



ISSN 1727-9895

# **Праці**

## **Інституту електродинаміки Національної академії наук України**

**Збірник наукових праць**

**Випуск  
55**

**Київ  
2020**

Відділення фізико-технічних проблем енергетики  
Національної академії наук України  
Інститут електродинаміки

## **ПРАЦІ**

# **Інституту електродинаміки Національної академії наук України**

Збірник наукових праць

Виходить тричі на рік

Засновано у 1999 році

**Випуск  
55**

Київ  
2020

**ПРАЦІ ІНСТИТУТУ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ НАН УКРАЇНИ**

**Редакційна колегія\*:**

<b>Антонов О.С.</b>	<b>головний редактор, докт. техн. наук</b>
Кириленко О.В.	академік НАН України
Стогній Б.С.	академік НАН України
Шидловський А.К.	академік НАН України
Волков І.В.	член-кор. НАН України
Жаркін А.Ф.	член-кор. НАН України
Кондратенко І.П.	член-кор. НАН України
Кузнецов В.Г.	член-кор. НАН України
Михальський В.М.	член-кор. НАН України
Шидловська Н.А.	член-кор. НАН України
Щерба А.А.	член-кор. НАН України
Буткевич О.Ф.	докт. техн. наук
Васецький Ю.М.	докт. техн. наук
Кенсицький О.Г.	докт. техн. наук
Липківський К.О.	докт. техн. наук
Мислович М.В.	докт. техн. наук
Новік А.І.	докт. техн. наук
Петухов І.С.	докт. техн. наук

**Editorial board\*:**

<b>O.E. Antonov</b>	<b>Editor-In-Chief, Doctor of engineering sciences</b>
O.V. Kyrylenko	Academician of the NAS of Ukraine
B.S. Stognii	Academician of the NAS of Ukraine
A.K. Shydlovskiy	Academician of the NAS of Ukraine
I.V. Volkov	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
A.F. Zharkin	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
I.P. Kondratenko	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
V.G. Kuznetsov	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
V.M. Myhalskyi	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
N.A. Shydlovska	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
A.A. Shcherba	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
O.F. Butkevych	Doctor of engineering sciences
Yu.M. Vasetskyi	Doctor of engineering sciences
O.G. Kensytskyi	Doctor of engineering sciences
K.O. Lypkivskyi	Doctor of engineering sciences
M.V. Myslovych	Doctor of engineering sciences
A.I. Novik	Doctor of engineering sciences
I.C. Petuhov	Doctor of engineering sciences

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

**International editorial board:**

V.F. Reztsov, Corresponding member of the NAS of Ukraine, Institute of Renewable Energy of the NAS of Ukraine, Kyiv  
V.Yu. Rozov, Corresponding member of the NAS of Ukraine, the Science and Technology Center of Magnetism of Technical Objects, Kharkiv  
V.S. Maliar, Doctor of engineering sciences, Lviv Polytechnic National University, Lviv  
V.V. Rymsha, Doctor of engineering sciences, National Polytechnic University, Odesa  
Bendahmane Boukhalfa, Doctor of Engineering Sciences, University of Béjaïa, Algeria  
M. Pavlik, Member of NAS Ukraine, Technical University of Lodz, Poland  
Yu.R. Plotkin, Doctor of Engineering Sciences, Berlin School of Economics and Law

Збірник включений до Переліку наукових фахових видань України (категорія «Б») наказом МОН № 975 від 11.07.2019. та представлений у таких системах реферування:

- загальнодержавному депозитарії «Наукова періодика України»;
- загальнодержавній базі даних «Україніка наукова» (реферативний журнал «Джерело»);
- науковій електронній бібліотеці періодичних видань НАН України (NA SPLIB) (<http://www.dspace.nbu.gov.ua/>);
- базі РІНЦ Наукової електронної бібліотеки, Росія;
- Реферативному журналі, Росія.

У збірнику здійснюються експертне рецензування та наукове редагування статей.

*Друкується за постановою вченої ради  
Інституту електродинаміки Національної академії наук України.  
Протокол № 3 від 17.03.2020 року.*

Зареєстровано 07.02.2002. Свідоцтво: серія КВ, № 5843.

Засновник та видавець: Інститут електродинаміки НАН України  
Україна, 03057, м. Київ-57, пр. Перемоги, 56

**Адреса редакції:**

03057, м. Київ-57, пр. Перемоги, 56, Інститут електродинаміки НАН України.

Тел. (044) 366-26-56 E-mail: [mlyv@ied.org.ua](mailto:mlyv@ied.org.ua); [takied@meta.ua](mailto:takied@meta.ua); Адреса сайта: <http://ied.org.ua>

**Праці**  
**Інституту електродинаміки**  
**Національної академії наук України**

Випуск 55

2020 р.

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55>

**ЗМІСТ**

**ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ**

<i>Малахатка Д.О.</i> Застосування гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів для комплексного покращення якості електроенергії в локальних системах електропостачання.....	5
<i>Маруня Ю.В.</i> Однофазний гібридний фільтр на вході випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням.....	11
<i>Павловський В.В., Приходько А.В.</i> Системи передачі електричної енергії постійним струмом. Динамічна модель перетворювача з лінійною комутацією .....	16
<i>Денисенко К.І., Кутрань І.С., Лесик В.О., Мисак Т.В.</i> Збільшення швидкодії контуру слідкування за напругою накопичувального конденсатора трифазного паралельного активного фільтра.....	22
<i>Буткевич О.Ф., Чиженко О.І., Трач І.В.</i> Мінімізація негативного впливу пускових струмів асинхронних двигунів на параметри режиму «слабкої» електричної мережі .....	31
<i>Кучанський В.В.</i> Застосування концепції Smart Grid з метою збільшення пропускної здатності лінії електропередачі надвисокої напруги .....	40

**ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ**

<i>Липківський К.О., Можаровський А.Г.</i> Підвищення ефективності використання автотрансформатора зі стрижневим магнітопроводом у складі трансформаторно-ключової виконавчої структури стабілізатора напруги змінного струму.....	46
<i>Раценкін А.П.</i> Торцевий циліндричний індуктор з феромагнітним осердям для імпульсної струмової обробки площинного прокату металу .....	52
<i>Akinin K.P., Antonov A.E., Kyreyev V.G., Filomenko A.A.</i> Return-rotary motion control system of rotor of brushless magnetoelectric motor.....	58
<i>Іванков В.Ф., Басова А.В., Хімюк І.В.</i> Теплова стійкість трансформатора до дії геомагнітних струмів .....	67
<i>Мазуренко Л.І., Джура О.В., Шихненко М.О., Білик О.А.</i> Технічна реалізація та дослідження експериментального зразка вентильно-індукторного стартер-генератора .....	72
<i>Приймак Б.І.</i> Поліпшення енергетичних показників векторно-керованого автономного асинхронного генератора.....	79

**ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА**

<i>Кучерява І.М.</i> Ефективність екранування підземної надвисоковольтової кабельної лінії за допомогою феромагнітного екрана різної конфігурації.....	86
<i>Кришук Р.С.</i> Дослідження електромагнітного поля індуктора для магнітопластичного ефекту в немагнітних металевих пластинах .....	91

