winding's ends.

Magnetoplastic and electroplastic effects [1, 2] was found and investigated in the series non-magnetic crystals (NaCl, CsI, LiF, Zn, Al, Cu). These effects increase or decrease plastic property of materials, remove residual stresses in heterogeneous structure of materials, and change durability too.

Magnetoplastic effect in the materials with welding joints is caused by magnetic field. Electroplastic effect is caused by high density eddy currents. Magnetic field and induced currents can be direct, alternative, or pulsed. It is known about positive effect due to influence the pulsed electric currents  $10^8 \dots 10^9$  A/m<sup>2</sup> in electrically conductive materials [3]. In [4] there is that magnetic pulse processing increases fatigue strength of welded joints of AMg6 alloy [5]. It significantly reduces residual tensile stresses from 165 MPa and more while converting to compression stress 80 MPa [4]. Experimental results demonstrate significant decrease and redistribution of residual welding stresses in AMg6 alloy specimen after pulsed electromagnetic treatment [10]. Paper [6] presents an experimental study about effect by pulsed electromagnetic processing on fatigue resistance of aluminum (alloy 2011). Clear beneficial effect has been observed.

Inductors with pulsed magnetic field are proposed in the department of electromagnetic systems of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine to create high density eddy currents in electrically conductive non-magnetic materials by non-contact method (Fig. 1) [11]. A magnetic U-shaped core (Fig. 1) allows concentrating eddy currents into narrower stream in an electrically conductive non-magnetic workpiece materials. Thus, greater local current density in welding joints (Fig. 1) can be achieved.



**Fig. 1**

© Kryshchuk R.S., 2020

\*ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-1933-0144>

Pulsed eddy currents  $10^9$  A/m<sup>2</sup> in a welding joint of sheet workpiece material (Fig. 1) is achieved by the pulsed current in a winding in form of a half-wave of a sine wave. Frequency-domain mode is used to calculate the resistance and inductance of the inductor (Fig. 1).

Modeling meets difficulty with the three-dimensional formulation (Fig. 2, b) due to requirement huge computational resources [11]. But the two-dimensional formulation (Fig. 2, a) requires less computational resources, has less computational time. The two-dimensional model of the inductor doesn't take into account winding ends. Therefore, there is the problem how to take into account the influence of winding's ends on the total active resistance  $R$  and inductance  $L$  of the inductor.

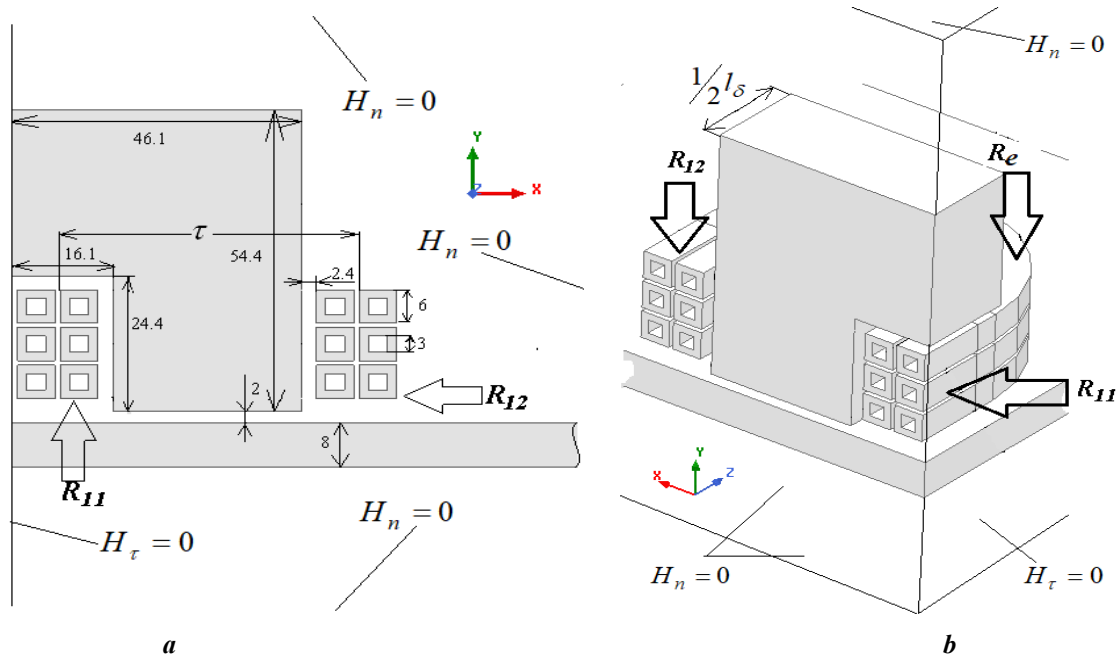


Fig. 2

**The aim** is to investigate the parameters of the winding's ends of the induction system with U-shaped magnetic core, two coils, tube winding and to investigate the adequacy of simple methods of bringing a results of the two-dimensional numerical model to the three-dimensional formulation.

To solve the problem, the inductor is modeled in two-dimensional and three-dimensional formulations (Fig. 2). The two-dimensional model (Fig. 2, a) represents 1/2 symmetrical part of the inductor with the length along  $z$  axis equals with length of magnetic core  $l_s$ , and the three-dimensional model (Fig. 2, b) represents 1/4 symmetrical part of the inductor. For calculating magnetic field, the finite element method is used. The magnetization curve of the magnetic core is also taken into account (steel AISI-1010).

Equations of electromagnetic field in quasi-stationary mode:

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = 0, \operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{j}, \operatorname{rot} \mathbf{A} = \mathbf{B}, \operatorname{rot} \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t, \mathbf{E} = -\partial \mathbf{A} / \partial t - \operatorname{grad} \phi, \mathbf{B} = \mu \mathbf{H}, \mathbf{j} = \sigma \mathbf{E}. \quad (1)$$

There  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{j}$  are the vectors of magnetic vector potential, magnetic induction, magnetic field strength, current density respectively;  $\sigma$  is the electrical conductivity;  $t$  is the time,  $\phi$  is the electric scalar potential,  $\mu$  is the magnetic permeability. For the frequency-domain mode, the equations (1) are change as follows:

$$\operatorname{div} \hat{\mathbf{B}} = 0, \operatorname{rot} \hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{j}}, \operatorname{rot} \hat{\mathbf{A}} = \hat{\mathbf{B}}, \operatorname{rot} \hat{\mathbf{E}} = -i\omega \hat{\mathbf{B}}, \hat{\mathbf{E}} = -i\omega \hat{\mathbf{A}} - \operatorname{grad} \phi, \hat{\mathbf{B}} = \mu \hat{\mathbf{H}}, \hat{\mathbf{j}} = \sigma \hat{\mathbf{E}}. \quad (2)$$

There  $\hat{\mathbf{A}}$ ,  $\hat{\mathbf{B}}$ ,  $\hat{\mathbf{H}}$ ,  $\hat{\mathbf{j}}$  are the complex amplitudes of magnetic vector potential, magnetic induction, magnetic field strength, current density respectively,  $\omega$  is the angular frequency,  $i$  is the imaginary unit.

According to the equations (2) the equation to calculate magnetic field for two-dimensional model (Fig. 2, a) is

$$\operatorname{rot}(\mu^{-1} \operatorname{rot} \hat{\mathbf{A}}) = -i\omega \sigma \hat{\mathbf{A}} + \hat{\mathbf{j}}_s. \quad (3)$$

There  $\hat{\mathbf{j}}_s$  is the current density complex amplitude of the source due to differences in electric potential at terminals. This current density  $\hat{\mathbf{j}}_s$  is present in the cross section of each wire of winding.

Equation for three-dimensional model (Fig. 2, b) by the (2) is

$$\operatorname{rot}(\sigma^{-1} \operatorname{rot} \hat{\mathbf{H}}) = -i\omega \hat{\mathbf{B}} + \operatorname{rot}(\sigma^{-1} \hat{\mathbf{j}}_s). \quad (4)$$



The following boundary conditions are specified: at the external boundaries of the computational region (Fig. 2, *a* and *b*), and at the boundary of cross-section of wires of winding (Fig. 2, *b*) the normal magnetic field strength equals zero

$$H_n = 0; \quad (5)$$

on the border of cross-section of the yoke of magnetic core (Fig. 2, *a*, *b*) – the tangential component of magnetic field strength is zero

$$H_\tau = 0; \quad (6)$$

at the internal boundaries there is the boundary with equality of tangential components of magnetic field strength on both sides of each border

$$H_y^+ = H_y^-. \quad (7)$$

After solving equations (3) or (4) the averaged magnitude value of an induction is calculated in a tooth of a magnetic core (Fig. 1)

$$B_{avg} = \frac{1}{V} \int_V |\hat{\mathbf{B}}| dV, \quad (8)$$

where  $V$  is the volume of a tooth of a magnetic core.

Inductance of an inductor is evaluated by the average energy ( $W_{AV}$ )

$$L = 4W_{AV} I_m^{-2} = I_m^{-2} \int_V (|\hat{\mathbf{B}}| \cdot |\hat{\mathbf{H}}|) dV. \quad (9)$$

Here  $I_m$  is the magnitude value of current in the winding.

The resistance  $R$  of an inductor consists with the resistance of a winding  $R_1$ , and the resistance from electrical losses in workpiece sheet metal  $R_2$ :

$$R = R_1 + R_2. \quad (10)$$

The resistance  $R_1$  can be divided into the following parts

$$R_1 = R_{11} + R_{12} + R_e, \quad (11)$$

where  $R_{11}$  is the resistance of winding in groove of magnetic core (Fig. 2),  $R_{12}$  is the out-of-groove winding resistance (Fig. 2),  $R_e$  is the resistance of end of winding in the 3D model (Fig. 2, *b*). Each such part of the winding has its own AC resistance factor

$$k_r = R / R_{dc}. \quad (12)$$

$R$  is the resistance of alternative current ( $R_{AC}$ ),  $R_{dc}$  is the resistance of direct current.

Resistance in any region of the model ( $R_{AC}$ ) is calculated by the expression

$$R = 2PI_m^{-2}. \quad (13)$$

There are electrical losses  $P$ , which are determined by integrating the power density over the volume  $V$  of each region of winding (Fig. 2)

$$P = \int_V P_V dV. \quad (14)$$

Power density  $P_V$  is calculated by expression

$$P_V = |\hat{\mathbf{j}}|^2 (2\sigma)^{-1} = |\text{rot} \hat{\mathbf{H}}|^2 (2\sigma)^{-1}. \quad (15)$$

There  $\hat{\mathbf{j}}$  is the current density in volume of electric conductive region.

Magnetic force between the inductor and workpiece sheet metal which is directed along the  $y$ -axis is calculated by follow expression

$$F_y = \int_S T_{yy} dS = \int_S \mu_r \mu_0 \left( H_y^2 - 0,5 |\mathbf{H}|^2 \right) dS. \quad (16)$$

There  $T_{yy}$  is the Maxwell tension tensor [8].

Table 1 presents calculation results of the two-dimensional (2D) model (Fig. 2, *a*) of the inductor. Length along axis  $z$  equals magnetic core length ( $l_\delta = 100$  mm).

Table 1							
$I_m$ , kA	2D model ( $l_\delta = 100$ mm), Fig. 2, a						
	$R_2$ , mohm	$R_{11}$ , mohm	$R_{12}$ , mohm	$\sum R$ , mohm	$F_y$ , kN	$B_{avg}$ , T	$L$ , uH
1	7,62	9,27	2,81	19,70	00,15	0,19	8,50
6	7,26	8,98	2,80	19,04	05,16	1,36	8,29
11	5,93	6,95	2,50	15,38	14,19	2,11	7,42
16	4,88	5,48	2,24	12,60	24,75	2,52	6,67
16 (without core)	2,19	2,73	1,75	6,670	11,12	-	4,15

Table 2									
$I_m$ , kA	3D model ( $l_\delta = 100$ mm), Fig. 2, b								
	$R_2$ , mohm	$R_{11}$ , mohm	$R_{12}$ , mohm	$R_e$ , mohm	$\sum R$ , mohm	$F_y$ , kN	$B_{avg}$ , T	$L$ , uH	$L_e$ , uH
1	11,27	9,02	3,02	4,69	28,00	0,23	0,30	13,08	4,58
6	10,12	8,10	2,87	4,30	25,39	7,19	1,98	12,39	4,10
11	08,19	6,22	2,53	3,73	20,67	19,4	2,81	11,11	3,69
16	07,44	5,56	2,40	3,54	18,94	37,73	3,60	10,57	3,90
16 (without core)	03,03	2,61	1,73	2,82	10,19	15,46	-	6,37	2,22

Table 2 presents calculation results of the three-dimensional (3D) model (Fig. 2, b) of the inductor. It has magnetic core length  $l_\delta = 100$  mm and other dimensions from Fig. 2, a. Inductance of winding's ends  $L_e$  of the 3D model is calculated by difference of 3D and 2D inductances  $L$  from tables 2 and 1:

$$L_e = L^{(3D)} - L^{(2D)}. \quad (17)$$

It should be emphasized that inductance  $L_e$  includes mutual inductance between ends of winding and main part of inductor.

Tables 3 and 4 are similar to tables 1 and 2, but the length of the core along z axis is  $l_\delta = 40$  mm.

Tables 5 and 6 presents calculation results of inductor without sheet workpiece material and with core length along z axis  $l_\delta = 40$  mm. Tables comparisons 5 and 6 with 3 and 4 let to see the effect of presence of the workpiece material on the parameters (resistance and inductance). In tables 5-6 there aren't magnetic force  $F_y$  and resistance  $R_2$  due to absence workpiece material under the inductor.

Tables 1-6 show how

Table 3							
$I_m$ , kA	2D model ( $l_\delta = 40$ mm), Fig. 2, a						
	$R_2$ , mohm	$R_{11}$ , mohm	$R_{12}$ , mohm	$\sum R$ , mohm	$F_y$ , kN	$B_{avg}$ , T	$L$ , uH
1	3,05	3,71	1,12	7,88	0,06	0,19	3,40
6	2,91	3,59	1,12	7,62	2,07	1,36	3,32
11	2,37	2,78	1,00	6,15	5,69	2,11	2,97
16	1,95	2,19	0,90	5,04	9,93	2,52	2,67

Table 4									
$I_m$ , kA	3D model ( $l_\delta = 40$ mm), Fig. 2, b								
	$R_2$ , mohm	$R_{11}$ , mohm	$R_{12}$ , mohm	$R_e$ , mohm	$\sum R$ , mohm	$F_y$ , kN	$B_{avg}$ , T	$L$ , uH	$L_e$ , uH
1	6,6	3,58	1,32	4,72	16,22	00,13	0,44	7,91	4,51
6	5,04	2,57	1,10	3,92	12,63	03,61	2,34	6,90	3,58
11	4,12	2,04	0,97	3,51	10,64	09,92	3,27	6,22	3,25
16	3,79	1,88	0,92	3,38	09,97	19,18	4,20	5,94	3,27

parameters change due to the saturation of the magnetic core by changing current at terminals. It is also shown that the 3D model has already saturated magnetic core at the current 6 kA, and the 2D model has similar saturation at the current 11 kA. Therefore, the equivalent 3D model can be obtained by increasing the length of the 2D model along z axis, but it will give some deviation.

**Table 5**

$I_m$ , kA	2D model, Fig. 2, a						
	$R_2$ , mohm	$R_{11}$ , mohm	$R_{12}$ , mohm	$\sum R$ , mohm	$F_y$ , kN	$B_{avg}$ , T	$L$ , uH
1	-	3,71	1,13	4,84	-	0,44	8,03
6	-	2,2	0,88	3,08	-	2,22	6,22
11	-	1,41	0,74	2,16	-	2,76	4,73
16	-	1,21	0,71	1,92	-	3,22	4,09

**Table 6**

$I_m$ , kA	3D model, Fig. 2, b								
	$R_2$ , mohm	$R_{11}$ , mohm	$R_{12}$ , mohm	$R_e$ , mohm	$\sum R$ , mohm	$F_y$ , kN	$B_{avg}$ , T	$L$ , uH	$L_e$ , uH
1	-	3,59	1,46	4,59	9,64	-	0,82	15,79	7,76
6	-	1,60	0,89	3,19	5,68	-	3,02	10,61	4,39
11	-	1,36	0,82	3,03	5,21	-	4,38	09,47	4,74
16	-	1,28	0,79	2,99	5,06	-	5,75	09,03	4,94

In order to perform the calculation of an inductor in the 2D model and to get the result close to the result in the 3D model,

2D model can be calculated with the length along the z axis more than the length of the magnetic core. But it is necessary to find out by what dimension length along z axis the 2D model can be increasing.

The parameters of the 3D models (tables 2, 4, 6) of the inductor (Fig. 2, b) are divided on the parameters of its

2D model (tables 1, 3, 5) in order to find out how many times they differ (Fig. 3). This difference is the result of the presence of winding's ends. In the Fig. 3 there are: inductance coefficient  $k_L$ ; resistance coefficients  $k_R$ ,  $k_{R1}$ ,  $k_{R2}$ ; magnetic force coefficient  $k_F$ ; coefficient of averaged magnetic induction in teeth of magnetic core  $k_B$ :

$$k_L = L^{3D} / L^{2D}, \quad k_R = R^{3D} / R^{2D}, \quad k_{R1} = R_1^{3D} / R_1^{2D},$$

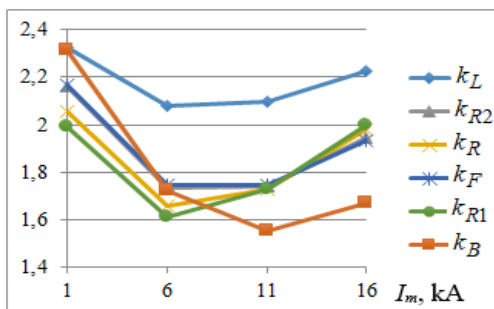
$$k_{R2} = R_2^{3D} / R_2^{2D}, \quad k_F = F^{3D} / F^{2D}, \quad k_B = B_{avg}^{3D} / B_{avg}^{2D}. \quad (18)$$

On the Fig. 3, a there are coefficients obtained from tables 1 and 2. Averaged inductance coefficient  $(k_L)_{avg}$  is 1,53; averaged resistance coefficient  $(k_R)_{avg}$  is 1,43 of all of them ( $k_{R1}$  and  $k_{R2}$  are too); averaged force coefficient  $(k_F)_{avg}$  is 1,43 that similar to resistance in this case.

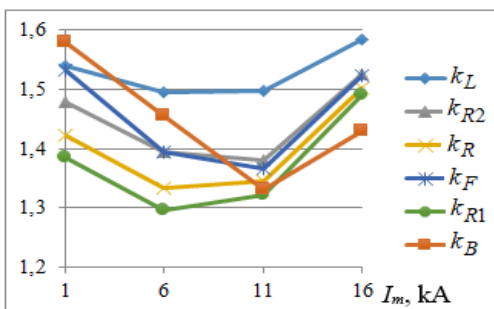
Results without core are obtained for current 16 kA (Table 1, 2 with mark "without core") and not presented in the Fig. 3 because they do not change with increasing current. It's inductance coefficient  $k_L$  is 1,53; resistance coefficient  $k_R$  is 1,43; force coefficient  $k_F$  is 1,39.

On the Fig. 3, b there are the same coefficients as on the Fig. 3, a, but with core length 40 mm, from the tables 4 and 5. Average inductance coefficient  $k_L$  is 2,2; averaged resistance  $k_R$  and force  $k_F$  coefficients are 1,9.

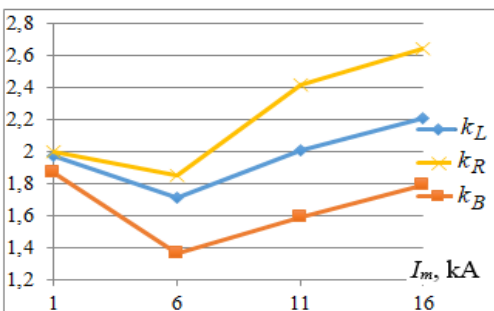
On the Fig. 3, c there are the same coefficients with core length 40 mm but without workpiece material under the core. Average inductance coefficient  $k_L$  is 1,97; average resistance coefficient  $k_R$  is 2,22.



a



b



c

Fig. 3

It is also seen that the dependences in Fig. 3 have a nonlinear character – they have smaller values when the core transitions from the unsaturated state to the saturated state.

All parameters in 2D model can be reduced to parameters in 3D model with some deviation. The easiest way is increasing the estimated depth of the 2D model along axis  $z$  by more than the length of magnetic core  $l_\delta$  (Fig. 2, a). Calculation results in the Fig. 3 show that averaged coefficients (18) can be obtained by increasing length of 2D model along  $z$  axis by the pole distance  $\tau$  (Fig. 2, a):

$$k_L = k_R = k_{R1} = k_{R2} = k_F = k_B = (l_\delta + \tau)l_\delta^{-1}. \quad (19)$$

Then the depth of the two-dimensional model along the  $z$  axis should be set as

$$l'_\delta = l_\delta + \tau. \quad (20)$$

For example, if the magnetic core is 100 mm long along  $z$  axis (Table 1-2), and the pole distance  $\tau$  is 47 mm (Fig. 2,a), then the parameters of the two-dimensional model (Table 1) are multiplied by a coefficient 1.47 (19) and compared with the parameters of the three-dimensional model (table 2). For example, for the current 6 kA with taking into account (20) the deviation for the active resistance is 10% compared with 3D model, for the inductance is 1.5%, for the induction in the teeth of the magnetic circuit is 1%, for the magnetic force is 5.4%.

Another way to bring the parameters of the 2D model of the inductor to equivalent 3D is using the analytical calculation of the inductance and the active resistance of end parts. In this case, the depth along the  $z$  axis of the 2D model is equal to the length of the core  $l_\delta$ .

A well-known expression for calculating the inductance of the end parts of single-phase motors [7]

$$L_e = 4\pi f \mu_0 \frac{(wpq)^2}{pq} q(0,47l_e - 0,3\tau). \quad (21)$$

Here, the number 4 means the number of end parts of the winding;  $\mu_0$  is the magnetic constant,  $w$  is the number of turns in each coil,  $p$  is the number of pole pairs,  $q$  is the number of grooves per pole and phase,  $l_e$  is the length of one winding's end,  $\tau$  is the pole distance. For the inductor's models (fig. 2) two coils are included in series. And they can be represented as one coil with  $2 \cdot w$  turns, number of pole pairs  $p = 1/2$ , number of grooves per pole and phase  $q = 1$ .

For the model in fig. 2 expression (21) gives the result  $L_e = 3.8$  uH. This result is closer to the simulation results when using the workpiece material (tables 2, 4) with the averaged induction in the magnetic core 2...2.34 T. Deviation during this induction is not more than 10%. In the case without the workpiece material under the inductor (table 6), the inductance according to expression (21) gives 16% lower value. With the absence of the magnetic core, the inductance from the end parts is 2.22 uH (table 4), which is 1.7 times less in comparison with the analytical expression (21) ( $L_e = 3.8$  uH).

Active resistance of the end parts  $R_e$  can be obtained approximately using a simple known analytical expression for calculating the active resistance of the wire with direct current

$$R_{dc} = l_w (\sigma s_w)^{-1}. \quad (22)$$

Here  $l_w$  is the length of the wire,  $\sigma$  is the electrical conductivity of the wire,  $s_w$  is the cross section of the wire. Then, to calculate the active resistance of end parts  $R_e$  the direct current resistance  $R_{dc}$  must be multiplied by the AC losses coefficient  $k_r$  (12).

Coefficient  $k_r$  (12) has the different value in different parts of the winding (Fig. 2, b): winding in groove ( $R_{11}$ ); winding outside the groove ( $R_{12}$ ), winding in the end parts ( $R_e$ ). Using expression (22) and resistances  $R_{11}$ ,  $R_{12}$ ,  $R_e$  from tables 1-3 it is possible to obtain  $k_r$  in different parts of the winding. The calculation from tables 2, 4, 6 shows approximately the same values of the coefficient  $k_r$  in the resistances  $R_{12}$  and  $R_e$ . For example, in the inductor with the magnetic core length of 100 mm, and the amplitude value of the current 1 kA (table 2), these coefficients are equal to 3,4 and 3,58, respectively in  $R_{12}$  and  $R_e$ , and at the current of 11 kA they coincide and equal to 2,85.

A coefficient  $k_r$  in the end parts can be approximately produced by the expressions from [9]

$$k_r = \phi(\xi) + \frac{(m/2)^2 - 1}{3} \psi(\xi), \quad \xi = h_w \sqrt{\frac{b_w n}{b_n + 1, 2h_m} \pi f \mu_0 \sigma_{Cu}},$$

$$\phi(\xi) = \xi \frac{sh(2\xi) + \sin(2\xi)}{ch(2\xi) - \cos(2\xi)}, \quad \psi(\xi) = 2\xi \frac{sh(\xi) - \sin(\xi)}{ch(\xi) + \cos(\xi)}. \quad (23)$$

Here  $b_n$  is the width of the cross section of the winding coils along the x axis (Fig. 2);  $h_m$  is the height of a cross section of a coil of a winding along the y axis;  $b_w$  is the width of a cross section of a conductor;  $h_w$  is the height of the cross section of a conductor;  $m$  and  $n$  are the number of layers of conductors of a coil section along the height (y axis) and width (x axis), respectively.

Expressions (23) gives the coefficient for the model in Fig. 2 equals to 2,86. This coefficient coincides with the value from table 2 at the current 11 kA ( $k_r = 2,85$ ,  $B_{avg} = 3$  T). For other current values (1, 6, 16 kA) this coefficient does not coincide exactly with the values from table 2. For example, at 1 kA ( $B_{avg} = 0,3$  T), the deviation has its maximum value at 25%.

### Conclusions.

- It is shown that the resistance and inductance of an induction system with a U-shaped magnetic circuit halve when the magnetic core is saturated. The parameters of an induction system depend nonlinearly on the magnitude of a current in windings.
- Reducing the parameters of the two-dimensional model to the three-dimensional one with a certain error (from 1% to 10%) is possible by setting the length (depth) of the two-dimensional model in this way: the length of a magnetic core plus the pole distance of winding coils.
- Calculation of the inductance of end parts by the well-known analytical expression for end parts of single-phase machines gives the deviation to 10% with the condition that averaged magnetic induction in the teeth of magnetic core is 2...2.4 T and with workpiece material under the core.
- The coefficient of increasing losses (AC losses) of end parts of the winding coincides with the analytically obtained one with the deviation to 5%.
- The calculation of the coefficient of increasing losses in end of winding is also possible with the well-known analytical expressions for electric machines. But these expressions show result with less deviation for the inductor with the saturated magnetic core (more than 3 T), and for the unsaturated magnetic core (0,3 T) – with the deviation 25 %.

*Роботу виконано за рахунок коштів бюджетної програми «Надійність і довговічність матеріалів, конструкцій, обладнання та споруд» (КПКВК 6541030).*

1. Kuznetsov N.N. The effect of electric and magnetic pulse effects on the workpiece. *Obrabotka materialov davleniem*. 2010. No 3(24). Pp. 126-129. (Rus)
2. Komshina AV., Pomelnikova A.S. Promising method of low-energy materials processing using a magnetic field. *Nauka i Obrazovanie*. 2012. No FC77 – 48211. Pp. 463-488. DOI: <https://doi.org/10.7463/0912.0454270> (Rus)
3. Samokhvalov V.N., Samokhvalova Zh.V. Magnetic-pulse and electric pulse processing of machine parts. *Sovremennyye problemy teorii mashyn*. 2017. No 5. Pp. 113-115. (Rus)
4. Lobanov L.M., Kondratenko I.P., Zhltsov A.V., Karlov O.M., Pashchyn M.O., Vasyuk V.V., Yashchuk V.A. Electrophysical unsteady processes in the system to reduce residual stresses welds *Tekhnichna elektrodynamika*. 2016. No 6. Pp. 10-19. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.06.010> (Rus)
5. Database of Steel and Alloy (Marochnik)  
URL: [www.splav-kharkov.com/en/e\\_mat\\_start.php?name\\_id=1433](http://www.splav-kharkov.com/en/e_mat_start.php?name_id=1433) (accessed at 15.12.2019)
6. Mohin M.A., Toofanny H., Babutskyi A., Lewis A., Xu Y.G. Effect of electromagnetic processing on fatigue resistance of 2011 aluminum alloy *Journal of Multiscale Modeling*. 2016. Vol. 7. No 3. Article number 1650004. DOI: <https://doi.org/10.1142/S1756973716500049>
7. Kopylov I.P., Goryainov F.A., Klokov B.K., Morozkin V.P., Tokarev B.F. Design of electrical machines. Moskva: Enerhiia, 1980. 496 p. (Rus)
8. Tamm I.E. Theory of electricity. Moskva: Nauka, 1976. 616 p. (Rus)
9. Postnikov I.M. Electrical machinery design. Kiev: Gostekhizdat, 1962. 736 p. (Rus)
10. Stepanov G., Babutski A., Mameev I., Pashchin N., Savitskii V., Tkachuk G. Redistribution of residual welding stresses in pulsed electromagnetic treatment. *Strength of Materials*. 2011. No 43(3). Pp. 326-331. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-011-9300-2>

11. Rashchepkin A.P., Kondratenko I.P., Karlov A.N., Kryshchuk R.S. Electromagnetic field of W-shaped inductor for magnetic-pulse processing of materials *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 6. Pp. 5-12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.005> (Ukr)

УДК 620.171.1; 621.313; 536.2

### **ВЛИЯНИЕ ЛОБОВЫХ ЧАСТЕЙ НА ПАРАМЕТРЫ ИМПУЛЬСНОГО ИНДУКТОРА С П-ОБРАЗНЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ**

**Р.С. Крищук, канд.техн.наук**

**Институт электродинамики НАН Украины,**

**пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина, e-mail: [dep7ied@ukr.net](mailto:dep7ied@ukr.net)**

*Известно, что магнитно-импульсная обработка электропроводящих немагнитных тонколистовых материалов помогает снизить остаточные напряжения, особенно в сварных соединениях. Это связано с магнитоупругими и электроупругими эффектами. Для создания таких эффектов в немагнитных электропроводящих материалах со сварными соединениями предложен индуктор с импульсным магнитным полем, П-образным магнитопроводом и с проводниками-трубками для возможности активного охлаждения обмотки. Такой индуктор позволяет индуцировать импульсные токи высокой плотности в электропроводящих немагнитных тонколистовых материалах со сварными соединениями. Исследуются параметры индуктора – активное сопротивление и индуктивность в квазистационарном режиме и режиме гармонических токов. Сравниваются параметры, рассчитанные в двумерной и трехмерной моделях. Электромагнитное поле рассчитывается с использованием уравнений Максвелла и метода конечных элементов. Параметры лобовых частей обмотки определяются разницей параметров трехмерной и двумерной моделей индукционной системы. Сопротивление рассчитывается в пазах, внешней части обмотки и на лобовых частях обмотки отдельно. Выполнен расчет параметров индукционной системы с ферромагнитным магнитопроводом и тонколистовым немагнитным сплавом АМгб для различных значений комплексной амплитуды тока в обмотке. Дополнительно выполнен расчет параметров как без магнитопровода, так и без немагнитного обрабатываемого металла. Выполнено количественное сравнение параметров трехмерной модели с двумерной. Исследовано активное сопротивление и индуктивность лобовых частей индуктора, которые рассчитаны по известным аналитическим выражениям. Библ. 11, рис. 3, табл. 6.*

**Ключевые слова:** электромагнитные параметры, П-образный магнитопровод, магнитоупругий эффект, электроупругий эффект.

УДК 620.171.1; 621.313; 536.2

### **ВПЛИВ ЛОБОВИХ ЧАСТИН НА ПАРАМЕТРИ ІМПУЛЬСНОГО ІНДУКТОРА З П-ПОДІБНИМ МАГНІТОПРОВОДОМ**

**Р.С. Крищук, канд.техн.наук**

**Інститут електродинаміки НАН України,**

**пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: [dep7ied@ukr.net](mailto:dep7ied@ukr.net)**

*Відомо, що магнітно-імпульсна обробка електропровідних немагнітних тонколистових матеріалів допомагає знизити залишкові напруження, особливо в зварних з'єднаннях. Це пов'язано з магнитоупругими і електроупругими ефектами. Задля створення таких ефектів в немагнітних електропровідних матеріалах зі зварними з'єднаннями пропонується індуктор з імпульсним магнітним полем, П-подібним магнітопроводом і з провідниками-трубками задля можливості активного охолодження обмотки. Такий індуктор дає змогу індукувати імпульсні струми високої щільності в провідних немагнітних тонколистових матеріалах зі зварними з'єднаннями. Досліджуються параметри індуктора – активний опір і індуктивність в квазістационарному режимі. Порівнюються параметри, що розраховані в двовимірній і тривимірній моделях. Електромагнітне поле розраховується з використанням рівнянь Максвелла і методу скінченних елементів. Параметри лобових частин обмотки визначаються різницею параметрів тривимірної і двовимірної моделей індукційної системи. Опір розраховується в пазах, зовнішньої частини обмотки і на лобових частинах обмотки окремо. Виконано розрахунок параметрів індукційної системи з феромагнітним магнітопроводом і тонколистовим немагнітним сплавом АМгб для різних значень комплексної амплітуди струму в обмотці. Додатково виконано розрахунок параметрів як без магнітопроводу, так без немагнітного оброблюваного металу. Виконано кількісне порівняння параметрів тривимірної моделі з двовимірною. Досліджено активний опір і індуктивність лобових частин індуктора, що розраховані за відомими аналитичними виразами. Бібл. 11, рис. 3, табл. 6.*

**Ключові слова:** електромагнітні параметри, П-подібний магнітопровід, магнитоупругий ефект, електроупругий ефект.

Надійшла: 08.01.2020  
Остаточний варіант: 27.07.2020

## АНАЛІТИЧНИЙ ТА CFD-РОЗРАХУНОК ТЕПЛООВОГО СТАНУ ФОЛЬГОВИХ ОБМОТОК МАСЛЯНИХ РОЗПОДІЛЬНИХ ТРАНСФОРМАТОРІВ

**В.Ф. Іванков<sup>1</sup>**, канд.техн.наук, **А.В. Басова<sup>1</sup>**, канд.техн.наук, **І.В. Хімюк<sup>2</sup>**, канд.техн.наук.

<sup>1</sup> ПрАТ «Запоріжтрансформатор»,  
Дніпровське шосе, 3, Запоріжжя, 69600, Україна,

<sup>2</sup> Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: [ysi1943@ukr.net](mailto:ysi1943@ukr.net)

*Розроблено аналітичну методику розрахунку теплового стану фольгових обмоток нижчої напруги масляних розподільних трансформаторів. За відомих температур масла в баку ця методика забезпечує визначення коефіцієнтів тепловіддачі на поверхнях обмоток з врахуванням їхніх конструктивних особливостей і теплових навантажень, а також розрахунок перевищень середньої температури обмотки і її найбільш нагрітої точки над маслом і над охолодним середовищем. Для розрахунку перевищень температури обмотки над маслом методом розділення змінних із застосуванням скінченного косинус-перетворення Фур'є отримано розв'язок крайової задачі для рівняння Пуассона з неоднорідними граничними умовами на поверхнях обмотки прямокутного перерізу з анізотропними властивостями та з нерівномірним по її висоті розподілом втрат. Крім того, розроблено альтернативний підхід до визначення теплового стану вісесиметричної моделі трансформатора шляхом чисельного CFD-моделювання системи рівнянь руху та нерозривності охолодної рідини Нав'є-Стокса. Це дає змогу отримати розподіл поля швидкостей масла та абсолютних температур як масла в баку, так і фольгових та шарових обмоток трансформатора з використанням мінімальних емпіричних даних щодо фізичних властивостей масла та тепловіддання баків. Методики верифіковано відомими експериментальними даними для трансформаторів ТМ-1000/35 та ТМ-630/10. Бібл. 11, рис. 4, табл. 2.*

**Ключові слова:** трансформатори розподільні, обмотки, фольга, масляне охолодження, нагрів, CFD-моделювання.

**Вступ.** Розподільні трансформатори з рідинним та повітряним охолодженням потужністю 25-6300 кВА на напругу 6-10 кВ, різноманітні по конструктивному виконанню та призначенню, є найбільш масовою серією силових трансформаторів, які виготовляються та експлуатуються в енергетиці [1, 2]. Задля охолодження масляних розподільних трансформаторів потужностей 40-2500 кВА застосовують гофровані стінки баків, тобто систему охолодження (СО) виду М з природною циркуляцією масла та охолодного повітря, за вищих потужностей – на баку розташовують трубчасті або плоскоштамповані радіатори, які, за потребою, доповнюються вимушеною циркуляцією повітря за допомогою зовнішніх вентиляторів (СО виду Д). Виконання герметичних трансформаторів, застосування шихтовок типу step-lap в планарних магнітних системах (МС), використання витих МС, у тому числі із аморфних сталей, виробництво пожегобезпечних трансформаторів з нетоксичним рідким діелектриком та трансформаторів з охолодженням випарюванням і на даний час залишається актуальним з метою зменшення затрат на виробництво та експлуатацію трансформаторів [1, 2].