**ВИМІРЮВАННЯ ТА ДІАГНОСТИКА В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ**

<i>Зайцев Є.О.</i> Програмно-алгоритмічне забезпечення оптико-електронних вимірювачів комп'ютеризованих систем контролю та діагностики механічних дефектів потужних генераторів .....	95
<i>Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Мазуренко І.Л.</i> Аналіз ефективності методів підвищення відношення сигнал - шум у вимірювальних системах з датчиками імпульсних струмів.....	102
<i>Бондарчук О.В., Мислович М.В., Соболевська Т.Г., Твердяков В.В., Троцинський Б.О.</i> Формування навчаючих сукупностей для інформаційно-вимірювальних систем діагностики електротехнічного обладнання з урахуванням результатів його віброударних випробувань .....	115

## CONTENTS

### ELECTRICAL ENERGY SYSTEMS AND ELECTRICITY MARKET

<i>Blinov I., Miroshnyk V., Shymaniuk P.</i> Short-term interval forecast of total electricity generation by renewable energy sources producers .....	5
<i>Anakhov P.V.</i> Increase of sustainability of the telecommunication network of energy transmission system by the implementation of the wireless hybrid topology .....	13
<i>Kuznetsov V., Tugay Yu., Koshman V., Kuchansky V., Sabarno L., Tugai I., Shpolyansky O., Nikishin D.</i> Development of methods and models of analysis of abnormal modes of electric networks with the aim of their optimization.....	19
<i>Kolesnykova N.F., Kozlova O.I., Lytvynova O.A.</i> Software for settlement and choice of setting of the phase selector setting with load sector .....	29

### ELECTRICAL MACHINES AND APPARATUS

<i>Antonov O.</i> Electric drives with compensated reactive moment.....	37
<i>Akynin K.P., Kyreyev V.G., Filomenko A.A., Lavrinenko V.A., Mikhailik E.M.</i> Research of electromechanical characteristics of brushless magnetoelectric motors of return-rotary motion.....	47
<i>Bondar R.P., Podoltsev A.D.</i> Dynamic behavior of the linear permanent magnet motor as a element of two-mass vibro-impact system.....	52
<i>Mazurenko L.I., Grebenikov V.V., Dzhura O.V., Bibik O.B., Gamaliia R.V., M.O. Shykhnenko</i> Electromechanical energy converters for electrogeneration and electric drive systems .....	63
<i>Titko V., Ostapchuk L., Hutorova M., Melnyk A.</i> Physical modeling of tooth pressing defects stators of the turbogenerator.....	75

### SEMICONDUCTOR CONVERTERS

<i>Shcherba A.A., Lomko N.A.</i> Study of modes of semiconductor converters with intermediate link for energy storage in electrical power supplies of electromagnetic systems for induction thermal treatment .....	80
<i>Hutsaliuk V.Ya., Zubkov I.S.</i> Phase-locked loop systems of resonant inverters for induction heating installations under low q-factor of the oscillatory circuit .....	88
<i>Chyzenko O.I., Rybina O.B., Trach I.V.</i> Semiconductive regulator for managing the network modes running in direct start of the asynchronous machine of the comparable capacity .....	95

### TECHNOLOGICAL ELECTRICAL EQUIPMENT AND ELECTRIC TRANSPORT

<i>Bozhko I.V., Karlov O.M., Kondratenko I.P., Kryshchuk I.P., Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G., Raschepkin A.P.</i> Improvement of multifunctional electromagnetic systems for electrical technologies .....	103
<i>Pavlov V.B., Budko V.I., Malakhatka D.O., Pavlenko V.E., Ivanchuk V.U.</i> Analysis of factors affecting reduced energy capacity battery and inter-charging electric cars.....	119

Відповідальний секретар С.В. Гаврилюк  
Редактор Ю.В. Морозова-Леонова

---

Підписано до друку 20.03.20. Формат 60×84/8. Папір офс. Офс. друк. Ум.друк. арк. 12,6. Наклад 100 прим. Зам. 18.  
Включений в Перелік наукових фахових видань України, категорія «Б».

---

**ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ**

УДК 621.314

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.005>**ЗАСТОСУВАННЯ ГІБРИДНИХ ФІЛЬТРОКОМПЕНСУЮЧИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЛЯ КОМПЛЕКСНОГО ПОКРАЩЕННЯ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ В ЛОКАЛЬНИХ СИСТЕМАХ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ**

**Д.О. Малахатка**, канд. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна  
e-mail: [d.malakharka@gmail.com](mailto:d.malakharka@gmail.com)

*Розглянуто аспекти застосування гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів для створення на їх основі локальних ділянок електропостачання, які використовують параметричні фільтри струмів нульової послідовності для створення штучної нейтралі в низьковольтній мережі з метою забезпечення комплексного дотримання показників якості напруги в місці підключення відповідальних електроприймачів. Створено імітаційну модель трифазної чотирипровідної мережі з локальними ділянками електропостачання, яка дає змогу оцінити показники якості напруги в разі підключення до неї нелінійних та несиметричних навантажень. Результати імітаційного моделювання підтвердили ефективність побудови локальних систем електропостачання на основі використання зазначених перетворювачів відповідно до норм діючих міжнародних стандартів з електромагнітної сумісності в місці підключення групи відповідальних електроприймачів. Бібл. 8, рис. 5.*

**Ключові слова:** електромагнітна сумісність, якість напруги, гібридний фільтрокомпенсуючий перетворювач, локальна система електропостачання, відповідальний електроприймач.

**Вступ.** Проблема забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС) і нормованих показників якості напруги (ЯН) за гармоніками, несиметрією напруг та коливанням рівня напруги в сучасних розподільних мережах на сьогодні залишається актуальною. У зазначених мережах є велика кількість електроприймачів, що використовують однофазне приєднання до низьковольтної мережі та не повинні координувати добовий графік роботи між собою, внаслідок чого в таких мережах можуть виникати значні коливання в часі струмів навантаження за різними фазами, що спричиняє погіршення показників якості напруги електропостачання. Споживачі електроенергії в таких мережах широко використовують сучасне електронне обладнання, у тому числі частотні напівпровідникові перетворювачі для живлення електродвигунів змінного струму. Вони мають у своєму складі випрямлячі, форма споживаного струму яких суттєво відрізняється від синусоїди, внаслідок чого спотворюється форма напруги електропостачання, а показники якості електроенергії (ЯЕ) за гармоніками погіршуються [1]. Найбільш чутливі до дотримання показників якості напруги та електробезпеки електроприймачі, наприклад, устаткування лікарень потребують ефективних засобів забезпечення ЯЕ. Одним із підходів її забезпечення є підключення електроприймачів до локальних ділянок електропостачання (ЛДЕП) з відокремленням від основної мережі контуром для протікання струмів нульової послідовності основної та вищих частот, що дає змогу значно поліпшити якість електричної енергії та надійність електропостачання споживачів різного призначення.

Такі локальні системи електропостачання (ЛСЕП) забезпечують споживання електроенергії групою електроприймачів за допомогою електричних мереж низької напруги без зміни рівня напруги джерела електроенергії, від якого прокладаються фідери до житлових будинків і дрібних підприємств у межах населеного пункту, наприклад, до віддалених котеджних селищ, ремонтних і сільськогосподарських об'єктів та ін., зокрема, при використанні відновлюваних джерел енергії [2].

**Викладення основного матеріалу.** Створення ЛСЕП з високою якістю напруги може бути здійснене шляхом їх побудови на базі гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів (ГФКП), які виконані на основі використання фільтра струмів нульової послідовності (ФСНП) та напівпровідникових компенсуючих перетворювачів.

Трифазну чотирипровідну мережу, до якої підключено групу нелінійних навантажень, та побудовану на основі ГФКП локальну систему електропостачання, що містить у своєму складі групу відповідальних електроприймачів, наведено на рис. 1. ГФКП поєднує в собі функціональні можливості регульованого фільтросиметруючого пристрою (РФСП) на базі автотрансформатора зі з'єднанням обмоток у зигзаг та активного паралельного силового фільтра. РФСП дає змогу створити штучну нульову точку ( $0_2$ ) та здійснює ефективну фільтрацію непарних вищих гармонік, які кратні трьом, і параметричне усунення несиметрії та коливань напруги навантаження, зокрема нелінійного. За допомогою трифазного комутатора ступенів регулювання напруги (ключі К1-К12) РФСП забезпечує трирівневе симетричне регулювання рівнів напруги навантаження, тобто режими «вольтовіднімання», «номінал» та «вольтододавання». Додаткову компенсацію вищих гармонік струму в системі здійснює активний паралельний силовий фільтр (VT3-VT8) з «розщепленим конденсатором» (C1-C2) [3-6].

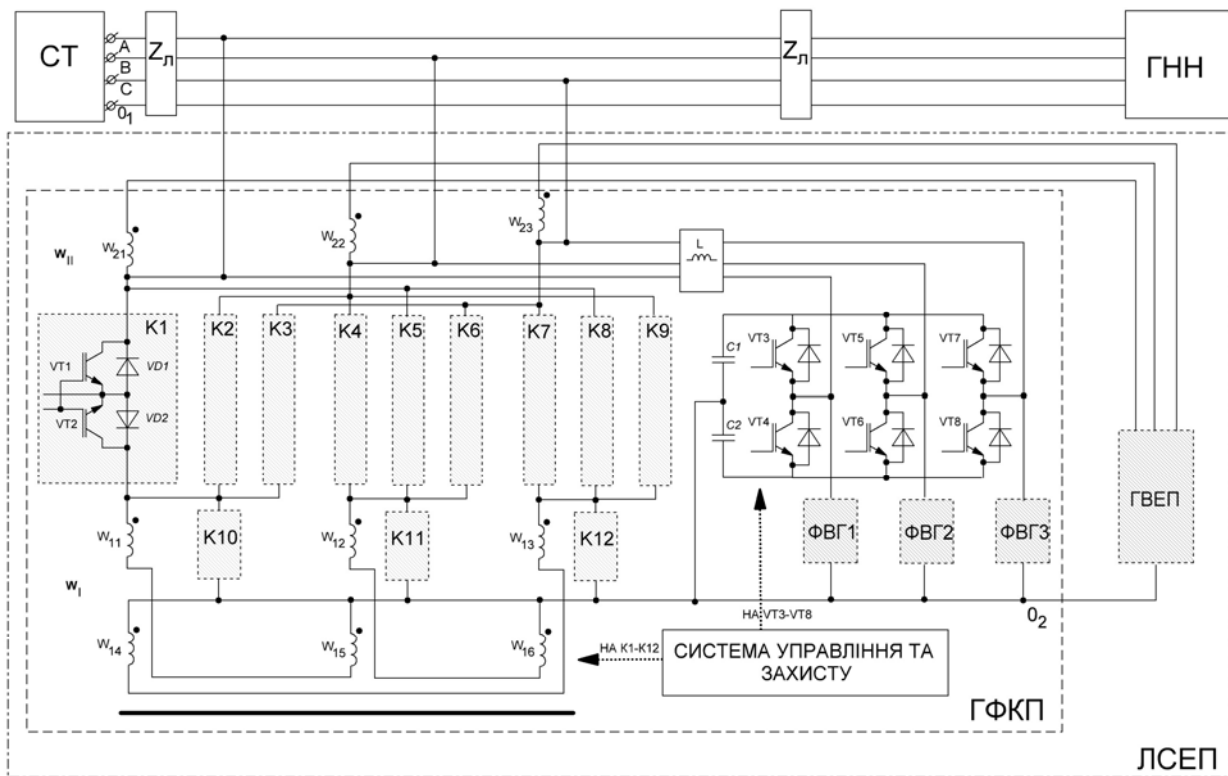


Рис. 1

Нульова точка «зірки» навантажень ГВЕР у локальній системі електропостачання підключена до штучної нульової точки ( $0_2$ ), яка в свою чергу підключена відповідно до загальної точки з'єднання конденсаторів C1-C2 активного фільтра та нульової точки РФСП.

На рис. 1 наведено такі основні позначення: СТ – силовий трансформатор; ГНН – група нелінійних навантажень; ГВЕР – група відповідальних електроприймачів; ЛСЕП – локальна система електропостачання; ФВГ1-ФВГ3 – фільтри вищих гармонік; L – трифазний дросель зв'язку; C1-C2 – конденсаторні батареї; К1-К12 – ключі змінного струму; W1 і WII – первинна та вторинна (вольтододаткова) обмотки зазначеного автотрансформатора.

Запропоновано імітаційну модель трифазної чотирипровідної розподільної мережі з відокремленою локальною ділянкою електропостачання, яка дає змогу оцінити показники якості напруги електропостачання в місці під'єднання відповідального навантаження при підключенні до мережі нелінійних та несиметричних навантажень (рис. 2). Основні парамет-