Певні переваги [2] мають трансформатори, в яких обмотки нижчої напруги (НН) виготовляють з мідної фольги товщиною від 0.2 до 2.0 мм або з алюмінієвої фольги товщиною від 0.2 до 2.5 мм та висотою від 200 до 800 мм. Намотування обмоток вищої напруги (ВН) має значні технологічні труднощі, тому найбільш поширеною є змішана конструкція: обмотка НН виконується з фольги, а обмотка ВН – шарова обмотка із одно чи багатожильних проводів з паперовою ізоляцією. Фольгові обмотки (ФО) НН мають підвищену стійкість і міцність до дії радіальних сил короткого замикання, для їхнього кріплення може бути застосована полегшена пресувальна система. Підвищене заповнення перерізу ФО і, внаслідок цього «вікна» МС дають змогу зменшити об'єм масла і масу трансформатора. Намотування обмоток листами фольги і міжшарового ізоляційного паперу, підмотування ізоляційних смуг на торцях обмоток задля підвищення їхньої жорсткості, автоматизована пайка шин-відведень забезпечується на автоматизованих верстатах. У такому разі ФО можуть намотуватися безпосередньо на ізоляційні циліндри або через дискретні опорні рейки. Задля зменшення нагріву обмоток виконуються осьові охолодні канали за допомогою рейок або гофрованого електрокартону.

В той же час, почергове розташування листів фольги та ізоляційного паперу призводить до вираженої теплової анізотропії ФО в осьовому та радіальному напрямках, а значний осьовий розмір листів – до концентрації місцевих втрат на краях ФО за рахунок витіснення струмів в провідних листах фольги магнітним полем розсіяння обмоток.

Зазвичай, як у теплових типових випробуваннях [3], так і у розрахунках [1, 4] трансформаторів з масляним охолодженням застосовують відомий метод перевищення температури (ПТ). Нормовані стандартами [3, 4] середнє перевищення температури обмотки та її найбільш нагрітої точки (ННТ) над температурою охолодного середовища (ТОС) отримують сумою середнього перевищення температури обмотки і її найбільш нагрітої точки над маслом та перевищення температури над ТОС, відповідно, середнього та верхнього масла в баку.

Відносно близькими до ФО по конструкції та тепловим процесам є шарові обмотки. Для таких обмоток ПТ над маслом розраховують за галузевою методикою [5], а температуру масла в баку, зокрема, у випадку гофрованих баків – за методикою [6]. Однак, методика [5], яка ґрунтується на експериментальних дослідженнях моделей з рівномірним розподілом втрат (фізичне моделювання на постійному струмі), дає змогу лише наближено врахувати значну теплову анізотропію та нерівномірність розподілу втрат ФО.

Тому при освоєнні ФО проведено експериментальні дослідження електромагнітних і теплових параметрів трансформатора ТМ-1000/35 з обмоткою НН з алюмінієвої фольги [7]. Також з використанням вказаних вимірів розроблено аналітичну методику теплового розрахунку ФО [8, 9]. Для цього методом розділення змінних із застосуванням скінченного косинус-перетворення Фур'є отримано розв'язок крайової задачі для рівняння Пуассона відносно ПТ ФО над маслом з неоднорідними граничними умовами на поверхнях анізотропної ФО та з нерівномірним по її висоті розподілом втрат. Однак застосування вказаної методики не можна вважати задовільним, оскільки вона не містить алгоритму розрахунку коефіцієнтів тепловіддачі (КТВ) з поверхонь обмотки в масло. Зокрема, в [8, 9] їх визначено для частинного випадку порівнянням розрахунків з вимірами [7]. Методика має також незручності визначення середнього ПТ обмотки та її ННТ – шляхом чисельного інтегрування та пошуку максимуму в певній сітці розрахункових точок по перерізу обмотки. Розрахунок перевищення температури ФО над температурою охолодного середовища не розглянуто.

Серед відомих досліджень слід вказати на представлені в роботі [10] результати вимірів та чисельних розрахунків методом скінчених елементів ПТ над маслом обмоток розподільного трансформатора значної потужності в 10 МВА з гофрованим баком. Отримано підтвердження основних конструктивних рішень, зокрема, – намотку ФО НН з чотирьох, а обмотку ВН з простого проводу – з шести концентрів, розділених охолодними каналами. У вказаній роботі, однак, зазначено, що виміри оптоволоконними датчиками показали помітно менші від розрахункових ПТ обмотки та її ННТ над температурою охолодного середовища, що віднесено до похибки розрахунку ПТ над температурою охолодного середовища масла в баку за використаною емпіричною методикою.

В [11] тепловий стан розподільних трансформаторів з ФО досліджується на основі електро-теплових аналогій. Однак вказаний підхід потребує значних зусиль для автоматичної побудови та дослідження розгалужених електричних заступних схем теплових процесів із різною мірою деталізації розрахункових схем задля досягнення необхідної точності розрахунків в системах САПР. При цьому, застосовуючи також метод ПТ, розрахунок температур масла в баку винесено в окремий етап «інженерних» розрахунків.

Зазначимо, що стандарт [4] рекомендує проведення прямих вимірів температур в обмотках під час теплових типових випробувань трансформаторів або в експлуатації, зокрема, оптоволоконними датчиками, що пов'язано зі значними трудовими затратами і технічними труднощами [7, 10, 11]. Тому також рекомендовано проводити відповідні теплові дослідження на так званих віртуальних стендах трансформаторного устаткування шляхом чисельного CFD-моделювання (Computational Fluid Dynamics) системи рівнянь руху і нерозривності охолодної рідини Нав'є-Стокса.

Наведений короткий огляд вказує на потребу подальшого уточнення аналітичної методики [8, 9] задля забезпечення необхідної точності не тільки перевірних, а й багатоваріантних оптимізаційних розрахунків в САПР [9]. Представлений в [9] певний досвід CFD-моделювання дає змогу розробити в якості альтернативної до аналітичної методики також методику чисельного розрахунку теплового стану масляних розподільних трансформаторів, яка б не застосовувала метод перевищення температури і ґрунтувалася на мінімальних емпіричних даних.

**Метою роботи** є розробка та верифікація експериментальними даними аналітичної мето-



дики, яка за відомих температур масла в баку забезпечує розрахунок коефіцієнтів тепловіддачі фольгової обмотки нижчої напруги масляного розподільного трансформатора, перевищень її середньої температури та найбільш нагрітої точки над маслом і над охолодним середовищем, а також альтернативної методики визначення нагрівів як масла в баку, так і фольгових та шарових обмоток шляхом чисельного CFD-розрахунку комплексної моделі трансформатора з мінімальним використанням емпіричних даних щодо фізичних властивостей масла та тепловіддання баків.

**Конструкція ФО НН, розподіл втрат.** Ескіз ФО НН показано на рис. 1, а, де позначено половину її висоти  $l$ , ширину  $a$ , товщину фольги  $\Delta_f$ , товщину ізоляційного паперу  $\Delta_i$ , коефіцієнти тепловіддачі (КТВ) в масло  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$  з внутрішньої (1), зовнішньої (2) та торцевої (3) поверхонь обмотки. Обмотка характеризується тепловою анізотропією по подовжній  $\lambda_z$  та поперечній осі  $\lambda_x$ , яка визначається коефіцієнтами теплопровідностей металу та ізоляції  $\lambda_f$ ,  $\lambda_i$

$$\lambda_z = \lambda_f, \quad \lambda_x = (\Delta_f + \Delta_i) \lambda_f \lambda_i / (\Delta_f \lambda_i + \Delta_i \lambda_f). \quad (1)$$

Так, для прикладу, за значень  $\lambda_f = \lambda_z = 210$  для алюмінієвої фольги та  $\lambda_i = 0.148$  – для промасленого паперу за їхніх товщинах, відповідно, 0.55 мм та 0.12 мм отримуємо  $\lambda_x = 0.527$  Вт/(м К), тобто  $\lambda_z \gg \lambda_x$ .

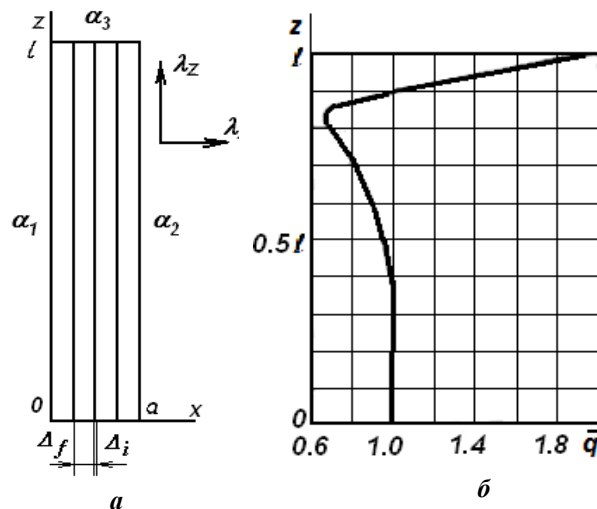


Рис. 1

Через дистанційні рейки і ізоляційний циліндр ФО НН опирається на стрижень МС трансформатора. Ізоляційний циліндр завтовшки  $b_c$  з коефіцієнтом теплопровідності  $\lambda_c$  може прилягати до поверхні обмотки і в той же час характеризуватися тепловим опором  $R_c = b_c / \lambda_c$ . Верхня і нижня торцеві поверхні обмотки ізолюються підмотуванням паперових смуг або шайбами з електрокартону. Їхній осьовий розмір  $b_s$  і коефіцієнт теплопровідності  $\lambda_s$  визначають тепловий опір  $R_s = b_s / \lambda_s$ .

Якщо на внутрішній і зовнішній вертикальних поверхнях обмотки з середнім діаметром  $D$  розташовані дистанційні рейки (опорний циліндр відсутній), відповідно, з числом

і шириною  $n_{r1}$ ,  $b_{r1}$  та  $n_{r2}$ ,  $b_{r2}$ , то поверхні обмотки характеризуються коефіцієнтами закриття

$$k_{z1} = \pi(D - a) / (\pi(D - a) - n_{r1}b_{r1}), \quad k_{z2} = \pi(D + a) / (\pi(D + a) - n_{r2}b_{r2}). \quad (2)$$

Згори торцевого підмотування ізоляційною стрічкою або опорної картонної шайби розташовуються дискретні ізоляційні прокладення числом  $n_t$ , шириною  $b_t$  і висотою  $b_3$ . Це визначає коефіцієнт закриття

$$k_{z3} = \pi D / (\pi D - n_t b_t). \quad (3)$$

Дискретність прокладень на торці обмотки забезпечує рух масла з вертикальних каналів через горизонтальні за межі обмотки.

Задля розрахунку розподілу струмів, втрат у ФО та магнітного поля трансформатора в області обмоток використовується [9] вісесиметрична електромагнітна модель, в якій частини обмоток НН і ВН представляються багатоелементною схемою заміщення з круговими елементами із зосередженими параметрами активних опорів, власних і взаємних індуктивностей елементів. Розподіл струмів в частинах обмоток визначається розв'язком відповідної системи рівнянь Кірхгофа. Розрахований за вказаною методикою розподіл об'ємних втрат  $q(z) = p(z) / v$  по висоті верхньої половини ФО НН трансформатора ТМ-1000/35 по відношенню до значення втрат в центрі обмотки показано на рис. 1, б у відносних одиницях (в.о). В подальшому приймається допущення, що розподіл втрат і, відповідно,

ПТ обмотки над маслом по висоті ФО є симетричним.

**Аналітична методика теплового розрахунку ФО.** Використовуючи метод перевищення температури задля розробки аналітичної методики, визначимо нагрів масла в баку. Зокрема, для трансформаторів з гофробакамаи з врахуванням технологічно освоєної конструкції вертикальних гофр на стінках баку розраховується сумарна ефективна поверхня гофр та плоских стінок баку  $S_{\Sigma}$ . Враховуються висота, ширина гофр, крок між гофрамаи, ширина каналу в гофрі. Через цю поверхню відбувається теплообмін масла в баку з зовнішнім охолодним повітрям. Відношенням сумарних втрат в трансформаторі  $P_{\Sigma}$  до вказаної поверхні визначається щільність теплового потоку баку. По цій величині з використанням емпіричних коефіцієнтів  $k_1, k_2$  [6] і коефіцієнту 0.8 [3] вираховуються перевищення верхньої  $\theta_{мвб}$  та середньої  $\theta_{мсб}$  температури масла в баку над ТОС, а в сумі з температурою ТОС  $t_{ТОС}$  – середня температура масла в баку  $t_{мб}$

$$\theta_{мвб} = k_1 (P_{\Sigma} / S_{\Sigma})^{k_2}, \quad \theta_{мсб} = 0.8 \theta_{мвб}, \quad t_{мб} = \theta_{мсб} + t_{ТОС}. \quad (4)$$

Отримані температури необхідні в подальшому для розрахунку КТВ з поверхонь обмоток, а також ПТ обмоток і їхніх ННТ над ТОС. Зауважимо, що в разі СО виду М та Д з трубчастими або плоскоштампованими радіаторами необхідно використати відповідні галузеві методики розрахунку нагріву масла в баку, які представлено, зокрема в [1, 9].

У разі масляного охолодження розподільних трансформаторів КТВ з поверхонь обмоток визначається конвективним теплообміном за допущенням що рух масла – ламінарний. Класичне визначення КТВ через критерій Нуссельта, теплопровідність масла і характерний лінійний розмір охолоджуваної поверхні має певні труднощі, внаслідок чого відомі аналітико-експериментальні КТВ мають досить розрізнений характер [9].

Тому в даній роботі КТВ  $\alpha_v$  з вертикальних поверхонь обмотки визначено емпіричною залежністю, встановленою для звичайних шарових обмоток для видів охолодження М та Д [5]

$$\alpha_v(q, b) = 0.827 q^{0.4} b^{0.35} t_{мб}^{0.21}, \quad (5)$$

де  $q$  – щільність теплового потоку;  $b$  – ширина відповідного прилеглого масляного каналу, утвореного поверхнею обмотки, ізоляційним циліндром і вертикальними дистанційними рейкамаи;  $t_{мб}$  – середня по висоті обмотки температура прилеглого масла або спрощено – середня температура масла у баку (4).

КТВ  $\alpha_g$  для верхньої горизонтальної поверхні визначається співвідношенням

$$\alpha_g(q, b) = 0.7 \alpha_v(q, b). \quad (6)$$

Щільності теплового потоку на внутрішній  $q_{x1}$ , зовнішній  $q_{x2}$  і торцевій  $q_z$  поверхнях для тіла з анізотропною теплопровідністю і з несиметричними умовами охолодження визначимо через геометричні розміри і теплові опори на сторонах

$$q_{x1} = R_{x2} R_z \chi, \quad q_{x2} = R_{x1} R_z \chi, \quad q_z = R_{x1} R_{x2} \chi, \quad \chi = q_v a l / (a R_{x1} R_{x2} + l R_z (R_{x1} + R_{x2})). \quad (7)$$

Теплові опори залежать від координати твірної розділення теплових потоків  $x_{max}$  на внутрішню та зовнішню поверхні обмотки (координати твірної найбільших температур) відповідних провідностей і КТВ з поверхонь

$$R_{x1} = x_{max} / \lambda_x + 1 / \alpha_1, \quad R_{x2} = (a - x_{max}) / \lambda_x + 1 / \alpha_2, \quad R_z = l / \lambda_z + 1 / \alpha_3. \quad (8)$$

Таким чином, з урахуванням теплових опорів на поверхнях, коефіцієнтів закриття і щільності теплових потоків значення КТВ на сторонах ФО визначаються

$$\alpha_1 = \left[ (\alpha_v(q_{x1} k_1, b_1) / k_{z1})^{-1} + R_c \right]^{-1}, \quad \alpha_2 = \alpha_v(q_{x2} k_2, b_2) / k_{z2}, \quad \alpha_3 = \left[ (\alpha_g(q_z k_3, b_3) / k_{z3})^{-1} + R_s \right]^{-1}, \quad (9)$$

де  $b_1, b_2, b_3$  – величини масляних каналів на внутрішній, зовнішній та торцевій поверхнях.

Взаємна залежність  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, x_{max}$  та  $q_{x1}, q_{x2}, q_z$  у (7) – (9) враховується послідовними наближеннями. Приймається початкове значення  $x_{max} = a / 2$  у разі наявності масляних каналів у обох поверхонь обмотки і значення  $x_{max} = a / 3$ , якщо обмотка опирається безпосередньо на ізоляційний циліндр.