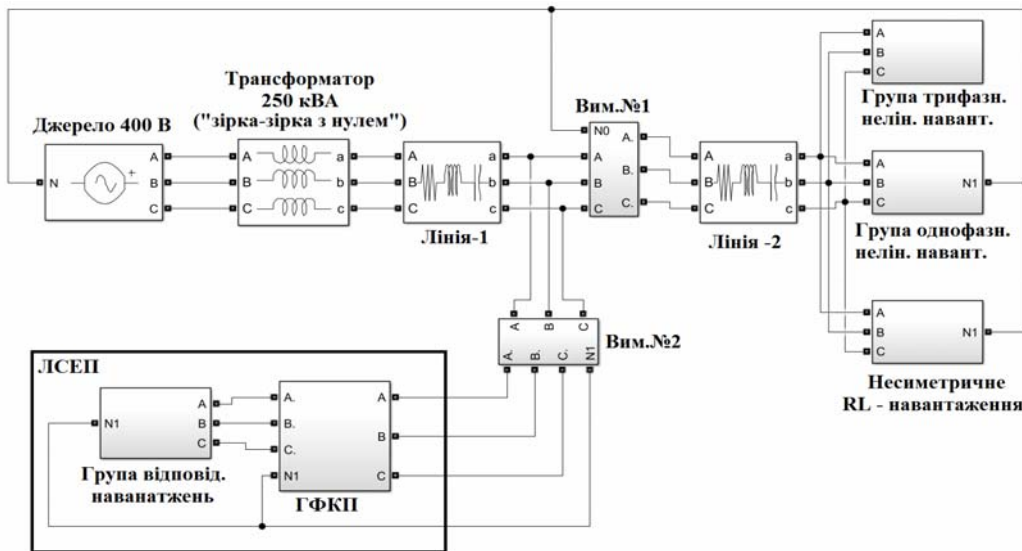


Рис. 2

ри блоків моделі трифазної чотирипровідної мережі наступні: силовий трансформатор зі з'єднанням обмоток «зірка-зірка з нулем» потужністю 250 кВА (параметри симетричних складових –  $R_{\text{пр}}=0,01$  Ом,  $L_{\text{пр}}= 89 \cdot 10^{-6}$  Гн,  $R_{\text{нул.}}=0,0965$  Ом,  $L_{\text{нул.}}=748 \cdot 10^{-6}$  Гн); значення параметрів провідників «лінія 1» і «лінія 2» –  $R=0,0124$  Ом;  $L= 19 \cdot 10^{-6}$  Гн; нульового проводу –  $R=0,025$  Ом;  $L= 7,63 \cdot 10^{-6}$  Гн. Параметри навантаження, підключеного до основної мережі: несиметричне трифазне RL-навантаження ( $\cos\varphi=0,9$ ) потужністю 82,5 кВА; сумарна активна потужність навантаження однофазних випрямлячів  $P_{\text{од.вип}}=38,5$  кВт; сумарна активна потужність навантаження трифазних випрямлячів  $P_{\text{тр.вип}}=63$  кВт. Параметри відповідального навантаження: несиметричне трифазне RL-навантаження ( $\cos\varphi=0,9$ ) потужністю 22,5 кВА; сумарна активна потужність навантаження однофазних випрямлячів  $P_{\text{од.вип}}=14$  кВт; сумарна активна потужність навантаження трифазних випрямлячів  $P_{\text{тр.вип}}=21$  кВт.

Група однофазних навантажень представлена у вигляді декількох еквівалентних випрямлячів активною потужністю навантаження 3,5 кВт, симетрично приєднаних до трьох фаз мережі, а група трифазних навантажень – у вигляді певної кількості трифазних випрямлячів активною потужністю навантаження 10,5 кВт. У якості навантаження випрямлячів використовується блок джерела струму, що керується напругою. Це дає змогу отримати незмінне значення потужності нелінійного навантаження у випадку зміни напруги на вході випрямляча [1]. Кожна схема заміщення еквівалентного одно- та трифазного випрямляча містить у своєму складі пасивний коректор коефіцієнта потужності у вигляді 2,5 % дроселя змінного струму, завдяки якому рівень емісії гармонік струму знаходиться в межах, що визначені міжнародними стандартами з ЕМС [7, 8] стосовно сумарного коефіцієнта гармонічних спотворень (СКГС).

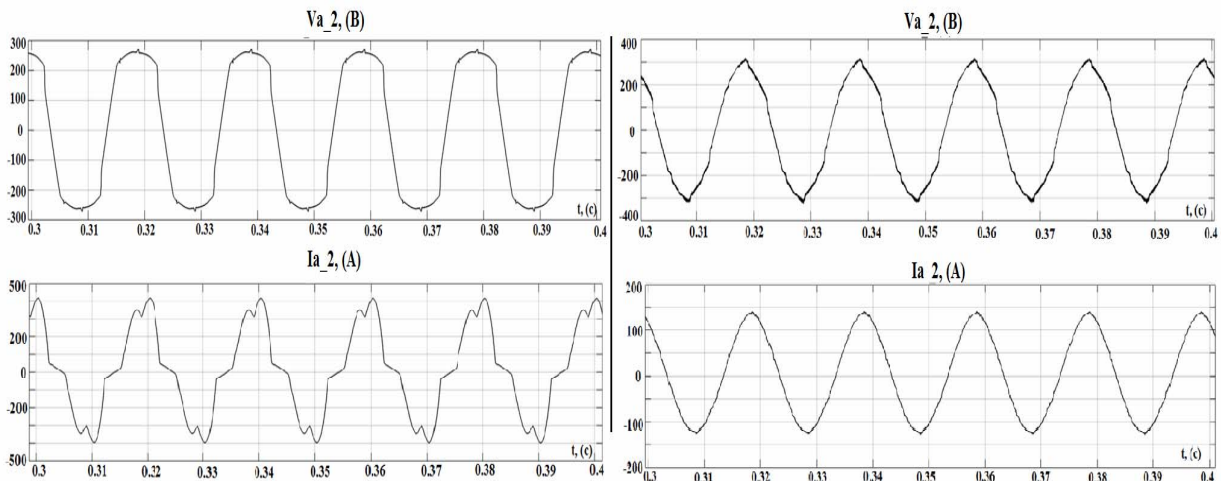


Рис. 3

На рис. 3 показано форму кривих напруг у фазі А в місці підключення відповідального навантаження (ліворуч – при безпосередньому підключенні ВН до мережі, а справа – при підключенні ВН до локальної системи електропостачання).

Гармонічний склад напруги у фазі А (Вим. № 2) у точці підключення відповідального навантаження до ЛСЕП, побудованої на основі ГФКП, показано на рис. 4.



Рис. 4

Результати імітаційного моделювання показали, що у випадку підключення ГВЕП безпосередньо до мережі СКГС за напругою становить 19,8 %, зокрема величина третьої гармоніки більш ніж у 2 рази перевищує визначену в ДСТУ EN 50160:2014 норму (не більше 5 %) та становить 16,3 %, а п'ятої гармоніки – 7,2 % (норма – 6 %) [7, 8].

Проте у випадку підключення відповідального навантаження до ЛСЕП, яку побудовано на базі гібридного фільтрокомпенсуючого перетворювача, СКГС за напругою, наприклад, у фазі А зменшується з 19,8 до 6,2 %, що нижче за встановлену в ДСТУ EN 50160:2014 норму у 8 %. Водночас величина третьої гармоніки зменшується більш ніж у 4 рази.

У результаті проведеного імітаційного моделювання електричної мережі з чотирма режимами нелінійного навантаження було розраховано показники якості напруги в місці підключення відповідального навантаження до мережі («Вим. № 2») у двох випадках. Перший –