Задля розрахунку перевищення температур ФО над маслом використано постановку [8, 9] крайової задачі відносно ПТ над маслом (ПТ<sub>М</sub>)  $\theta(x, z)$  для прямокутного перерізу обмотки з анізо-

тропними властивостями у вигляді рівняння Пуассона

$$\lambda_x \frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} + \lambda_z \frac{\partial^2 \theta}{\partial z^2} = -q_v(z), \quad (10)$$

умови симетрії по осі  $z$

$$\lambda_z \frac{\partial \theta}{\partial z} \Big|_{z=0} = 0 \quad (11)$$

і граничних умов тепловіддачі на поверхні обмотки

$$\lambda_x \frac{\partial \theta}{\partial x} \Big|_{x=0} = \alpha_1 \theta \Big|_{x=0}, \quad \lambda_x \frac{\partial \theta}{\partial x} \Big|_{x=a} = -\alpha_2 \theta \Big|_{x=a}, \quad \lambda_z \frac{\partial \theta}{\partial z} \Big|_{z=l} = -\alpha_3 \theta \Big|_{z=l}. \quad (12)$$

Для розв'язку задачі (10) – (12) застосовано метод розділення змінних із скінченним косинус-перетворенням Фур'є

$$\theta(x,z) = \sum_{n=1}^{\infty} \theta_n(x) \cos p_n z, \quad q_v(z) = \sum_{n=1}^{\infty} q_n \cos p_n z, \quad (13)$$

де

$$q_n = \frac{2 p_n}{p_n l + 0,5 \sin 2 p_n l} \int_0^l q(z) \cos p_n z dz. \quad (14)$$

Власні значення  $p_n$  є коренями трансцендентного рівняння

$$\operatorname{ctg} p_n l = p_n \lambda_z / \alpha_3. \quad (15)$$

На відміну від [8, 9] коефіцієнти  $\theta_n(x)$  зручно представити у наступному вигляді:

$$\theta_n(x) = \frac{q_n}{v_n^2 \lambda_x} \left( \frac{A_n e^{v_n x} + B_n e^{-v_n x}}{C_n} + 1 \right), \quad (16)$$

де

$$A_n = \alpha_2 (\lambda_x v_n + \alpha_1) e^{-v_n a} + \alpha_1 (\lambda_x v_n - \alpha_2) e^{-2v_n a}, \quad (17)$$

$$B_n = \alpha_2 (\lambda_x v_n - \alpha_1) e^{-v_n a} + \alpha_1 (\lambda_x v_n + \alpha_2), \quad v_n^2 = p_n^2 \lambda_z / \lambda_x. \quad (18)$$

$$C_n = (\lambda_x v_n - \alpha_1)(\lambda_x v_n - \alpha_2) e^{-2v_n a} - (\lambda_x v_n + \alpha_1)(\lambda_x v_n + \alpha_2). \quad (19)$$

Усереднення отриманого розв'язку прямим інтегруванням дає змогу аналітично визначити середнє ПТ<sub>М</sub> обмотки

$$\theta_m = \frac{1}{a l} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{q_n}{v_n^2 \lambda_x} \left( \frac{A_n (e^{v_n a} - 1) - B_n (e^{-v_n a} - 1)}{C_n v_n} + a \right) \frac{\sin p_n l}{p_n}. \quad (20)$$

а також по екстремуму першого члена ряду координату вертикальної твірної найбільших перевищень температур по ширині обмотки

$$x_{max} = \frac{1}{2v_{n=1}} \ln \frac{B_{n=1}}{A_{n=1}}. \quad (21)$$

Виконуючи, з певним кроком, розрахунок перевищення температури в точках  $z_i$  по висоті твірної найбільших температур, отримуємо значення ПТ<sub>М</sub> ННТ обмотки

$$\theta_{ННТ} = \max \{ \theta(x_{max}, z_i) \}, \quad i = 1, 2, \dots. \quad (22)$$

В кінцевому результаті, використовуючи значення (4), (20), (22), отримуємо ПТ над ТОС середньої температури обмотки  $\theta_{m\_ТОС}$  та її ННТ  $\theta_{ННТ\_ТОС}$

$$\theta_{m\_ТОС} = \theta_m + \theta_{мсб}, \quad \theta_{ННТ\_ТОС} = \theta_{ННТ} + \theta_{мсб}. \quad (23)$$

Значення ПТ масла (4) та обмотки (20), (22), (23) використовуються у розрахунку навантажувальної здатності трансформаторів [4].

**Методика чисельного CFD-моделювання розподільного трансформатора.** Використано основні підходи до CFD-моделювання силових трансформаторів, які детально представлено в [9], і стосовно розподільного трансформатора з ФО коротко полягають в наступному.

У разі завдання джерел тепла в CFD-моделі вважаються відомими втрати в МС, обмотках, елементах конструкції і у баку. Складна тривимірна конструкція трансформатора стрижневого типу спрощується до вісесиметричної моделі. Стрижень МС представляється ізотропним циліндром з рівномірними об'ємними втратами, обмотки – циліндрами з анізотропними теплопровідностями та з відповідним розподілом втрат. В моделі відтворюються верхня та нижня ярмова ізоляції обмоток і циліндри головної ізоляції з тепловими властивостями електрокартону. Задля врахування нелінійних властивостей трансформаторного масла застосовуються відомі експериментальні залежності.

Під час формування CFD-моделі гофрованого бака на його верхній та нижній поверхнях задаються відомі граничні умови конвективної і променистої тепловіддачі з горизонтальних поверхонь [9], а на вертикальних стінках баку – КТВ, який визначається тепловіддачею гофр. Зауважимо, що в разі СО виду М та Д з трубчастими або плоскоштампованими радіаторами теплообмін з охолодним середовищем визначається відповідним тепловим елементом в комплексній CFD-моделі трансформатора [9].

Для врахування розташованих на вертикальних поверхнях обмоток дискретних дистанційних рейок, а на торцевій – опорних дискретних прокладень, на вказаних поверхнях моделей обмотки визначаються теплові опори, які залежать від сталих значень теплопровідностей обмоток (1), коефіцієнтів закриття їхніх поверхонь (2), (3) та від локальних теплових залежностей (7) – (9), при цьому емпіричні дані (5), (6) не використовуються.

Розв'язок системи рівнянь руху та нерозривності охолодної рідини Нав'є-Стокса, доповненої рівнянням збереження енергії, проводиться засобами використаного програмного забезпечення у разі допущення що рух масла має ламінарний характер. Розрахунки проводяться в абсолютних величинах з прийнятою ТОС 20 °С.

Результатами розрахунків є поле абсолютної температури в перерізі розрахункової моделі та поле швидкостей масла. Додатковою обробкою вказаних результатів отримуються необхідні величини для визначення теплового стану трансформатора, що продемонстровано у подальшому на прикладі чисельних досліджень.

**Зіставлення розрахунків та вимірів.** Задля верифікації розроблених методик в якості об'єктів досліджень розглянуто трансформатор ТМ-1000/35 з відомими результатами спеціальних вимірювань розподілу струмів (втрат) та локальних температур в ФО НН [7], а також трансформатор ТМ-630/10 сучасної конструкції з результатами вимірювань температур масла в баку та середніх температур обмоток НН та ВН під час теплових типових випробувань. Попередньо з використанням САПР [9] виконано комплексний перевірений розрахунок магнітних потоків та втрат в МС, реактансів, розподілу струмів в обмотках, у тому числі ФО, магнітних полів, основних та додаткових втрат в обмотках, додаткових втрат в елементах конструкції, сумарних втрат в трансформаторі, нагрівів масла в баку, МС та шарових обмоток.

**Трансформатор ТМ-1000/35.** У [7] зазначено, що для експериментальних досліджень використано трансформатор, в якому МС, бак, кришка з розширювачем і охолодні радіатори залишено від серійного зразка. Обмотку НН з простого проводу замінено на ФО шириною 26 мм з алюмінієвої фольги розмірами 1x760 мм і з прилеглими внутрішнім та зовнішнім масляними каналами 10 і 16 мм. Зовнішню обмотку ВН з простого алюмінієвого проводу залишено без змін.

У процесі виконання даної роботи розраховано розподіл втрат по висоті ФО НН, який показано на рис. 1, б. Також визначено температури масла в баку у відповідності до застосованої СО з радіаторами. Це забезпечило проведення аналітичного розрахунку за алгоритмами (1) – (19) теплових параметрів ФО НН в об'ємі вимірів, які представлено у роботі [7].

Так, зокрема, розраховано розподіл по поперечному розміру  $\bar{x}$  перевищення температури над маслом  $\bar{\theta}$  в центрі ФО ( $l=0$ ), який показано на рис. 2, а у відносних одиницях (в.о.). За шкалу абсцис прийнято відносну координату  $\bar{x} = x/a$ . Координата найбільших температур дорівнює  $x_{max}/a=0.4$ . Як базисну для відносних значень  $\bar{\theta}$  використано найбільшу виміряну величину в центрі ФО. Розподіл  $\bar{\theta}$  по висоті ФО показано на рис. 2, б: ліва лінія – на зовнішній, середня – на внутрішній, а крайня права лінія – на середній вертикальній твірній обмотки. Віссю ординат є осьові координати обмотки  $z$  (м). Кружками відмічено експериментальні значення, які визначено за різницею показів термопар, розташованих усередині обмотки і у прилеглих масляних каналах [7].

Значимо, що алгоритмами (1) – (9) визначено КТВ на внутрішній та зовнішній поверхнях ФО відповідно 38 та 77 Вт/(м<sup>2</sup>К), що досить близько відповідає значенням 40 та 80 Вт/(м<sup>2</sup>К), які в [8, 9] серією розрахунків підібрано з використанням вимірів [7].

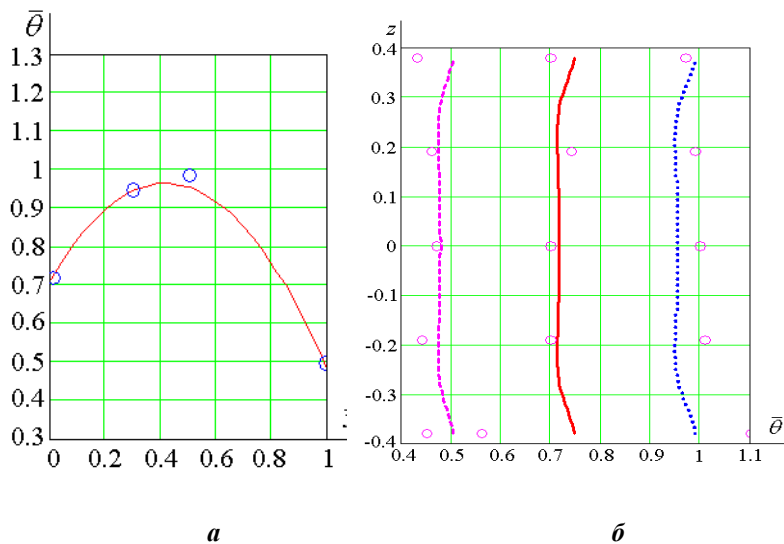


Рис. 2

лодження і, відповідно, – з більшим КТВ.

**Трансформатор ТМ-630/10.** Задля охолодження трансформатора застосовано бак з гофрованими стінками. Обмотку НН виготовлено з алюмінієвої фольги 0.9x600 мм, обмотку ВН – з простого проводу. Для зниження нагрівів обмоток в них застосовано по одному внутрішньому осьовому масляному каналу шириною 6 мм. Тому, як в електромагнітній, так і в тепловій розрахункових моделях обмотку НН представлено двома концентрами НН<sub>1</sub> та НН<sub>2</sub> шириною 13 мм та 14 мм, подібно – двома концентрами представляється обмотка ВН. Внутрішні концентри обмоток НН та ВН намотані безпосередньо на опорні картонні циліндри, тому, як буде видно в подальшому з представлених результатів досліджень, вони мають більші значення температур.

За методикою теплових типових випробувань за ТОС 20 °С отримано два результати: датчиком, розташованим на 0.1 м нижче кришки бака – температуру верхнього масла в баку; за тепловою зміною активного опору – середні температури обмоток. Розташування та температура ННТ обмоток вимірюваннями не визначались.

Додатковою обробкою результатів за стандартом [3] визначено ПТ над ТОС (ПТ<sub>ТОС</sub>) верхнього, середнього масла в баку та середніх температур обмоток. Експериментальні дослідження проведено на трьох зразках обладнання. Усередненні значення вимірних величин наведено у табл. 1. Відхилення температур від їхніх середніх значень знаходяться в межах ±1 К.

Розподіл об'ємних втрат у в.о. по висоті концентрів НН показано на рис. 3, а. За одиницю

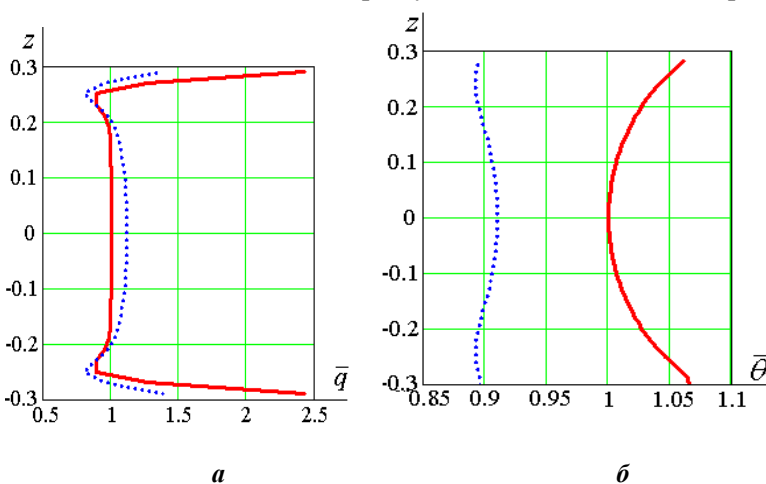


Рис. 3

Результати аналітичних розрахунків з достатньою точністю відповідають результатам вимірів і підтверджують висновок роботи [7], що підвищені місцеві втрати, які виникають через концентрацію вихрових струмів на краях ФО, не призводять до значної нерівномірності перевищення температури над маслом по висоті обмотки через високу теплопровідність провідникового матеріалу. В силу наявності прилеглих охолоджувальних каналів з обох сторін обмотки розподіл температур по її поперечному розміру майже симетричний, менші значення мають місце на зовнішній твірній з більшою поверхнею охолодження.

Таблиця 1

Елемент дослідження	ПТ <sub>ТОС</sub> , К	
	Вимірювання	Норма
Масло верхнє	52.2	60
Масло середнє	41.8	-
Обмотка НН	58.7	65
Обмотка ВН	59.2	65

прийнято втрати в середині висоти внутрішнього концентру НН<sub>1</sub> (суцільна крива). За розробленою аналітичною методикою (1) – (22) розраховано перевищення середніх температур та ННТ над маслом в концентрах НН, які представлено у табл. 2, а також розподіл ПТ<sub>М</sub> по висоті твірних максимальних температур, який показано на рис. 3, б (у в.о.). Як і на попередньому рисунку, суцільні лінії відносяться до концентру НН<sub>1</sub>.

Помітно, що як і об'ємні втрати, так і перевищення ПТ<sub>М</sub> мають більші значення для

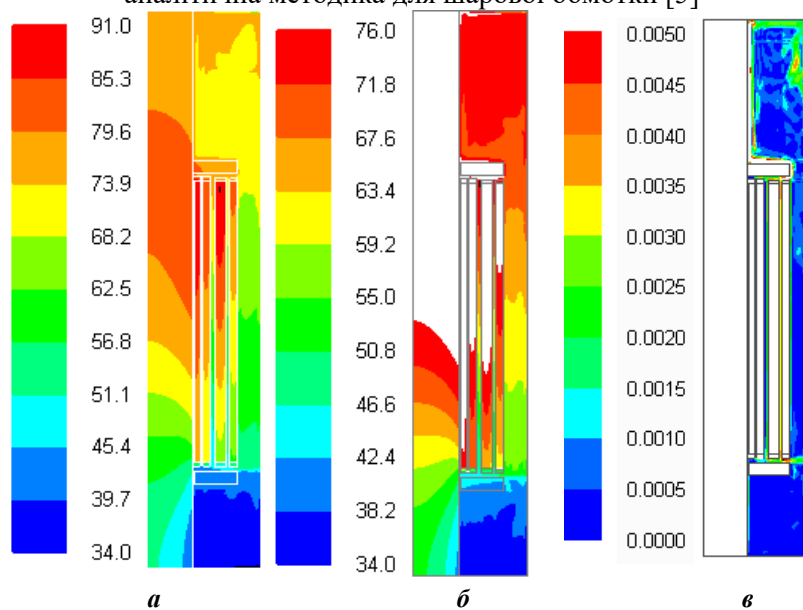
концентру НН<sub>1</sub>. За даними табл. 2 подібні співвідношення мають місце також для перевищень середніх температур концентрів НН<sub>1</sub> і ВН<sub>1</sub> та їхніх ННТ, що, як було зазначено вище, зумовлено одностороннім охолодженням цих концентрів в силу їхнього намотування на ізоляційні опорні циліндри. В той же час зовнішні концентри обох обмоток мають двостороннє охолодження маслом в прилеглих вертикальних каналах і, в результаті, менші температури.

**Таблиця 2**

Концентр	Середні ПТ <sub>М</sub> концентрів, обмоток, К			ПТ <sub>М</sub> ННТ, К		Коефіцієнти ННТ	
	АМ	CFD	Виміри	АМ	CFD	АМ	CFD
НН <sub>1</sub> /НН <sub>2</sub>	18.7 <sup>1)</sup> /15.0 <sup>1)</sup>	20.1/14.8	-/-	20.0 <sup>1)</sup> /15.7 <sup>1)</sup>	19.7/13.2	1.07 <sup>1)</sup> /1.05 <sup>1)</sup>	0.98/0.89
НН	16.6 <sup>1)</sup>	17.1	16.9	20.0 <sup>1)</sup>	19.7	1.20 <sup>1)</sup>	1.15
ВН <sub>1</sub> /ВН <sub>2</sub>	19.8 <sup>2)</sup> /11.3 <sup>2)</sup>	17.0/10.9	-/-	21.7 <sup>2)</sup> /12.1 <sup>2)</sup>	20.1/10.3	1.10 <sup>2)</sup> /1.07 <sup>2)</sup>	1.18/0.94
ВН	16.0 <sup>2)</sup>	14.2	17.4	21.7 <sup>2)</sup>	20.1	1.37 <sup>2)</sup>	1.42

<sup>1)</sup> – аналітична методика даної роботи для ФО,

<sup>2)</sup> – аналітична методика для шарової обмотки [5]



**Рис. 4**

Ескіз розрахункової моделі трансформатора показано на рис. 4. Результатами CFD-розрахунку на рис. 4 є поля температур (°C) в абсолютній шкалі отриманих значень (а) і в шкалі температур по верхньому маслу (б), а також поле швидкостей масла (м/с) в активній частині моделі трансформатора (в).

За значеннями температурного поля на рис. 4, б в місці розташування датчика температур під час теплових випробувань, ПТ<sub>ТОС</sub> верхнього масла дорівнює 74-20=54 К, що відповідає вимірюваному значенню 52 К. В середині висоти бака маємо

64-20=44 К, тобто їхнє співвідношення 44/54 близьке до нормованого коефіцієнта 0.8 [3].

По висоті НН температура порівняно рівномірна, найбільша температура у верхній частині концентра НН<sub>1</sub> – 90 °С. По висоті ВН через зменшену осьову теплову провідність в порівнянні з ФО НН градієнт температур вищий, найбільша температура у ВН<sub>1</sub> – 91 °С.

Найбільші швидкості масла спостерігаються у поверхонь обмоток і бака та приймають значення порядку 0.001 – 0.005 м/с, що є характерним для охолоджень виду М та Д.

Додатково визначено перевищення середньої температури концентрів над температурою масла по середині висоти бака та перевищення температури ННТ над маслом в баку на рівні її розташування. Задля порівняння з вимірами ПТ<sub>М</sub> обмоток над маслом, як зазвичай, отримано усередненням по масах концентрів. Отримані результати розрахунків ПТ по концентрам та по обмоткам аналітичними методиками та CFD-моделюванням представлено у табл. 2.

Розраховані перевищення середньої температури ФО НН над маслом досить близькі до вимірної величини. Трохи більші відхилення спостерігаються для обмотки ВН, що можна пояснити тим, що в реальній конструкції певна частина поверхні обмотки звернена до обмотки сусідньої фази, масляний канал між ними є меншим, ніж канал в розрахунковій моделі у поперечному перерізі до баку, і є додатково підігрітим власне сусідньою обмоткою.

ПТ<sub>М</sub> ННТ над маслом обмоток визначено за максимальним значенням в концентрах. Розраховано відповідні коефіцієнти ННТ. Для обмотки НН цей коефіцієнт (1.20 та 1.15) близький до рекомендованого в стандарті [4] для розподільних трансформаторів значення 1.1, а для обмотки ВН (1.42) – перевищує вказане значення і є визначальним для трансформатора. Отриманий результат

підтверджує рекомендацію стандарту, за яким коефіцієнт ННТ необхідно все ж таки «визначити процедурами, заснованими на фундаментальних принципах втрат і теплопередачі, та обґрунтувати прямим вимірюванням на виготовлених зразках або на прототипах трансформаторів або обмоток».

Таким чином, методика чисельного CFD-моделювання забезпечує розрахунок нормованих стандартами перевищення температури над температурою охолодного середовища [4], як середнього масла в баку, так і ФО НН та шарової обмотки ВН, визначення найбільш нагрітої обмотки трансформатора, а також коефіцієнта ННТ цієї обмотки. Перевага методики полягає в мінімізації емпіричних даних – використовуються лише фізичні властивості масла та тепловіддання баку.

**Висновки.** Розроблено аналітичну методику розрахунку теплового стану фольгової обмотки нижчої напруги масляних розподільних трансформаторів, яка за відомих температур масла в баку забезпечує визначення коефіцієнтів тепловіддачі на поверхні обмотки з врахуванням її конструктивних особливостей і теплових навантажень, розрахунок перевищень середньої температури обмотки і її найбільш нагрітої точки над маслом і над охолодним середовищем. Для розрахунку перевищень температури фольгової обмотки над маслом методом розділення змінних із застосуванням скінченного косинус-перетворення Фур'є отримано розв'язок крайової задачі для рівняння Пуассона з неоднорідними граничними умовами на поверхнях анізотропної фольгової обмотки та з нерівномірним по її висоті розподілом втрат.

Також розроблено альтернативний підхід до визначення теплового стану фольгової обмотки шляхом чисельного теплового та гідродинамічного аналізу комплексної CFD-моделі трансформатора. Такий підхід дає змогу отримати розподіл поля швидкостей та абсолютних температур як масла в баку, так фольгових та шарових обмоток трансформатора з використанням мінімальних емпіричних даних щодо фізичних властивостей масла та тепловіддання баків.

Аналітичну та чисельну методику верифіковано відомими експериментальними даними для трансформаторів ТМ-1000/35 та ТМ-630/10.

Розроблені методики розрахунку теплового стану фольгової обмотки нижчої напруги разом з галузевими методиками розрахунку масла в баку та обмоток зі звичайних проводів забезпечують проектування масляних розподільних трансформаторів, у тому числі під час оптимізаційних розрахунків у складі САПР.

*Роботу виконано за рахунок відомчого замовлення КПКВК 6541030.*

1. Бики М.А. Проектирование силовых трансформаторов. Расчеты основных параметров. М.: Знак, 2013. 612 с.
2. Бормосов В.А., Костоусова М.Н., Петренко А.Ф., Смольская Н.Е. Перспективы и состояние разработок распределительных трансформаторов массовых серий. Информационный портал «TRANSFORMаторы», 2004. 22 с. URL: <https://transform.ru/articles/html/03project/a000001.article> (дата звернення: 19.02.2020)
3. IEC 60076-2. Power transformers - Part 2: Temperature rise for liquid-immersed transformers, 2011. 100 p.
4. IEC 60076-7. Power transformers - Part 7: Loading guide for oil-immersed transformers, 2017. 89 p.
5. Воеводин И.Д., Гитин Ю.С., Михайловский Ю.А., Щукина И.И. Руководящий документ РД16 452-88. Трансформаторы силовые масляные с системами охлаждения М и Д. Тепловой расчёт обмоток. Запорожье: ВИТ, 1988. 28 с.
6. Михайловский Ю.А., Иванова З.Ф., Серебрицкая Е.А. Методика расчета 0АХ 682.064. Методика расчета нагрева масла в силовых трансформаторах с гофрированными баками мощностью от 100 до 2500 кВА. Запорожье: ВИТ. 1995. 8 с.
7. Григоров И.Б., Степенко О.Н. Электромагнитные исследования распределительных трансформаторов с обмотками НН из алюминиевой ленты. *Электротехн. пром-сть. Сер. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы*. 1982. Вып. 9 (131). С. 1-4.
8. Воеводина Е.И., Григоров И.Б., Иванков В.Ф., Степенко О.Н. Расчет превышения температуры в фольговых обмотках низшего напряжения распределительных трансформаторов. *Техн. электродинамика*. 1984. № 1. С. 32-34.
9. Иванков В.Ф., Басова А.В., Хімюк І.В. Методи моделювання трансформаторів та реакторів. К.: Наш формат, 2017. 490 с.
10. Kennedy S.P., Gordner T., Verube J.N., Ringlee R., Aubin J. Hot stop studies for sheet wound transformer windings. URL: [http://neoptix.com/literature/2013-04\\_doble\\_paper\\_final.pdf](http://neoptix.com/literature/2013-04_doble_paper_final.pdf) (дата звернення: 19.02.2020)
11. Стулов А.С. Разработка комбинированных моделей и методов теплового анализа в САПР распределительных трансформаторов: автореф. дис. ... канд. техн. наук 05.13.12. Ивановский ГЭУ. Иваново. 2015. 152 с.

## АНАЛИТИЧЕСКИЙ И CFD-РАСЧЕТ ТЕПЛООВОГО СОСТОЯНИЯ ФОЛЬГОВЫХ ОБМОТОК МАСЛЯНЫХ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

**В.Ф. Иванков**<sup>1</sup>, канд.техн.наук, **А.В. Басова**<sup>1</sup>, канд.техн.наук, **И.В. Хімюк**<sup>2</sup>, канд.техн.наук.

<sup>1</sup> ЧАО «Запорожтрансформатор»,

Днепровское шоссе, 3, Запорожье, 69600, Украина

<sup>2</sup> Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина, e-mail: [ysi1943@ukr.net](mailto:ysi1943@ukr.net)

Разработана аналитическая методика расчета теплового состояния фольговых обмоток низшего напряжения масляных распределительных трансформаторов. При известных температурах масла в баке эта методика обеспечивает определение коэффициентов теплоотдачи на поверхностях обмоток с учетом их конструктивных особенностей и тепловых нагрузок, а также расчет превышений средней температуры обмотки и ее наиболее нагретой точки над маслом и над охлаждающей средой. Для расчета превышения температуры обмотки над маслом методом разделения переменных с применением конечного косинус-преобразования Фурье получено решение краевой задачи для уравнения Пуассона с неоднородными граничными условиями на поверхностях обмотки прямоугольного сечения с анизотропными свойствами и с неравномерным по ее высоте распределением потерь. Кроме того, разработан альтернативный подход к определению теплового состояния осесимметричной модели трансформатора путем численного CFD-моделирования системы уравнений движения и неразрывности охлаждающей жидкости Навье-Стокса. Это позволяет получить распределение поля скоростей масла и абсолютных температур как масла в баке, так и фольговых и шаровых обмоток трансформатора с использованием минимальных эмпирических данных о физических свойствах масла и теплоотдачи баков. Методики верифицированы известными экспериментальными данными для трансформаторов ТМ-1000/35 и ТМ-630/10. Библ. 11, рис. 4, табл. 2. **Ключевые слова:** трансформаторы распределительные, обмотки, фольга, масляное охлаждение, нагрев, CFD-моделирование.

## ANALYTICAL AND CFD-CALCULATION OF THE HEAT CONDITION OF FOIL WINDINGS OF OIL DISTRIBUTING TRANSFORMERS

V.F. Ivankov<sup>1</sup>, A.V. Basova<sup>1</sup>, I.V. Khimik<sup>2</sup>,

<sup>1</sup>PrJSC «ZTR»,

Dniprovske shose, 3, Zaporizhya, 69600, Ukraine

<sup>2</sup>Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: [vs1943@ukr.net](mailto:vs1943@ukr.net)

An analytical method of calculating the thermal condition of foil windings of lower voltage oil distribution transformers has been developed. At known oil temperatures in the tank, this technique provides the identification of heat-recoil ratios on winding surfaces, taking into account their design features and heat loads, as well as calculating the excess excesses of the average temperature of the winding and its most heated point above the oil and over the cooling environment. In order to calculate the excess temperature of the winding over the oil by the method of separating variables using the final cosinus-conversion Fourier obtained the solution of the edge problem for the Poisson equation with heterogeneous boundary conditions on the surfaces of the rectangular section winding with anisotropic properties and with its uneven distribution of losses. In addition, an alternative approach has been developed to determine the thermal state of an axisymmetric transformer model by numerical CFD modeling of the system of equations of motion and continuity of the Navier-Stokes coolant. This allows you to obtain the distribution of the oil velocity field and absolute temperatures, both of the oil in the tank, and of the foil and ball windings of the transformer using the minimum empirical data on the physical properties of the oil and the heat transfer of the tanks. The methods are verified by known experimental data for transformers TM-1000/35 and TM-630/10. References 11, figures 4, tables 2.

**Keywords:** transformers distributive, windings, foil, oily cooling, heat, CFD-modeling.

1. Biki M.A. Power transformer design. Basic parameter calculations. Moskva: Znak, 2013. 612 p. (Rus).
2. Bormosov V.A., Kostousova M.N., Petrenko A.F., Smolskaia N.E Prospects and state of development of distribution transformers of mass series. Information portal «TRANSFORMatory», 2004. 22 p. (Rus). URL: <https://transform.ru/articles/html/03project/a000001.article> (accessed at 19.02.2020)
3. IEC 60076-2. Power transformers - Part 2: Temperature rise for liquid-immersed transformers, 2011. 100 p.
4. IEC 60076-7. Power transformers - Part 7: Loading guide for oil-immersed transformers, 2017. 89 p.
5. Voyevodin I.D., Gitin Yu.S., Mikhaylovskiy Yu.A., Shchukina I.I. Guidance document RD16 452-88. Power oil transformers with cooling systems M and D. Thermal calculation of windings. Zaporozhye: VIT. 1988. 28 p. (Rus).
6. Mikhailovskii A., Ivanova Z.F., Serebriiskaia E.A. Calculation method 0AX 682.064. Method for calculating oil heating in power transformers with corrugated tanks with a capacity of 100 to 2500 kVA. Zaporozh'ye: VIT. 1995. 8 p. (Rus).
7. Hrihorov I. B., Stepenko O. N. Electromagnetic research of distribution transformers with LV windings made of aluminum tape. *Elektrotekhnicheskaia promyshlennost. Seriya Apparaty vysokoho napriazheniia, transformatory, silovye kondensatory.* 1982. Vyp. 9 (131). Pp. 1-4. (Rus).
8. Voyevodina Ye.I., Grigorov I.B., Ivankov V.F., Stepenko O.N. Calculation of temperature rise in low voltage foil windings of distribution transformers. *Tekhnicheskaya elektrodinamika.* 1984. No 1. Pp. 32-34. (Rus).
9. Ivankov V.F., Basova A.V., Khimiuk I.V. Methods for modeling transformers and reactors. K.: Nash format, 2017. 490 p. (Ukr).
10. Kennedy S.P., Gordner T., Berube J.N., Ringlee R., Aubin J. Hot stop studies for sheet wound transformer windings. URL: [http://neoptix.com/literature/2013-04\\_doble\\_paper\\_final.pdf](http://neoptix.com/literature/2013-04_doble_paper_final.pdf) (accessed at 19.02.2020)
11. Stulov A.S. Development of combined models and methods of thermal analysis in CAD for distribution transformers: author. dis. ... Cand. tech. sciences 05.13.12. Ivanovskiy GEU. Ivanovo. 2015. 152 p. (Rus).

Надійшла 04.03.2020  
Остаточний варіант 10.08.2020



## INVESTIGATION OF CHARACTERISTICS OF PRECISION AMPLIFIERS

Yu.F. Tesyk<sup>1\*</sup>, R.M. Moroz<sup>1\*\*</sup>, Yu.M. Tuz<sup>2\*\*\*</sup>, O.V. Kozyr<sup>2\*\*\*\*</sup><sup>1</sup>Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: [luckyposhta@gmail.com](mailto:luckyposhta@gmail.com)<sup>2</sup>National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",  
37, pr. Peremohy, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: [tuz@aer.ntu-kpi.kiev.ua](mailto:tuz@aer.ntu-kpi.kiev.ua)

*A review of the principles construction of existing high voltage measuring amplifiers (HVMA) was carried out. Their frequency range was investigated. It is proposed to use a circuit of additively connected operational amplifiers with virtual power to achieve the limiting frequencies of 400 kHz and a voltage of 500V. Several models of the circuit in the circuit simulator were investigated. It was found that to compensate for the phase shift of the output signal it is necessary to use boosting capacitances and a circuit with independent feedback. References 11, figures 5, table 3.*

**Key words:** reproduction, metrological equipment, electricity, measure power amplifiers, calibrator, computer simulation.

**Introduction.** It has been established that in order to ensure reliable operation of electrical equipment and electric energy metering devices the quality of electric energy (EE) must comply with DSTU EN 50160: 2014 and GOST 13109-97 taking into account DSTU IEC 61000-4-30: 2008. In accordance with these standards restrictions on distortion of the sinusoidal voltage curve, harmonic levels, interharmonics and high frequency (HF) of signals are established. The presence of high frequency harmonics are one of the causes of the distortion of EE quality caused by the nonlinear load on the power grid and the standing increase in the number of semiconductor transducers and their power [1]. Thus, the task of controlling the quality of the EE and reducing the distorting factors arises before the energy industry.

The check of quality of EE is carried out by devices of measuring the quality indices (DMQI) of EE. Moreover, the DMQI should be adjusted and verified in accordance with DSTU IEC 61000-4-7: 2012. However, there is some inconsistency between DSTU IEC 61000-4-7: 2012 and DSTU EN 50160: 2014 and DSTU IEC 61000-4-30: 2008. It consists in the fact that the DMQI according to DSTU IEC 61000-4-7: 2012 must measure signals up to 9 kHz. At present, DSTU EN 50160: 2014 restricts the frequency of signals to 148.5 kHz and DSTU IEC 61000-4-30 sets the spectra of transients of voltages and currents of electric networks that contain harmonics with frequencies up to 10 MHz.

In the electric power industry, the use of pulse converters which cause significant distortion of voltages and currents in the power grid, is growing rapidly. The spectrum of noise generated by pulsed transducers all the time expands to high and ultrahigh frequencies, due to the increase in the efficiency of transducers at high frequencies. This problem is partially solved by filtration of higher harmonics on the verge of balancing affiliation of enterprises that generate higher harmonics. Control of the effectiveness of the use of filters is impossible without control of harmonics in the extended frequency range and calibrators to check DMQI. In developed countries, analyzers of harmonic and devices for calibrating them in a limited range of frequencies and voltages are produced. For example, calibrator of the Fluke 6105 / 6100B of the American Fluke Corporation reproduces an AC frequency of up to 9 kHz with an amplitude of 200 V, and a calibrator of the German ZERA GmbH up to 400 KHz with an amplitude of 100 V.

The first step in solving this problem is the creation of HVMA as the output cascades of portable and stationary calibrators, with a frequency range up to 400 kHz, output voltage up to 500 V rms (RMS) to provide organizations of the SE "UKRMETRTTESTSTANDART" and the Ministry of Energy of Ukraine.

**The purpose of the work** – analysis of the principles of construction of high-voltage, broadband measuring amplifiers and research of their computer, physical models for the development of HVMA for portable and stationary calibrators and metrological applications, with operating frequency ranges up to 400 kHz and output voltages from 0 to 500 V.