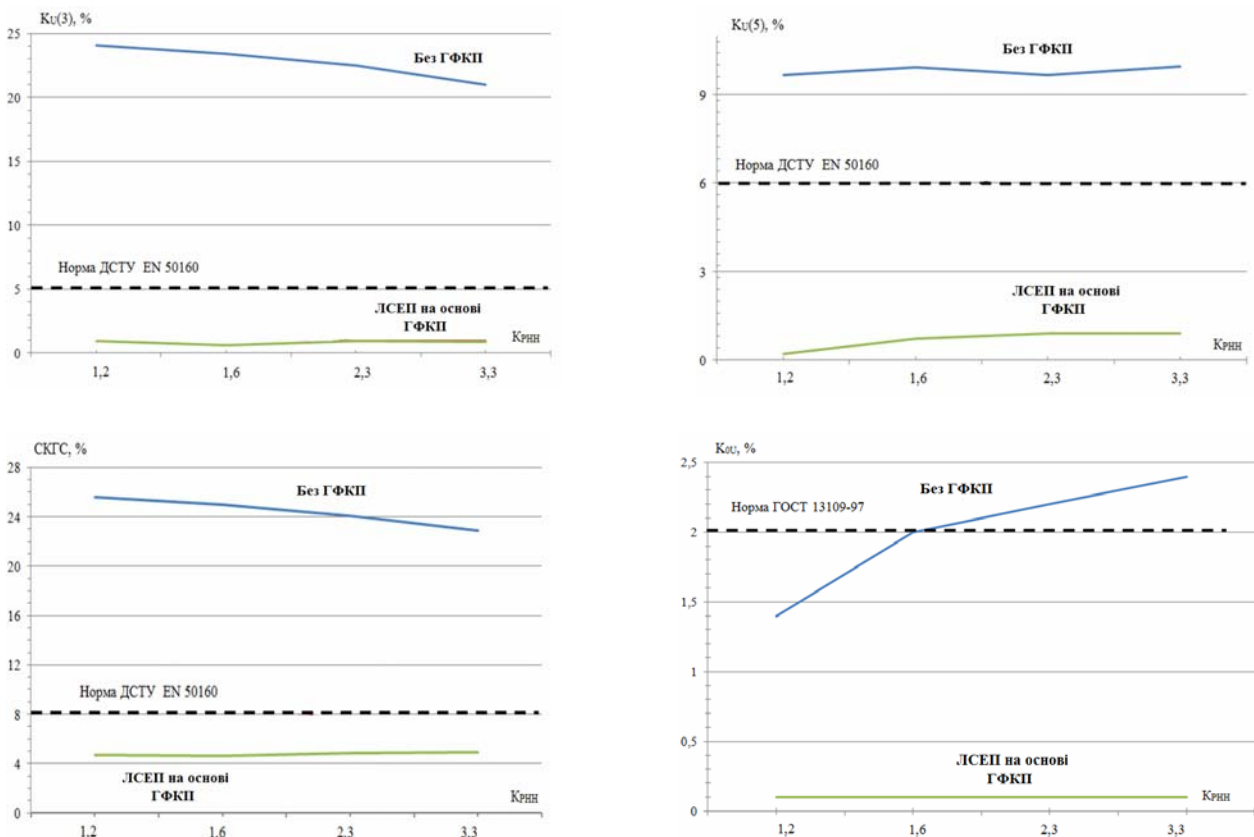


Рис. 5

при безпосередньому підключенні ВН до мережі, а другий – при підключенні ВН до локальної системи електропостачання. Отримано залежності зміни значення СКГС за напругою, третьої ( $K_U(3)$ ) та п'ятої ( $K_U(5)$ ) гармонік напруги, а також коефіцієнта несиметрії напруг за нульовою послідовністю ( $K_{0U}$ ) від зміни величини коефіцієнта розподілу нелінійного навантаження (рис. 5). Коефіцієнт розподілу нелінійного навантаження ( $K_{РНН}$ ) розраховується як відношення сумарної активної потужності трифазних випрямлячів ( $P_{\text{три.вип}}$ ) до сумарної активної потужності однофазних випрямлячів ( $P_{\text{од.вип}}$ ). У режимі 1 –  $P_{\text{три.вип}} = 105$  кВт,  $P_{\text{од.вип}} = 31,5$  кВт,  $K_{РНН} = 3,3$ ; у режимі 2 –  $P_{\text{три.вип}} = 94,5$  кВт,  $P_{\text{од.вип}} = 42$  кВт,  $K_{РНН} = 2,3$ ; у режимі 3 –  $P_{\text{три.вип}} = 84$  кВт,  $P_{\text{од.вип}} = 52,5$  кВт,  $K_{РНН} = 1,6$ ; у режимі 4 –  $P_{\text{три.вип}} = 73,5$  кВт,  $P_{\text{од.вип}} = 63$  кВт,  $K_{РНН} = 1,2$ .

Результати моделювання показали, що при комплексному забезпеченні ЯЕ в розподільній мережі зі значною кількістю, наприклад, електронного обладнання важливу роль має не тільки величина загальної потужності нелінійного навантаження, але й розподіл зазначеної потужності між обладнанням з однофазними та трифазними випрямлячами, що значно впливає на рівень домінуючих гармонік, а саме: третьої, п'ятої та сьомої.

**Висновки.** У результаті проведеного імітаційного моделювання та аналізу електромагнітних процесів у низьковольтній мережі з групами нелінійних навантажень у вигляді одного та трифазних випрямлячів визначено, що при застосуванні ГФКП для створення локальної мережі для живлення відповідальних навантажень:

- значення СКГС за напругою, наприклад, у фазі А зменшується з 19,8 до 6,2 %, що суттєво нижче за встановлену в ДСТУ EN 50160:2014 норму, яка складає 8 %, та, зокрема, значення 3-ї гармоніки знижується більш ніж у 4 рази – з 16,6 до 3,5 %, а значення 5-ї гармоніки – з 7,4 до 2,7 %;
- зменшується значення коефіцієнта напруги за нульовою послідовністю з 3 до 0,8 %;
- забезпечується нормований рівень напруги у ЛСЕС у межах  $\pm 10$  % від її номінального значення.

Фінансується за держбюджетною темою «Розвинути теорію та розробити заходи і технічні засоби забезпечення відповідно до міжнародних вимог електромагнітної сумісності та комплексного підвищення якості електроенергії в електричних мережах з нелінійними навантаженнями і джерелами розосередженої генерації» (шифр «Емісія-2»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ 18.11.2014 р., протокол №16. Державний реєстраційний номер теми 0115U002608.

1. Жаркін А.Ф., Палачов С.О., Шкляр Т.Б. Аналіз ефективності застосування пасивних фільтрових коригувальних пристроїв в низьковольтних електричних мережах України. *Енергосбереження. Енергетика. Енергоаудит*. 2014. № 9 (128). С. 153–160.
2. Шидловський А.К., Жаркін А.Ф., Новський В.О., Малахатка Д.О. та ін. Забезпечення електромагнітної сумісності в локальних електричних мережах. *Вісник НТУ «ХПІ»*. 2018. Вип. 26. Т. 1. С. 174–183.
3. Малахатка Д.О. Силові схеми гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів для трифазних систем з нелінійними та змінними навантаженнями. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип. 45. С. 92–101.
4. Herrera R.S., Salmeron P., Kim H. Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation: Different approaches assessment and experimental results. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Jan. 2008. Vol. 55. No. 1. Pp. 184–196. DOI : <https://doi.org/10.1109/TIE.2007.905959>
5. Samal S., Hota K., Barik K. Harmonics mitigation by using shunt active power filter under different load condition. *Signal Processing, Communication, Power and Embedded System*. 2016. Pp. 94–98. DOI: <https://doi.org/10.1109/SCOPES.2016.7955598>
6. Tali M., Essadki A., Nasser N. Harmonic detection methods of Shunt Active Power Filter under unbalanced loads. *International Renewable and Sustainable Energy Conference*. 2016. Pp. 1017–1023. DOI: <https://doi.org/10.1109/IRSEC.2016.7984003>
7. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Введ. в Украине 01.01.2000 и действует в Украине (Межгосударственный стандарт стран СНГ). Киев: ИПК Изд-во стандартов, 1999.
8. ДСТУ EN 50160:2014. Характеристики напруги електропостачання в електричних мережах загальної призначеності. Держспоживстандарт України. 2014. 27 с.

УДК 621.314

## ПРИМЕНЕНИЕ ГИБРИДНОГО ФИЛЬТРОКОМПЕНСИРУЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ КОМПЛЕКСНОГО ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ В ЛОКАЛЬНОЙ СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Д.А. Малахатка, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев, 03037, Украина

*Рассмотрены аспекты применения гибридных фильтрокомпенсирующих преобразователей для создания на их основе локальных участков электроснабжения, которые используют параметрические фильтры токов нулевой последовательности для создания искусственной нейтрали в низковольтной сети с целью обеспечения комплексного соблюдения показателей качества напряжения в месте подключения ответственных электроприемников. Создана имитационная модель трехфазной четырехпроводной сети с локальными участками электроснабжения, которая позволяет оценить показатели качества напряжения при подключении к ней нелинейных и несимметричных нагрузок. Результаты имитационного моделирования подтвердили эффективность построения локальных систем электроснабжения на основе использования указанных преобразователей в соответствии с нормами действующих международных стандартов по электромагнитной совместимости в месте подключения группы ответственных электроприемников. Библиограф. 8, рис. 5.*

**Ключевые слова:** электромагнитная совместимость, качество напряжения, гибридный фильтрокомпенсирующий преобразователь, локальная система электроснабжения, ответственный электроприёмник.