© Tesyk Yu.F., Moroz R.M., Tuz Yu.M., Kozyr O.V., 2020  
ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0001-6567-1436> , \*\*<https://orcid.org/0000-0002-4292-8160> ,  
\*\*\*<https://orcid.org/0000-0003-4083-060X> , \*\*\*\*<https://orcid.org/0000-0002-9285-5940>

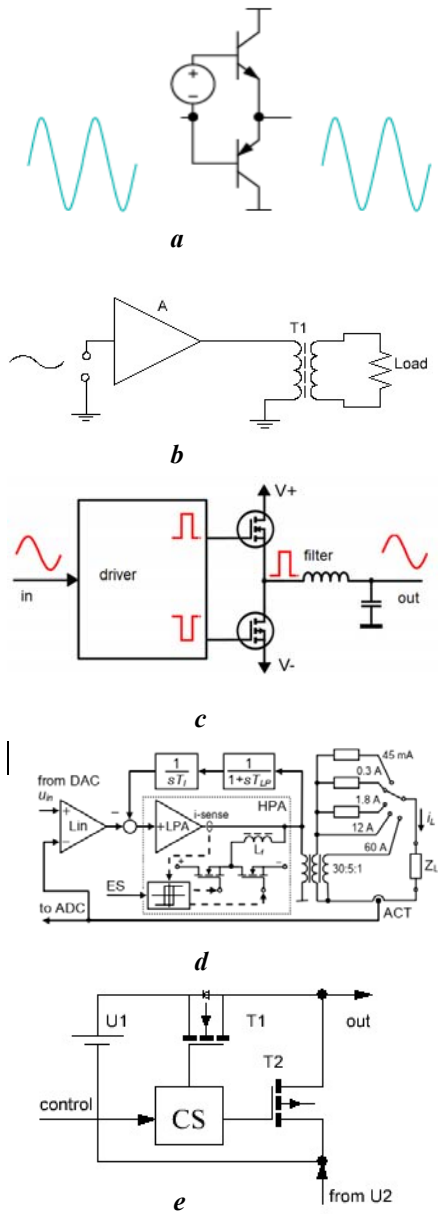


Fig. 1

mode their main advantage is high efficiency (up to 90%) much smaller weight and dimensions at equal output power. Their disadvantages are higher THD and noise level due to the transformation of the input signal into pulse-width modulated (PWM).

Due to the interfacing of clock and working frequencies in the amplifier the possibility of a "pulse crushing" effect occurs when more than one pulse is formed during the clock cycle. It makes difficult to form a signal in the load which completely repeats the entering signal. These features lead to an increase in the distortion of the restored signal and cause the clock frequency to be chosen tens times higher than the upper limit frequency of the amplified wave range. Output circuits are usually built on IGBT or MOSFET. Thus, the achievable switching frequency for these transistors is 200 kHz and the maximum reproducible qualitative signal will be in the range of up to 20 kHz. And the present source filter which is required for suppressing the carrier frequency introduces a significant phase shift to the output signal.

Hybrid amplifiers (Fig. 1, *d*) use several amplifying channels which switch depending on the magnitude of the instantaneous signal value. The first of the LPA channels (used at low instantaneous signal values) always operates in the AB mode and the other HPA channel works in D mode (used at high instantaneous signal values). They have smaller weight and dimensions, greater efficiency than the HVMA with a mode of operation AB and a smaller THD than amplifiers with operating mode D. However, they do not give a win at high frequency and are mainly used in current channels with transformers [5].

**Analysis of the principles of construction of HVMA, content and research results.** Studies [2] have shown that the metrological characteristics of the calibrators are largely determined by the design of the output amplifiers and their work regimes were established. Most of them works in the AB [3], D [4] or hybrid [5] modes and often contain output transformers [6]. Based on these studies and works [3 – 6], a review and analysis of technical solutions for the construction of HVMA was made.

Amplifiers operating in AB mode (Fig. 1, *a*) have a number of advantages such as linearity, time stability, low total harmonic distortion (THD). Output circuits can be built on bipolar (BPT), bipolar isolated gate (IGBT), field-isolated gate (MOSFET) transistors. The frequency characteristics of the amplifier on the BPT especially such as the upper of broadband amplification frequency of HVMA  $f_h$  in the region of the HF are determined by the transfer coefficient of the transistor  $h_{FE}$  which decreases with the increase in the frequency of the input signal. High-voltage transistors used in the construction of transformerless HVMA are low-frequency ( $f_h < 3$  MHz) and allow the upper limit amplification to be about 100-150 kHz. The amplifiers based on MOSFETs are somewhat improved HVMA with BPT. But in the general case, the MOSFETs do not have advantages over bipolar transistors due to the speed and frequency properties. Also, the limiting frequency as in the BPT decreases with the rise of the drain-source voltage.

The amplifiers based on IGBTs are a kind of the above discussed. The amplifiers based on IGBTs are a kind of the above discussed. The use of low-voltage transistors which are more high-frequency does not solve the problem as to obtain the output voltage equal to the network it is necessary to apply an raising voltage transformer (VT) T1, see Fig. 1, *b*.

The broadband frequencies VT with a core of electrotechnical steel or permalloy are limited to frequencies of about 10 - 30 kHz and on amorphous - 200-300 kHz. At the same time, the VT contributes a loss which worsens the efficiency of the amplifier which for the mode of AB does not exceed 72% (is a significant disadvantage of this type of amplifier) limits the lower frequency of amplification of HVMA  $f_l$  and increases weight and size of device.

Amplifiers operating in D mode (Fig. 1, *c*) have several advantages over the previous ones. Due to the fact that the output transistors work in key

In [7] the high-voltage digital-to-analog converter (HVDAC) was proposed for accurate reproduction of sinusoidal voltage and use in metrology in particular in portable calibrators. Formation of the output voltage is done directly via high-voltage digital-to-analog conversion by feeding codes to its inputs. The converter has several advantages: high accuracy of reproduction of complex signals, absence of an amplifier, no low-frequency output transformer, small weight and dimensions. It reproduces network voltages and spectrum in 40 harmonics. The voltage discrete at the output of the HVDAC is formed by the reference voltage source and the key cell consisting of the switching circuit (driver) CS output transistors N-channel and P-channel MOSFETs (Fig. 1, e). Unfortunately, the bandwidth of the voltage in the P-channel is much more limited than the N-channel of the device due to semiconductor physics and is currently 500 V and 1200 V. This fact does not allow you to get the voltage specified in the beginning. The maximum frequency characteristics are determined by the switching frequency of the transistors. In accordance with the Nyquist sampling theorem [8] in order to be able to restore the output signal without distortion the sampling frequency  $F_s$  should be at least twice the highest frequency of the processed signal  $F_{max}$ :

$$F_s = 2 \cdot F_{max} \quad (1)$$

Proceeding from it, we have the maximum reproducible achievable frequency  $F_{max}$  limited by the switching frequency of MOSFETs twice less than he mentioned above, which is 50 – 100 kHz.

In [2] it is noted that high-voltage operational amplifiers (HVOA) can be used as HVMA. These include operational amplifiers (OA) that allow a full range of more than 50 V at unipolar supply ( $\pm 25$  V at bipolar). Having studied the proposals of HVOA from global manufacturers, it was possible to establish that such devices are offered only by Texas Instruments and Apex Microtechnology. Texas Instruments produces an HVOA with a maximum supply voltage of  $\pm 50$  V, which allows an output AC voltage of 32.27 Vrms. Apex Microtechnology manufactures a HVOA of industrial use [9] with a maximum power supply of  $\pm 1250$  V and is a leader in the industry. Using these components can significantly reduce the number of elements in the scheme and reduce the time spent on development and testing. However, an HVOP with a Power Bandwidth of 500 kHz has a supply voltage of  $\pm 225$  V, with an output voltage of  $\pm 215$  V or 152.48 Vrms.

A studied of computer models of known HVMA circuits [3-7, 9, 10], as a result of which the most promising circuit [10] was selected in terms of stability of phase-frequency characteristics, breadth of frequency and dynamic range for further research and practical use.

So, there is a need to get the output voltage higher than the voltage supply of a separate HVOA. It can be done by using successively additively included operational amplifiers series with additive connection (OASAC) with virtual supply (OASACVS) [10]. For this purpose, the middle point of the bipolar supply of each following OA is connected to the output of the previous one. As a result, the supply middle point of the following OA hasn't got any galvanic connection to the general grounding bus. There are several OASACVS schemes. The scheme with interconnected feedback was supposed to be universal for different types of calibrators. Its advantages: the input impedance does not depend on the number of OA and set by the input resistor. This allows you to set its value in the desired range and get a high input resistance value. At the expense of the serially connected feedback (FB) resistors, the diffused by them the power and consumed by the amplifier is not significant and is determined by the output load. The general amplification factor is equal to the sum of amplification factors of separate OA and the output voltage when operating on alternating current voltage is equal to the geometric sum of each OA. The disadvantage is that the output voltage module OASAC is less than the sum of the output voltage modules of each OA in the presence of phase shifts in them. Therefore, it is desirable to select the OP with the highest voltage supply, the maximum slew rate of the signal to reduce their amount.

In [10] investigated OASACVS in the ranges from 0 to 30 MHz to 30 V, 0 to 1 MHz to 100 V, 0 to 0.1 MHz to 1000 V. In order to create a HVMA run in ranges: up to 400 kHz, output voltage  $U_{out}$  0 - 500 Vrms , it is necessary to conduct research and selection of HVAC circuits in the given ranges.

To solve the problem, obtaining the output voltage  $U_{out}$  500 V RMS and frequency up to 400 kHz it is necessary to choose the optimal HVOP, their number  $N_{op}$  and research the computer model of implementation in the circuit simulator NI Multisim [11]. The indicated criteria suit to OP 98 or RA85 (different type of package). Its characteristics are given in Table 1.

**Table 1**

Model	Gain Bandwidth Product, MHz	Power Bandwidth, kHz	Slew Rate, V/ $\mu$ S	Supply Voltage, V	Output Voltage, $U_{op}$ V	Output Current, A
PA85 (PA98)	100	500	1000	$\pm 225$	$\pm 215$	0,2

Necessary number of HVOPs rounded up to a larger whole number:

$$N_{op} \approx \frac{U_{out}}{U_{op}} = \frac{500 \cdot \sqrt{2}}{215} \approx 4. \quad (2)$$

Accordingly, the investigated principle scheme with interconnected feedback bundles on four OA A1 - A4 is shown in Fig. 2, where: C1 – C3 are the capacitive component of isolated DC power V1 – V8, resistors: R1 is the input, R2 – R5 are the feedback (FB), R6 – R9 are the current limiters, R10 – R13 are the supporting, XFG1 is the generator, XSC1 is the oscilloscope, XBP1 is the meter of phase-frequency characteristic (PFC), XMM1 is the RMS voltmeter. Using the generator XFG1 the amplitude and frequency of the input signal were set. The output signal was observed by the oscilloscope XSC1. The measurement of the PFC was carried out by the XBP1 device and the RSM voltage was measured by the XMM1 voltmeter,  $C_f$  is the boosting capacity.

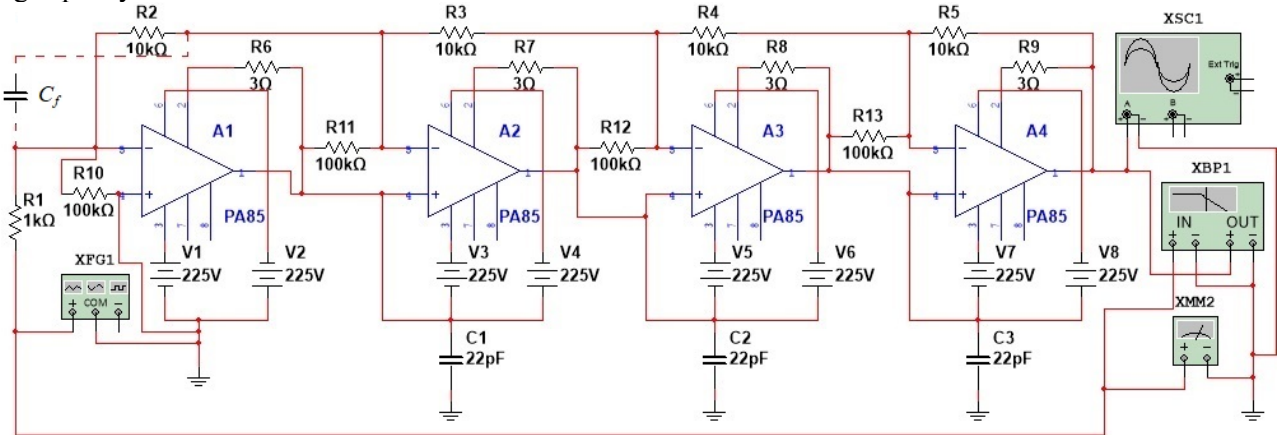


Fig. 2

The overall gain of the amplifier (Fig. 2) according to [10] will be:

$$k = \sum_{i=2}^{N_{op}+1} r_i / r_1, \quad (3)$$

where  $r_i$  is the resistance of resistors FB,  $r_1$  is the resistance of the input resistor.

Also known

$$k = U_{out} / U_{in}, \quad (4)$$

where  $U_{in}$  is the input voltage. When  $R1=R2=\dots R5=r=r_i$  the resistance values of resistors FB:

$$r = \frac{U_{out} \cdot r_1}{U_{in} \cdot N_{op}}. \quad (5)$$

For the input sinusoidal voltage of equal to 12.73 V RMS and the output is 500 V, the input resistance  $R1 = 1 \text{ k}\Omega$  applying (5) we have the following value of resistors FB 9.82 kΩ which was rounded to the standard value of 10 kΩ.

Table 2

№	$C_f$ , pF	$\varphi$ , deg.	
		41,7 kHz	400 kHz
1	No	179,746	177,559
2	10	179,897	179,009
3	15	179,953	179,730
4	18	179,983	179,837
5	20	179,953	Oscillations

The obtained data are given in Table 2.

As a result of the research the optimum value of the forcing capacitance is 18 pF was established. Further increase of capacitance leads to reduce the effect of compensation at frequencies of tens of kHz and causes excitation at frequencies of hundreds of kHz. Unfortunately, the final phase shift at 0,163° at 400 kHz is not acceptable for stationary calibrators and metrological equipment. In addition, with this value of the boosting capacity the circuit has insufficient stability when the calculated input voltage is applied with maximum frequency and can only work with a smooth increase in the input voltage. However, given its low

The work of the scheme was investigated at different frequencies and amplitudes of the input signal. The analysis of the scheme shows that the amplifier introduces a phase shift of 2.441 degrees at 400 kHz, which is extremely a lot for metrological purposes. As a result of the scheme's analysis it was found that the largest phase shift is caused by the first stage of the circuit. It was decided to try compensating the lagging phase shift by means of forcing capacitor  $C_f$  (isn't shown in Fig. 2) bypassing the input resistor R1.

power consumption, it is advisable to use it in portable calibrators, because they require a precision for the reproduction of the phase shift voltage much less than in the stationary. The use of a Cf capacity of 10 pF will result in a phase shift of less than 1° and will provide a stable work of the circuit.

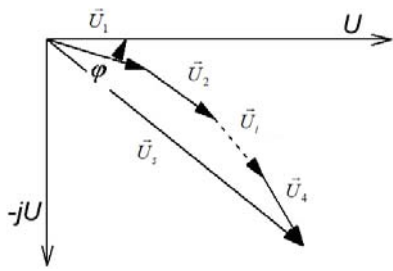


Fig. 3

Fig. 3 shows how the direction of the directional vector  $\vec{U}_s$  voltage of the successive HVMA changes with respect to the input voltage vector. The output voltage vector consists of the sum of voltage vectors  $\vec{U}_1, \vec{U}_2 - \vec{U}_i$  after each cascade. In the case of an increase in cascades of the amplifier to  $n$  in order to increase its output voltage the phase shift angle of the vector of the output voltage in relation to the input voltage vector can reach several tens of degrees. It's due to the summation of the phase shifts  $\varphi_i$  and each of the successively included cascades of the amplifier and is inadmissible for the creation of precision HVMA. On a complex plane, the vector of the output voltage will be:

$$U_s = \sum_{i=1}^n U_i e^{j\varphi_i}. \quad (6)$$

If all amplifiers are the same, namely  $U_i = U, \varphi = i\varphi$ , then

$$U_s = U e^{j\varphi} \sum_{i=0}^{n-1} e^{ji\varphi}. \quad (7)$$

As can be seen from (7), the total phase shift angle of the signal vector at the output of the amplifier (Fig. 2) in relation to the vector of input signal depends on the number of stages and can reach the value at which self-oscillation occurs. The authors decided to investigate the OASACVS scheme with independent feedback [10] for each of the virtually connected OA (Fig. 4), the vector of the output signal which is described by the formula

$$U_s = n U e^{j\varphi}, \quad (8)$$

where  $\varphi$  is the phase shift angle of each of the vectors of the output signals of the amplifier stages. Since the adjustment of the angle of each stage of the amplifier does not affect the phase shift angle of the other stages, it can be reduced to zero, so the self-excitation does not depend on the number of stages, as follows from formula (7).

The disadvantages of this scheme are that the input impedance of the high-voltage amplifier decreases, which is equal parallel connection all of R1.i that is it decreases  $n$  times. Currents through the input resistors of each OP will be the same if identical HVOP. This will increase the total power that should be diffused on the circuit board where the HVMA is located, which is not critical to stationary equipment. Where the resistors R1.i have the same value and the resistors R2.i, R3.i, R4.i, R5.i have the same value for unification and the creation of uniformly distributed mounting reactivity. Capacitors C1.i shunt resistors R1.i and create a phase forward shift which should compensate reduction of the amplitude-frequency characteristic of each the OA.

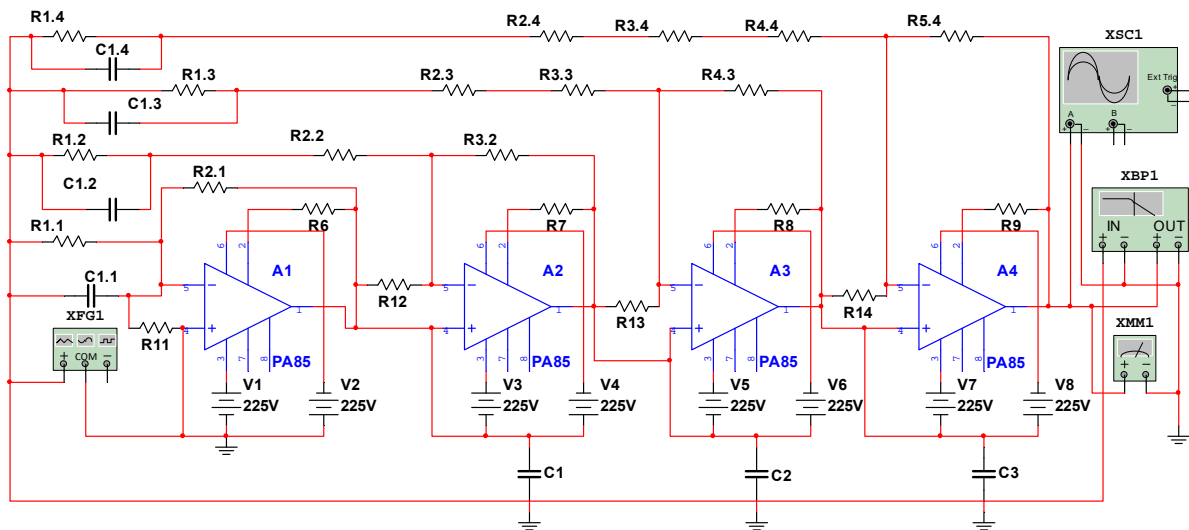
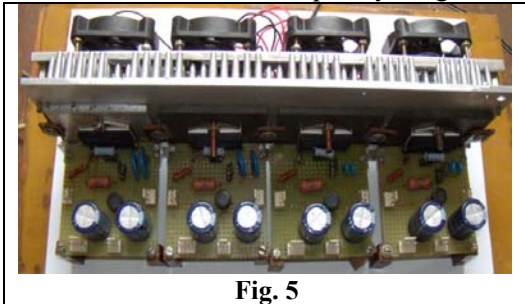


Fig. 4

**Table 3**

№	C1.i, pF	$\varphi$ , deg	
		41,75 kHz	400 kHz
1	No	179,637	176,500
2	10	179,787	177,956
3	20	179,937	179,397
4	22	179,998	179,973
5	25	signal distortion	

ciently, the optimal value of the forming capacities is 22 pF. Its further increase leads to a distortion of the signal throughout the frequency range. The final phase shift equal  $0.027^\circ$  at 400 kHz is acceptable for precision equipment. The scheme is not subject to oscillations at any permissible values of the input signal and the load resistance in the frequency range of 0 – 400 kHz. Given its increased power con-

**Fig. 5**

sumption, recommended to use it in a stationary calibrator and metrological installation, where the requirements for the accuracy of the reproduction phase shift voltage are much tougher than the portable ones.

Based on the research of the computer model of the amplifier with independent feedback, its physical model was created and studied. Tests of the physical model were performed in the same frequency and dynamic ranges.

The obtained characteristics of the physical model fully confirmed the results of computer model research. The photo of the experimental sample OASACVS created according to the scheme of the computer model of the HVMA (Fig. 4), is shown in Fig. 5. An attempt to increase the number of stages in computer and physical models causes distortion and oscillations of the output signal of the amplifier. Thus, the optimal number of amplifier stages with independent feedback was found.

### Conclusions.

1. For the first time, using computer simulation the number of amplification stages and values of capacitances of boosting capacitors are optimized, which do not lead to self-oscillation of the circuit and distortion of the sinusoidal signal in the whole range of frequencies and loads of the amplifier.

2. For the first time, the adequacy of the computer model of the amplifier was confirmed by experimental studies of its physical model, which allows to avoid further material costs and time spent on the creation and study of physical models of such devices.

3. According to the results of theoretical and experimental studies conducted in the work, for the first time in world practice created a broadband, high voltage measuring amplifier used in voltage calibrators, with operating frequency ranges 0 - 400 kHz, output voltages 0 - 500 V and phase shift angle  $1^\circ$  and  $0.027^\circ$ , respectively.

*Роботу виконано за Цільовою бюджетною програмою наукових досліджень ВФТПЕ НАН України «Фундаментальні дослідження перетворення та використання енергії». Шифр теми: «Аналізатор», КПКВК 6541030.*

1. Zharkin A.F., Novskiy V.O., Malakhatka D.O. Complex improvement of power quality and ensure electrical safety in local power supply systems when using hybrid filter compensating converters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 1. Pp. 69–77. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.01.069> (Ukr)

2. Moroz R.N., Tesik Yu.F Comparative analysis of performance measuring power amplifiers applied in generators-calibrators and metrological equipment. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2014. Vol. 37. Pp. 114 – 124. (Rus)

3. Laug O.B. A precision power amplifier for power/energy calibration applications. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 1987. IM-36(4), pp. 994–1000. DOI: <https://doi.org/10.1109/tim.1987.6312597>

4. Zajec P., Nastran J. Power calibrator using switched mode voltage source. *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*. 2000. Vol. 49. No 4. Pp. 790-794.

5. Lavric H., Voncina D. A precision hybrid amplifier for voltage calibration systems. *MIDEM 34*. 2004. No 1. Pp. 37 – 42

6. Ihlenfeld W.G. A Simple, Reliable, and Highly Stable AC Voltage Amplifier for Calibration Purposes. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2005. No 54(5). Pp. 1964–1967.

DOI: <https://doi.org/10.1109/tim.2005.853229>

7. Taranov S.G., Karasinskii O.L., Tesik Yu.F., Moroz R.N. Development of principles of construction of switching reference voltages of high-voltage DAC. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 4. Pp. 64–66. (Rus.)
8. Nyquist H. Certain topics in telegraph transmission theory. *Trans. AIEE*. 1928. Vol. 47. Pp. 617–644.
9. Apex Microtechnology. Product summary guide.  
URL: <https://www.apexanalog.com/resources/productbulletins/Product-Summary-Guide.pdf> (Accessed at 17.01.2019)
10. Tuz Yu.M., Afanasyev M.A. Wideband high voltage measuring amplifiers. Scientific monograph. Kyiv: Korniy-chuk, 2012. 92 p. (Ukr)
11. Herniter M.E. Modern system of computer simulation and analysis of electronic devices. Moskva: DMK Pres. 2006. 488 p. (Rus)

УДК 621.317

#### ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПРЕЦЕЗИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Ю.Ф. Тесик<sup>1</sup>, докт.техн.наук, Р.Н. Мороз<sup>1</sup> канд.тех.наук, Ю. М. Туз<sup>2</sup>, докт.тех.наук, О.В. Козир<sup>2</sup>, канд.тех.наук

<sup>1</sup>Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.

E-mail: [luckyposhta@gmail.com](mailto:luckyposhta@gmail.com)

<sup>2</sup>НТУ Украины "КПИ им. Игоря Сикорского"  
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.

E-mail: [tuz@aer.ntu-kpi.kiev.ua](mailto:tuz@aer.ntu-kpi.kiev.ua)

*Проведен обзор принципов построения существующих высоковольтных измерительных усилителей, дана оцінка їх предельной частоты работы в высокочастотной области. Предложено использовать схему последовательно аддитивно включенных операционных усилителей с виртуальным питанием для достижения предельной частоты в 400 кГц и напряжения 500 В. Исследовано несколько моделей схемы в схемном симуляторе, установлено, что для компенсации фазового сдвига выходного сигнала необходимо применять форсирующие емкости и схему с независимыми обратными связями. Библ. 11, рис. 5, табл. 3.*

**Ключевые слова:** воспроизведение, метрологическое обеспечение, электроэнергия, измерительные усилители, калибратор, компьютерная модель.

#### ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПРЕЦІЗІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Ю.Ф. Тесик<sup>1</sup>, докт.техн.наук, Р.Н. Мороз<sup>1</sup>, канд.техн.наук, Ю. М. Туз<sup>2</sup>, докт.тех.наук, О.В. Козир<sup>2</sup>, канд.тех.наук

<sup>1</sup>Институт электродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,

E-mail: [luckyposhta@gmail.com](mailto:luckyposhta@gmail.com)

НТУ України "КПІ ім. Ігоря Сікорського"  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,

E-mail: [tuz@aer.ntu-kpi.kiev.ua](mailto:tuz@aer.ntu-kpi.kiev.ua)

*Проведено огляд принципів побудови існуючих високовольтних вимірювальних підсилювачів, досліджено їхній частотний діапазон. Запропоновано використовувати схему послідовно адитивно включених операційних підсилювачів з віртуальним живленням задля досягнення граничної частоти в 400 кГц та напруги 500 В. Досліджено декілька моделей схеми в схемному симуляторі, встановлено, що задля компенсації фазового зсуву вихідного сигналу необхідно застосовувати форсуючі ємності та схему з незалежними зворотними зв'язками. Бібл. 11, рис. 5, табл. 3.*

**Ключові слова:** відтворення, метрологічне забезпечення, електроенергія, вимірювальні підсилювачі, калібратор, комп'ютерне моделювання.

1. Жаркін А.Ф., Новський В.О., Малахатка Д.О. Комплексне покращення якості електроенергії та забезпечення електробезпеки в локальних системах електропостачання при застосуванні гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 1. С. 69–77. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.01.069>
2. Мороз Р.Н., Тесик Ю.Ф. Сравнительный анализ характеристик измерительных усилителей мощности, применяемых в метрологическом оборудовании. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2014. Випуск 37. С. 114 – 124.
3. Laug O.V. A precision power amplifier for power/energy calibration applications. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 1987. IM-36(4). Pp. 994–1000. DOI: <https://doi.org/10.1109/tim.1987.6312597>
4. Zajec P., Nastran J. Power calibrator using switched mode voltage source. *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*. 2000. Vol. 49. No. 4. Pp. 790 – 794.
5. Lavric H., Voncina D. A precision hybrid amplifier for voltage calibration systems. *MIDEM* 34. 2004. No 1. Pp. 37 – 42.
6. Ihlenfeld W.G. A Simple, Reliable, and Highly Stable AC Voltage Amplifier for Calibration Purposes. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2005. No 54(5). Pp. 1964–1967. DOI: <https://doi.org/10.1109/tim.2005.853229>
7. Таранов С.Г., Тесик Ю.Ф., Карасинский О.Л., Мороз Р.Н. Развитие принципов построения высоковольтных цифро-аналоговых преобразователей. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 4. С. 64–66.
8. Nyquist H. Certain topics in telegraph transmission theory. *Trans. AIEE*. 1928. Vol. 47. Pp. 617–644.
9. Apex Microtechnology. Product summary guide.  
URL: <https://www.apexanalog.com/resources/productbulletins/Product-Summary-Guide.pdf> (дата звернення 17.01.2019)
10. Туз Ю.М., Афанасьев М.А. Широкополосні високовольтні вимірювальні підсилювачі. К.: Корнійчук, 2012. – 92 с.
11. Хернитер М.Е. Multisim 7. Современная система компьютерного моделирования и анализа электронных устройств. М.: ДМК Пресс. 2006. 488 с.

Надійшла 03.06.2019  
Остаточний варіант 27.08.2020

## ДО 75-РІЧЧЯ ЧЛЕНА-КОРЕСПОНДЕНТА НАН УКРАЇНИ РОЗОВА ВОЛОДИМИРА ЮРІЙОВИЧА



26 листопада 2020 року виповнюється 75 років з дня народження та 50 років наукової діяльності відомому вченому у галузі електротехніки та електроенергетики, директору Державної установи «Інститут технічних проблем магнетизму НАН України», завідувачу відділу фізики і техніки магнітних явищ, доктору технічних наук, професору, члену-кореспонденту НАН України Розову Володимирі Юрійовичу.

Після закінчення у 1968 р. електроенергетичного факультету Харківського політехнічного інституту працював у НДІ Харківського електромеханічного заводу. З 1976 р. подальша трудова діяльність і життєва доля В.Ю. Розова нерозривно пов'язані з Харківським відділенням ВНДІЕлектромеханіки – головної наукової установи в колишньому СРСР зі створення «маломігнітного» корабельного електрообладнання, де він пройшов шлях від старшого наукового співробітника (1976 р.) до директора (з 1988 р.). У 1992 р. установу під керівництвом В.Ю. Розова було включено до Академії наук України і реорганізовано у Відділення магнетизму Інституту електродинаміки, а у 2013 р., завдяки розвитку кадрового потенціалу, експериментальної бази і наукової тематики та забезпеченню світового рівня наукових досліджень з вирішення фундаментальних проблем магнетизму технічних об'єктів, перетворено в Інститут технічних проблем магнетизму НАН України.

Наукову діяльність Розов В.Ю. розпочав у 1971 році з досліджень методів управління тиристорними перетворювачами. Результати цих досліджень впроваджено під час створення систем управління джерелами живлення термоядерної установки «ТОКАМАК-10», Вони склали наукову основу розробки напівпровідникових перетворювачів систем розмагнічування кораблів ВМФ та його кандидатської дисертації.

З 1988 року наукова діяльність В.Ю. Розова пов'язана з вирішенням проблем управління магнітним полем. Під його науковим керівництвом створено наукові основи управління магнітним полем кораблів, транспортних засобів, космічних апаратів. Результати цих робіт дали змогу вперше створити вітчизняний комплекс магнітного захисту кораблів протимінної оборони (ПАТ «ЦКБ «Шхуна», м. Київ), розробити та впровадити у серійне виробництво серію унікальних перетворювачів для живлення систем розмагнічування кораблів (ВАТ «Завод «Перетворювач», м. Запоріжжя), розробити основні елементи магнітних систем управління вітчизняних космічних апаратів (ДП «КБ «Південне», м. Дніпропетровськ). Зазначені роботи склали основу докторської дисертації.



З 2002 р. наукову діяльність Розова В.Ю. було спрямовано на безпосереднє вирішення технічних проблем магнетизму. Ним узагальнено теорію магнетизму різних класів технічних об'єктів (кораблів, бронетехніки, трубопроводів, космічних апаратів, електроенергетичного обладнання та електромереж) та започатковано новий науковий напрям – «магнетизм технічних об'єктів», створено однойменну наукову школу, де підготовлено 2 доктори та 7 кандидатів технічних наук. Отримано принципово нові результати світового рівня, які опубліковано у 170 наукових працях та впроваджено в оборонну і космічну галузі, паливно-енергетичний комплекс та медичну екологію. Вони склали наукову основу технологій виробництва корабельного електрообладнання в «маломагнітному» виконанні та промислових технологій з забезпечення магнітних характеристик вітчизняних космічних апаратів Мікрон, СІЧ-2, EgyptSat-1, розробок методів та засобів зменшення зовнішнього магнітного поля електроенергетичних об'єктів з метою захисту населення від його негативної дії.

Під керівництвом В.Ю. Розова забезпечено суттєвий розвиток кадрового потенціалу та дослідної бази установи, що склало основу задля її перетворення у 2013 році в академічний інститут. Експериментальна база інституту – його унікальний магнітодинамічний комплекс – став науковим об'єктом національного надбання і зараз забезпечує світовий рівень фундаментальних досліджень магнетизму технічних об'єктів та є складовою частиною промислової технології забезпечення магнітних характеристик вітчизняних космічних апаратів.

Сьогодні під науковим керівництвом і за безпосередньої участі Володимира Юрійовича тривають дослідження, спрямовані на подальший розвиток наукових основ магнетизму технічних об'єктів, вирішення проблем магнітного керування орбітальними космічними апаратами, проблем зменшення електромагнітного впливу об'єктів електроенергетики на людину та довкілля.

*Колектив Інституту електродинаміки НАН України та редакція журналу «Технічна електродинаміка» сердечно вітають Володимира Юрійовича з ювілеєм та бажають міцного здоров'я, благополуччя, довгих років плідної наукової праці, нових творчих успіхів.*

## ПАМ'ЯТІ ІГОРЯ ВОЛОДИМИРОВИЧА ПЕНТЕГОВА



З глибоким сумом сповіщаємо наших читачів, що 29 вересня 2020 р. на 89-му році пішов з життя Ігор Володимирович Пентегов, відомий вчений, професор, доктор технічних наук, визнаний фахівець в галузі теоретичної електротехніки, електричних машин та електрозварювання.

І.В. Пентегов народився в місті Надєждінськ (тепер Серов) на Уралі 29 лютого 1932 р. У 1950 р. він вступив на електромеханічний факультет Московського енергетичного інституту, який закінчив з відзнакою у 1956 р. і був направлений на найбільше в країні ракетобудівне підприємство «Південний машинобудівний завод». Саме на «Південмаші» він розпочав наукову і винахідницьку діяльність і отримав свій перший патент з конденсаторного зварювання. З 1960 по 1963 рік І.В. Пентегов навчався в аспірантурі Інституту електротехніки (нині Інститут електродинаміки НАН України), де у 1963 році захистив кандидатську дисертацію «Дослідження електромагнітних процесів в конденсаторних зварювальних машинах». Подальша його трудова діяльність відбувалася в Інституті електрозварювання ім. Є.О. Патона під керівництвом академіка В.К. Лебедева, де він після захисту у 1974 році докторської дисертації «Основи теорії зарядних кіл ємнісних накопичувачів енергії» очолив відділ електромагнітних процесів в джерелах живлення електро-зварювальної апаратури. У 1983 році І.В. Пентегов отримав звання професора, а у 1985 році був удостоєний Премії Ради Міністрів СРСР за розробку теорії електромагнітних екранів для захисту операторів при радіочастотному зварюванні труб.

Професор І.В.Пентегов домігся видатних успіхів у розробці джерел живлення акумульованою енергією, апаратури для дугового і контактного зварювання, у тому числі для зварювання алюмінію і його сплавів, що не мають світових аналогів. Запропонована ним модель динамічної дуги узагальнює всі відомі моделі й відображає світовий рівень у цій області. Він розробив оригінальний алгоритм пошуку критеріїв подібності фізичних процесів в електротермічних установках, розвинув теорію скін-ефекту в феромагнітних тілах та теорію електромагнітних екранів.

Глибокий аналіз процесів у високочастотних високовольтних електричних колах (т.зв. «теслівських процесів») дозволив І.В.Пентегову вперше науково обґрунтувати феномен передачі енергії по одному проводу, який не піддавався поясненню протягом 100 років. Він вперше також описав явище детермінованого хаосу в колах з електричною дугою.

І.В.Пентегов плідно співпрацював з науковцями Інституту електродинаміки над вирішенням проблем підвищення якості енергії в мережах електропостачання, розробкою методів розрахунку реакторів, силових та зварювальних трансформаторів, вторинних джерел електроживлення. Низка статей по цій тематиці опублікована в журналі «Технічна електродинаміка». Він протягом багатьох років був членом спеціалізованої вченої ради ІЕД НАН України по захисту докторських дисертацій і запам'ятався як принциповий і водночас доброзичливий експерт під час оцінки робіт, що захищались.

Професор І.В.Пентегов завжди відрізнявся неординарним мисленням, був невичерпним генератором наукових ідей, багато з яких було підхоплено і реалізовано його учнями. Під його керівництвом підготовлено 18 кандидатів і 2 докторів технічних наук.

За своє наукове життя І.В. Пентегов опублікував понад 420 наукових робіт, з яких 3 монографії, понад 260 наукових статей і 160 авторських свідоцтв та патентів.