## APPLICATION OF A HYBRID FILTER-COMPENSATING CONVERTER FOR COMPLEX ENHANCEMENT OF THE VOLTAGE QUALITY IN THE LOCAL ELECTRIC POWER SYSTEM

D.O. Malakhatka

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

*The aspects of application of hybrid filter-compensating converters for creation on their basis of local sections of power supply, which use parametric filters of currents of zero sequence for creation of artificial neutral in a low-voltage network, in order to provide complex provision of voltage quality parameters at the connection of responsible electric receivers are considered. A simulation model of a three-phase four-wire network with local power supply sites has been created, which allows to estimate the voltage quality parameters when connecting nonlinear and asymmetric loads to it. The simulation results confirmed the efficiency of creating local power systems based on the use of these converters in accordance with the standards of the current international standards for electromagnetic compatibility at the point of connection of a group of responsible electric receivers. References 8, figures 5.*

**Key words:** electromagnetic compatibility, voltage quality, hybrid filter-compensating converter, local power supply system, responsible electric receiver.

1. Zharkin A.F., Palachov S.O., Shkliar T.B. The analysis of the efficiency of the use of passive filter correction devices in the low-voltage electrical networks of Ukraine. *Energoberezhnie. Energetika. Energoaudit*. 2014. No 9 (128). Pp. 153–160.
2. Shydlovskiy A.K., Zharkin A.F., Novskiy V.O., Malakhatka D.O. ta in. Providing of electromagnetic compatibility in local electrical networks. *Visnyk NTU KhPI*. 2018. No 26. Vol. 1. Pp. 174–183.
3. Malakhatka D.O. Power schemes of hybrid filter-compensating converters which used in three-phase systems with nonlinear and nonsymmetrical loads. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2016. No 45. Pp. 92–101.
4. Herrera R.S., Salmeron P., Kim H. Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation: Different approaches assessment and experimental results. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Jan. 2008. Vol. 55. No 1. Pp. 184–196. DOI : <https://doi.org/10.1109/TIE.2007.905959>
5. Samal S., Hota K., Barik K. Harmonics mitigation by using shunt active power filter under different load condition. *Signal Processing, Communication, Power and Embedded System*. 2016. Pp. 94–98. DOI: <https://doi.org/10.1109/SCOPES.2016.7955598>
6. Tali M., Essadki A., Nasser N. Harmonic detection methods of Shunt Active Power Filter under unbalanced loads. *International Renewable and Sustainable Energy Conference*. 2016. Pp. 1017–1023. DOI: <https://doi.org/10.1109/IRSEC.2016.7984003>
7. GOST 13109-97. Elektricheskaya energiya. Sovmestimost tehnikeskikh sredstv elektromagnitnaya. Normy kachestva elektricheskoy energii v sistemah elektrosnabzheniya obschego naznacheniya. Vved. v Ukraine 01.01.2000. (Mezhgosudarstvennyy standart stran SNG). Kyiv: IPK Izd-vo standartov, 1999.
8. DSTU EN 50160:2014. Characteristics of power supply voltage in general purpose electrical networks. Derzhspozhyvstandart Ukrainy. 2014.

Надійшла: 16.10.2019

Received: 16.10.2019

УДК 621.314

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.011>

## ОДНОФАЗНИЙ ГІБРИДНИЙ ФІЛЬТР НА ВХОДІ ВИПРЯМЛЯЧА З ЄМНІСНИМ ФІЛЬТРОМ ТА АКТИВНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

Ю.В. Маруня

Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги 56, Київ, 03057, Україна  
e-mail: [Uweshka@i.ua](mailto:Uweshka@i.ua)

Розглянуто способи покращення якості електричної енергії однофазного мостового випрямляча з ємнісним фільтром та активним навантаженням. Проведено математичне моделювання пристроїв фільтрації струму для такої установки і наведено їх розрахункові характеристики. Встановлено переваги використання гібридного фільтра, що складається з активного фільтра та пасивного LMC-фільтра. Бібл. 8, рис. 3, таблиця.

**Ключові слова:** гібридний фільтр, реактивні елементи, активне навантаження, ємність.

**Вступ.** В електричних мережах, особливо в автономних системах електроживлення за нелінійних навантажень, проблема електромагнітної сумісності (ЕМС) споживачів є дуже актуальною, адже емісія вищих гармонік струму спотворює форму струму живлення, що негативно впливає на надійність та стабільність роботи обладнання, призводить до додаткових втрат потужності та до зростання встановленої потужності первинних джерел енергії в таких системах електроживлення. Цьому питанню присвячено велику кількість праць світової наукової літератури, адже частка нелінійних навантажень в енергосистемі останнім часом зростає, і пристрої фільтрації вищих гармонік струму мають відповідати все більш жорстким нормативним обмеженням показників параметрів електричної енергії [1, 2]. У сукупності всі ці чинники сприяють пошуку оптимальних варіантів для досягнення покращення ЕМС споживача з мережею електроживлення, а саме: можливостей зменшення нелінійних завад, втрат енергії, впливу на чутливість обладнання, збільшення його продуктивності та терміну служби.

Одним із способів покращення ЕМС може бути використання гібридних фільтрів [3],

що поєднують у собі переваги пасивних (ПФ) та активних (АФ) фільтрів. У роботі [4] проведено порівняльний аналіз застосування ПФ для покращення якості електричної енергії, що споживається випрямлячем з ємнісним фільтром та активним навантаженням. Порівнювались два варіанти ПФ, встановлених на вході випрямляча, а саме лінійного реактора та широкосмугового LMC-фільтра [5].

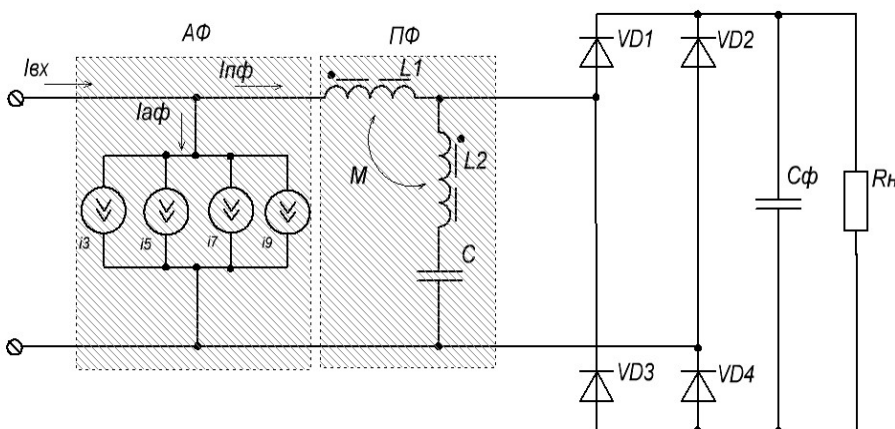


Рис. 1

а саме лінійного реактора та широкосмугового LMC-фільтра [5].