*Світлу пам'ять щодо чудової людини, вченого і вчителя назавжди збережуть ті, кому довелося бути знайомим та пощастило працювати з Ігорем Володимировичем Пентеговим.*

**Теоретична електротехніка та електрофізика**

БАТИГІН Ю.В., ШИНДЕРУК С.О., ЧАПЛИГІН Є.О., ЄРЬОМІНА О.Ф. Електромагнітні процеси в плоскій круговій системі з індуктором між тонкими котушками біфіляра .....	4
БЕРЕКА В.О., БОЖКО І.В., БРЖЕЗИЦЬКИЙ В.О., ГАРАН Я.О., ТРОЦЕНКО Є.А. Моделювання електричного поля в електродній системі для створення імпульсного бар'єрного розряду в атмосферному повітрі за присутності води в краплинно-плівковому стані .....	2
ВАСЕЦЬКИЙ Ю.М. Спрощена математична модель тривимірного електромагнітного поля довільної системи струмів поблизу електропровідного тіла .....	3
ВАСЕЦЬКИЙ Ю.М., КОНДРАТЕНКО І.П. Електромагнітне поле індукторів для локального електроімпульсного впливу на металеві вироби .....	4
КОЛУШКО Д.Г., ІСТОМІН О.Є., РУДЕНКО С.С. Математична модель для визначення зони захисту у разі довільної конфігурації розташування стрижневих блискавководвідів.....	1
КУЧЕРЯВА І.М. Екранування магнітного поля підземної кабельної лінії за допомогою Н-подібного екрана .....	6
МИХАЙЛОВ В.М. Розрахунок профілів соленоїдів для отримання сильних імпульсних магнітних полів із заданим розподілом на осі.....	4
ПЕРЕСАДА С.М., ЗАЙЧЕНКО Ю.М., ПИЖОВ В.М. Селективність оцінювання вищих гармонік струму трифазної мережі.....	5
СЕГЕДА М.С., ЧЕРЕМНИХ Є.В., ГОГОЛЮК П.Ф., МАЗУР Т.А., БЛИЗНАК Ю.В. Математична модель хвильових процесів у двообмоткових трансформаторах .....	6
СМИРНІЙ М.Ф., ПОЛИВ'ЯНЧУК А.П. Магнітометричні перетворювачі інформаційних пристроїв керування рухомими об'єктами .....	2
ЩЕРБА А.А., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., КУЧЕРЯВА І.М. Дослідження магнітного поля силових кабелів, прокладених у поліетиленових трубах з магнітними властивостями .....	3
BOLYUKH V.F. Effect of electric conducting element on indicators of linear pulse electromechanical converter induction type.....	3
GRINCHENKO V.S., TKACHENKO O.O. Mitigation of overhead line magnetic field by grid shield with electrically separated sections .....	5
KUZNETSOV B.I., NIKITINA T.B., BOVDUI I.V. Active shielding of magnetic field of overhead power line with phase conductors of triangle arrangement.....	4
KUZNETSOV B.I., NIKITINA T.B., BOVDUI I.V. Multiobjective synthesis of two degree of freedom nonlinear robust control by discrete continuous plant .....	5
SUPRUNOVSKA N.I., SHCHERBA M.A., MYKHAILENKO V.V., PERETYATKO Yu.V. Transients at changing the configuration of the discharge circuit of the capacitor of semiconductor electrical discharge installations with an electro-spark load .....	2
SUPRUNOVSKA N.I., SHCHERBA M.A., PERETYATKO Yu.V., ROZISKULOV S.S. Decrease of transients duration and improvement of dynamic characteristics of electrical discharge installations by changing the structure of their discharge circuit .....	4
ZAGIRNYAK M.V. Determination of the ponderomotive magnetic force when calculating the field by the conformal transformation method .....	3

**Перетворення параметрів електричної енергії**

АРТЕМЕНКО М.Ю., КУТАФІН Ю.В., МИХАЛЬСЬКИЙ В.М., ПОЛЩУК С.Й., ЧОПИК В.В., ШАПОВАЛ І.А. Енергоефективні стратегії силової активної фільтрації, що базуються на оптимальних декомпозиціях струмів навантаження та відповідних потужностей втрат.....	3
ВОЛКОВ І.В., ПОДОЛЬНИЙ С.В. Импульсный резонансный преобразователь постоянного напряжения с дозированным отбором и передачей энергии.....	1
ГУРІН В.К., ПАВЛОВСЬКИЙ В.О., ЮРЧЕНКО О.М. Особливості вимірювання та ефективного притлумлення напруги кондуктивних електромагнітних завод від тразисторних перетворювачів напруги .....	6

ГУЦАЛЮК В.Я., ЮРЧЕНКО О.М., ЗУБКОВ І.С. Система автоматичного підстроювання частоти інверторів установок індукційного нагрівання з модуляцією щільності імпульсів .....	5
ЖАРКІН А.Ф., НОВСЬКИЙ В.О., ЗАПАДИНЧУК О.П., МАРТИНОВ В.В. Особливості побудови двонапрямлених зарядних перетворювачів для реалізації концепції двостороннього енергетичного обміну « <i>vehicle –to –grid</i> » у разі підключення електромобільного транспорту до електричної мережі загального призначення .....	5
ЛИПКІВСЬКИЙ К.О., МОЖАРОВСЬКИЙ А.Г. Організація вольтодавачого каналу в структурі відновлюваного джерела енергії постійного струму .....	5
ЛИПКІВСЬКИЙ К.О., МОЖАРОВСЬКИЙ А.Г. Особливості секціонування обвитки трансформуючого елемента трансформаторно-ключової виконавчої структури у вольтодавачому каналі системи живлення постійного струму .....	6
МИСАК Т.В., МИХАЛЬСЬКИЙ В.М. Формування компенсаційного струму трифазного паралельного активного фільтра за допомогою різнотемпових ковзних режимів .....	4
СПІРІН В.М., ГУБАРЕВИЧ В.М., МАРУНЯ Ю.В., САЛКО С.В. Якісні характеристики однофазного мостового випрямляча з активним навантаженням та ємнісним фільтром у разі живлення від джерела струму .....	2
СПІРІН В.М., ГУБАРЕВИЧ В.М., ПОДЕЙКО П.П., МАРУНЯ Ю.В. Оптимізація елементів активного коректора форми струму у складі гібридного фільтра алгоритмом переключення транзисторів інвертора.....	6
ТУГАЙ Д.В., ЖЕМЕРОВ Г.Г., КОЛОНТАЄВСЬКИЙ Ю.П., КОРНЕЛЮК С.І. Еквівалентність «векторного» й «пропорційного» способів керування силовим активним фільтром .....	3
OLESCHUK V., ERMURATSKII V. Two-inverter-based photovoltaic installation adjusted by the modified scheme of space-vector modulation .....	5

### **Електромеханічне перетворення енергії**

БАШИНСКИЙ В.Г., ШАПОВАЛОВ О.Л., ДЕНИСОВ А.И., БУРСАЛА Е.А., БУРСАЛА А.Л. Влияние пульсаций бесколлекторного двигателя постоянного тока на процесс управления запуском газотурбинного двигателя вертолета.....	2
ВОЛКОВ І.В., ПОДОЛЬНИЙ С.В., МАРУНЯ Ю.В. Порівняльний аналіз пасивних, активних та гібридних фільтрів гармонік струму для частотно-регульованого електроприводу .....	3
ЗАДОРОЖНЯ І.М., ЗАДОРОЖНІЙ М.О. Аналіз показників якості процесів перетворення енергії в процесі демпфірування електроприводом коливань пружної механічної передачі .....	1
МАЗУРЕНКО Л.І., ВАСИЛІВ К.М., ДЖУРА О.В., КОЦЮРУБА А.В. Імітаційна модель та алгоритм керування автономною гідровітровою системою електроживлення.....	1
МАЛЯР А.В., АНДРЕЙШИН А.С. Розроблення математичної моделі задля розрахунку допустимих параметрів робочих режимів частотно-керуваного електроприводу штангової нафтовидобувної установки .....	2
ПЕРЕСАДА С.М., НІКОНЕНКО Є.О., ЖЕЛІНСЬКИЙ М.М., РЕШЕТНИК В.С. Формування динамічних режимів повністю керуваного гібридного джерела живлення електричних транспортних засобів .....	4
ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., БОНДАР Р.П. Моделювання пов'язаних електромеханічних та теплових процесів в лінійному магнітоелектричному двигуні на основі теорії мультифізичних кіл.....	2
СТЯЖКІН В.П., ЗАЙЧЕНКО О.А., ГАВРИЛЮК С.І., ТЕРЯЄВ В.І. Комбіноване керування безредукторним дугостаторним електроприводом антени суднової радіолокаційної станції.....	6
ТОЛОЧКО О.І., КАЛУГІН Д.В. Оптимізація процесів намагнічування та розмагнічування векторно-керуваного асинхронного двигуна .....	4
ТОЛОЧКО О.І., СТЯЖКІН В.П., РИЖКОВ О.М. Керування вантажопідйомним пристроєм крана-маніпулятора під час опускання вантажу у ванну з агресивною рідиною.....	3
ЧОРНИЙ О.П., ЗАЧЕПА Ю.В., МАЗУРЕНКО Л.І., БУРЯКОВСЬКИЙ С.Г., ЧЕНЧЕВОЙ В.В., ЗАЧЕПА Н.В. Локальні автономні джерела енергопостачання для умов надзвичайних ситуацій.....	5
VIBIK O.V., GOLOVAN I.V., POPOVYCH O.M., SHURUB Y.V. Efficient operating conditions of induction motors for piston compressors with frequency regulation .....	1
GREBENIKOV V.V., GAMALEYA R.V., SOKOLOVSKY A.N. Electric machine with axial magnetic flux, permanent magnets and multilayered printing windings.....	2
HONGBO QIU, YONG ZHANG, CUNXIANG YANG, RAN Yi. Rotor structure with double cage for improved synchronous capability of line-start permanent magnet synchronous motors .....	1
КНРЕВТОВА О. Forming the induction motor torque when startin .....	5

VERBYTSKYI I.V., ZHUKOV V.J. Asynchronous motor drive interharmonics calculation based on generalized fourier series of several variables.....	2
--	---

### Електроенергетичні системи та установки

БЛІНОВ І.В., МІРОШНИК В.О., ШИМАНЮК П.В. Оцінка вартості похибки прогнозу «на добу наперед» технологічних втрат в електричних мережах України.....	5
БУТКЕВИЧ О.Ф., ЮНЄЄВА Н.Т., ГУРЄЄВА Т.М., СТЕЦЬОК П.І. Задача розташування накопичувачів електроенергії в ОЕС України з урахуванням його впливу на потоки потужності контрольованими перетинами .....	4
ГОВОРОВ П.П., НОВСЬКИЙ В.О., ГОВОРОВ В.П., КІНДІНОВА А.К. Керування режимами розподільних електромереж міст в умовах слабкої кореляції графіків активної та реактивної потужності .....	4
ЖАРКІН А.Ф., ПАЛАЧОВ С.О., ПАЗЄЄВ А.Г., МАЛАХАТКА Д.О. Визначення оптимальних параметрів засобів зниження несиметрії напруг в низьковольтних електричних мережах .....	6
ЗЕМСЬКИЙ Д.Р., СИЧЕНКО В.Г., БОСІЙ Д.О. Моделювання сумісної роботи систем зовнішнього та тягового електропостачання залізниць змінного струму для оцінки якості електроенергії у несиметричних режимах .....	2
ІВАНОВ Г.А., БЛІНОВ І.В., ПАРУС Є.В., МІРОШНИК В.О. Складові моделі для аналізу впливу відновлюваних джерел енергії на ринкову вартість електроенергії в Україні .....	4
КАРП І.М. Водень в електро- та транспортній енергетиці .....	1
КИРИЛЕНКО О.В., БАСОК Б.І., БАЗЄЄВ Є.Т., БЛІНОВ І.В. Енергетика України та реалії глобального потепління .....	3
КЛЕН К.С., ЖУЙКОВ В.Я. Вплив стохастичного характеру енергії в системах розосередженої генерації на їхню стійкість .....	3
СИВОКОБИЛЕНКО В.Ф., ЛИСЕНКО В.А. Удосконалення захисту від замикань на землю в розподільних мережах .....	5
СТОГНІЙ Б.С., ГРЕБЧЕНКО М.В., МАКСИМЧУК В.Ф., ПИЛИПЕНКО Ю.В. Вдосконалення методу визначення місця однофазного замикання на лініях сигналізації, централізації та автоблокування залізниць .....	1
ЧЕРНЕНКО П.О., МІРОШНИК В.О., ШИМАНЮК П.В. Однофакторне короткострокове прогнозування вузлових електричних навантажень енергосистеми .....	2
ЧИЖЕНКО О.І., ПОПОВИЧ О.М., ТРАЧ І.В., РИБІНА О.Б. Використання поняття коефіцієнту потужності задля оцінки ефективності пристроїв коригування перехідних режимів мережі .....	4
ЯМНЕНКО Ю.С., ТЕРЕЩЕНКО Т.О., ФЕДІН І.С., КЛЕПАЧ Л.Є. Вплив якості електроенергії на економічні характеристики ізольованих MicroGrid .....	4
ЯНДУЛЬСЬКИЙ О.С., НЕСТЕРКО А.Б., ТРУНІНА Г.О. Визначення величини резерву активної потужності ТЕС та ГЕС для регулювання частоти та перетоків в ОЕС України .....	1
HERLENDER J., IZYKOWSKI J., BRUSILOWICZ B. Investigation of impedance-differential protection's algorithm as a fault locator for double-circuit transmission line .....	6
НОЕВЕНААРС А.Н., ЛАВРЕНІУК А.В., ПЕНТЕГОВ І.В., РИМАР С.В., СИДОРЕЦЬ В.М. Зниження додаткових втрат в обмотках силових реакторів .....	4
LUKIANENKO L., STELIUK A. New approach to simulation of extra-power solar plant with power evacuation by networks of the Chernobyl NPP .....	5
REGULSKI P., BEJMERT D. The impact of sampling frequency on the accuracy of travelling wave-based fault protection methods .....	5
SHAVELKIN A., SHVEDCHUKOVA I. Management of generation and redistribution electric power in grid-tied photovoltaic system of local object .....	4
SHIWEI SU, YIRAN YOU, YU ZOU Comprehensive evaluation system and method of medium and low voltage distribution network operation .....	6
SHPOLIANSKYI O. Adjustment of the MATLAB surge arrester model parameters .....	5

### Електротехнологічні комплекси та системи

ВІННИЧЕНКО Д.В., ВІННИЧЕНКО І.Л. Визначення інформаційних координат системи керування високовольтних установок електророзрядної обробки вуглецевісних газів .....	5
ГОРИСЛАВЕЦЬ Ю.М., ГЛУХЕНЬКИЙ О.І., БОНДАР О.І. Циркуляція металевого розплаву в індукційній каналній печі при фазовому керуванні напругами живлення .....	3

ІВАНКОВ В.Ф., БАСОВА А.В., ХІМЮК І.В. Аналітичний та CFD-розрахунок теплового стану фольгових обмоток масляних розподільних трансформаторів .....	6
ЛОБАНОВ Л.М., КОНДРАТЕНКО І.П., МИХАЛЬСЬКИЙ В.М., ПАЩИН М.О., КАРЛОВ О.М., ЧОПІК В.В., МІХОДУЙ О.Л. Електротехнічний комплекс для електродинамічної обробки зварних з'єднань .....	6
РАЩЕПКІН А.П., КОНДРАТЕНКО І.П., КАРЛОВ О.М., КРИЩУК Р.С. Магнітні сили і струми індуктора для магнітно-імпульсної обробки зварних з'єднань немагнітних тонколистових металів .....	5
ШИДЛОВСЬКА Н.А., ЗАХАРЧЕНКО С.М. Розвиток напівпровідникових розрядно-імпульсних систем обробки гранульованих струмопровідних середовищ .....	3
ВОЈКО N.I., МАКОГОН A.V. High voltage plant with 3 MW pulse power for disinfection flow of water By nanosecond discharges in gas bubbles .....	5
BURIAN S.O., KISELYCHNYK O.I., PUSHKAR M.V., RESHETNIK V.S., ZEMLIANUKHINA H.Y. Energy-efficient control of pump units based on neural-network parameters observer .....	1
KRYSHCHUK R.S. Influence of winding ends on the parameters of pulse inductor with U-shaped core .....	6
RASHCHERKIN A.P., KONDRATENKO I.P., KARLOV O.M., KRYSHCHUK R.S., ZHILTSOV A.V., VASYUK V.V. Electromagnetic stirring of metals in spatially orthogonal magnetic fields .....	2

### **Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці**

БРАГИНЕЦЬ І.О., МАСЮРЕНКО Ю.О. Фазовий світлодалекомір з адаптивною системою оптичного калібрування .....	3
МИХАЛЬ А.А., МЕЛЕЩУК Д.В. Анализ импедансной модели двухэлектродной контактной кондуктометрической ячейки .....	1
СОНГ ВЕНГУАНГ, АНДРУЩАК В.С., КАЙДАН М.В., БЕШЛЕЙ М.І., КОЧАН О.В., СУ ЦЗЮНЬ Методика розрахунку енергоспоживання в інформаційно-комунікаційних системах .....	4
MELESHCHUK D.V. Error of measuring electrolytic conductivity by a cell (Jones type) due to radial displacement of its parts after assembling .....	5
TESYK Yu.F., MOROZ R.M., TUZ Yu.M., KOZYR O.V. Investigation of characteristics of precision amplifiers .....	6

### **Наші ювіляри**

ДО 70-РІЧЧЯ академіка Національної академії наук України О.В.Кириленка .....	3
ДО 85-РІЧЧЯ члена-кореспондента Національної академії наук України В.Г.Кузнецова .....	3
ДО 70-РІЧЧЯ члена-кореспондента Національної академії наук України Щерби А.А. ....	4
ДО 85-РІЧЧЯ доктора технічних наук Барського В.О. ....	4
ДО 75-РІЧЧЯ члена-кореспондента Національної академії наук України В.Ю.Розова .....	6
ПАМ'ЯТИ Паука Юрія Івановича .....	1
ПАМ'ЯТИ Пентегова Ігоря Володимировича.....	6