**Метою даної роботи** є порівняльний аналіз використання для фільтрації струмів споживання випрямлячем тільки ПФ та гібридного фільтра, що поєднує у своєму складі активний фільтр та пасивні фільтри, що розглядалися в роботі [4]. На рис. 1 наведено схему гібридного фільтра, що складається з пасивного LMC-фільтра та активного фільтра паралельного типу [6, 7]. Для спрощення моделювання активний фільтр представлений паралель-

ним з'єднанням джерел струму, що генерують струм  $I_{a\phi}$ , який можна виразити рядом Фур'є як суму гармонік різної амплітуди та фази. Миттєве значення  $I_{a\phi}$  генерується як різниця між миттєвими значеннями повного струму навантаження та його першої гармоніки. Індуктивності  $L1$ ,  $L2$  та взаємодуктивність  $M$  пасивного фільтра реалізуються реактором із загальним магнітним осердям та немагнітним зазором. Індуктивність  $L2$  включена послідовно з ємністю конденсатора  $C$   $LMC$ -фільтра, на вихід якого включено однофазний мостовий випрямляч (діоди  $VD1$ - $VD4$ ) з ємнісним фільтром  $C\phi$  і опором навантаження  $R_n$ .

Складання струму активного фільтра ( $I_{a\phi}$ ) зі струмом пасивного фільтра ( $I_{n\phi}$ ) забезпечує споживання з мережі живлення вхідного струму ( $I_{вх}$ ) синусоїдальної форми, що за фазою збігається з напругою мережі. Розглянемо детальніше результати моделювання процесів, що виникають у цій схемі та в інших варіантах підключення такого випрямляча.

У таблиці наведено параметри, що характеризують варіанти використання за напруги живлення 220 В однофазних випрямлячів для активного навантаження потужністю 5 кВт з ємністю конденсатора фільтра  $C\phi=5000$  мкФ для всіх п'яти варіантів. Найбільш значущими вважались третя, п'ята, сьома та дев'ята гармоніки.

Варіант		$I_{вх}$ , А	$I_{г.м.с.а\phi}$ , А	$I_{mа\phi}$ , А	$U_n$ , В	$I_n$ , А	$THDi$ , %	$I_3$ , %	$I_5$ , %	$I_7$ , %	$I_9$ , %
1	Без фільтру	40,3	-	-	288,6	17,4	132,6	90,3	73,0	51,6	30,3
2	<i>Лл.р.</i>	33,8	-	-	284,8	17,8	95,1	79,2	47,5	19,0	6,6
3	<i>LMC</i>	31,6	-	-	303,8	16,5	18,3	15,7	2,5	3,1	3,2
4	<i>Лл.р. +AF</i>	24,2	23,3	48,8	285,1	17,6	2,6	0,8	0,4	0,3	0,3
5	<i>LMC+AF</i>	31,1	5,6	10,1	303,9	16,5	2,7	0,2	0,05	0,11	0,04

Ці параметри визначено за допомогою математичних моделей, реалізованих пакетами програм *Micro-Cap* та *Omega*. Адекватність цих моделей підтверджено експериментально в роботі [4].

У варіанті № 1 розглядається безпосереднє увімкнення навантаження через випрямляч до мережі. Коефіцієнт гармонік струму ( $THDi$ ) перевищує 130 %, що свідчить про споживання з мережі струму імпульсної форми та внесення в мережу значних спотворень. Для другого варіанту використовується як найпростіший фільтр 3 % лінійний реактор (*Лл.р.*) з індуктивністю 0,5 мГн (що обирається з міркувань балансу між напругою навантаження та граничним падінням напруги на цьому реакторі [8]). Цей варіант теж не вносить суттєвих покращень у форму вхідного струму та має неприпустимо високий  $THDi=95,1$  %. У разі використання  $LMC$ -фільтра [4] з параметрами  $L1=5,3$  мГн,  $L2=1,23$  мГн та  $C=170$  мкФ за напруги навантаження  $300\pm 10$  % В отримати нормативні показники також неможливо:  $THDi$  хоч і покращується, але знаходиться на рівні 18 %. Звичайно ж, можна використовувати якісніший  $LMC$ -фільтр, але неприпустимо великі ціна та масогабаритні показники такого фільтра обмежують їх використання.

Оскільки попередні варіанти фільтрації струму не забезпечують нормативні показники ЕМС, розглянемо як можна цього досягти з допомогою гібридних фільтрів (додамо до цих варіантів активний фільтр). У процесі моделювання задамося величиною  $THDi < 3$  % при 5 кВт з  $U_n=300\pm 10$  % В.

Підключимо паралельно до входу випрямляча активний фільтр у конфігурації з 3 % реактором. Слід зазначити, що без обмежуючого реактора на етапі перехідних процесів у схемі виникає пусковий сплеск струму, що в разі перевищує номінальний, і призводить до виведення з ладу АФ. Тому робота активного фільтра без спеціальних засобів обмеження струму на момент запуску неможлива. На рис. 2 зображено вхідний струм  $I_{вх}$  близької до синусоїдальної форми, отриманий після корекції струму  $I_{n\phi}$  струмом  $I_{a\phi}$ , а також спектрограми, де за віссю абсцис відкладено номери гармонік, а за віссю ординат – їх відсоткові величини відносно основної частоти. Спектральний аналіз вхідного струму до корекції (масштаб 80 %) та після (масштаб 2 %, рис. 2) показує, що коефіцієнт гармонік струму знижується в 37 разів. З таблиці (варіант 2 та 4) видно, що коефіцієнт гармонік струму вдалося знизити

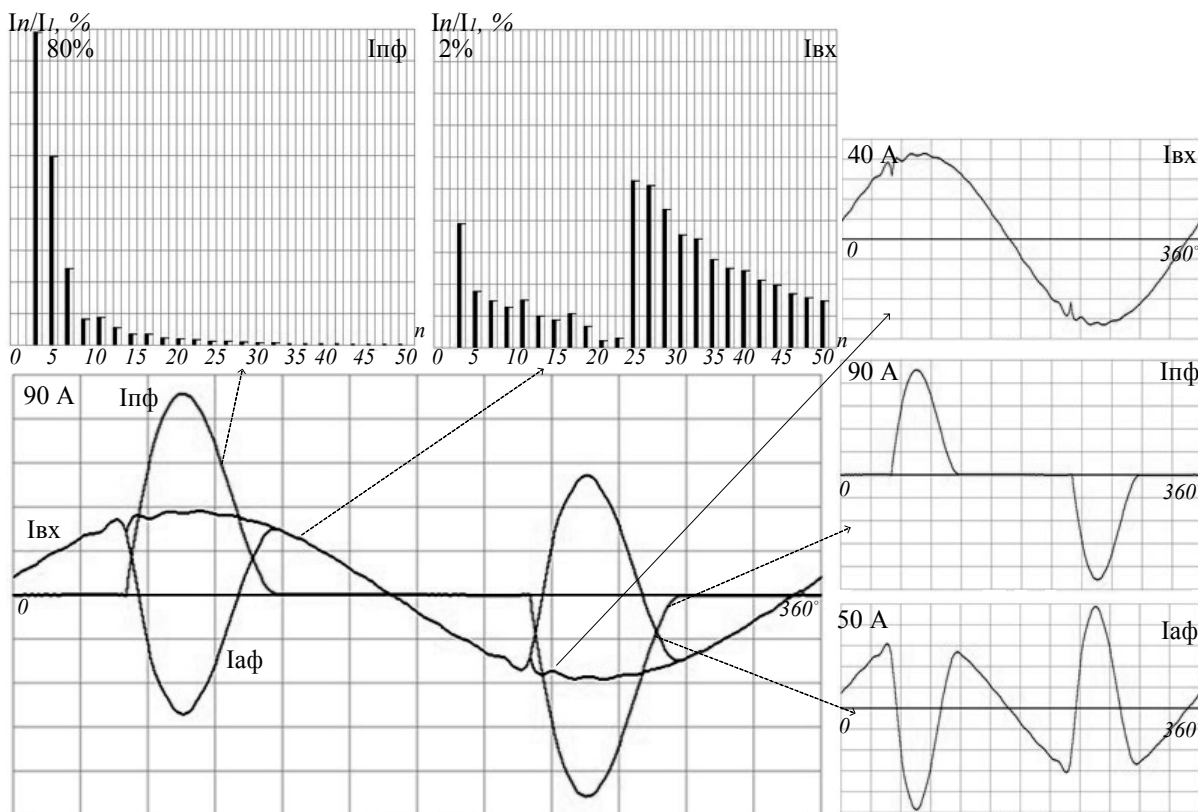


Рис. 2

ти до рівня, меншого за 3 %, не змінюючи навантажувальну характеристику. Проте для досягнення такого рівня фільтрації потрібно підключати активний фільтр з діючим значенням струму в 23,3 А, а максимальне миттєве значення струму, що слід подати в протифазі, складає майже 50 А. Для того, щоб знизити діюче значення (*r.m.s.*) струму активного фільтра, а

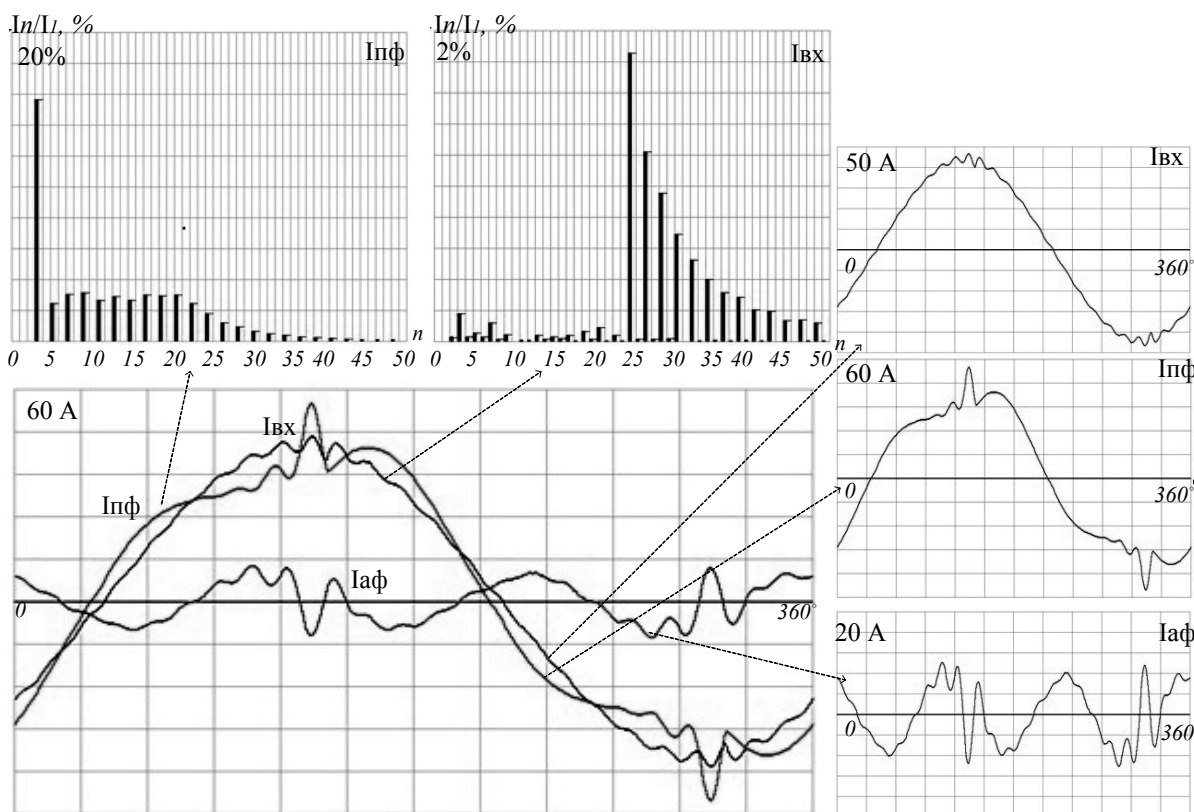


Рис. 3

отже, його масогабаритні показники і відповідно вартість, промодельюємо варіант гібриду, до складу якого включений раніше досліджений пасивний ЛМС-фільтр. На рис. 3 зображено епюри струму живлення пасивного фільтра  $In\phi$  з характерним комутаційним сплеском струму активного фільтра  $Ia\phi$ , який є в протифазі до  $In\phi$ . Сформований таким чином результуючий струм  $I_{\Sigma}$  є близьким до синусоїдального. Спектр такого струму до (масштаб 20 %) та після підключення АФ (масштаб 2 %, див. рис. 3) свідчить, що коефіцієнт гармонік струму знизився з 18,3 до 2,7 %, що є відмінним результатом. Водночас діюче значення струму активного фільтра вдалося знизити порівняно з використанням 3 % реактора з 23,3 А до 5,6 А, а амплітудне – з 48,8 до 10,1 А.

Предметом наступних досліджень має бути пошук оптимального співвідношення активної та пасивної частин однофазного гібридного фільтра з погляду подальшого покращення коефіцієнта потужності, масогабаритних та вартісних показників цих фільтрів.

**Висновки.** Моделювання показало, що підвищення якості електричної енергії найбільш ефективно досягається шляхом використання гібридних, а не виключно активних фільтрів. У варіанті 5, що забезпечує нормативні (і навіть кращі) показники THDi, досягнуто зменшення діючого значення струму активного фільтра в 4 рази, а амплітудного – у 5 разів за рахунок використання у функції ПФ ЛМС-фільтра замість 3 % реактора.

*Фінансується за держбюджетною темою: "Розробка електронного та електротехнічного обладнання для нової технології плавлення та обробки скла та гірських порід індукційними струмами середнього діапазону частот" (шифр «Розплав»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ Президії НАН України 05.07.2016 р., протокол № 11. Державний реєстраційний номер теми 0117U002584.*

1. IEC 61000-3-12:2011. Electromagnetic compatibility. Part 3-2: Limits.-Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current  $>16A$  and  $\leq 75A$  per phase. (дата звернення 10.09.2019).
2. 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.
3. Rashid Muhammad H.. Power Electronics Handbook. N.-Y. Academic Press. 2001. 876 p.
4. Губаревич В.Н., Маруня Ю.В. Однофазный широкополосный ЛМС-фильтр на входе выпрямителя с емкостной нагрузкой. *Вестник НТУ Харьковський політехнічний інститут*. 2015. Вип. 12 (1121). С. 398–401.
5. Levin M, Volkov I. Patent USA 2006/0197385b A1, Sep.7, 2006.
6. Волков И.В., Стяжкін В.П., Подейко П.П. Подавление гармоник тока питания мощных однофазных нагрузок. *Технічна електродинаміка*. 2019. Вип. 5. С. 36–49.
7. Волков И.В., Стяжкін В.П., Подейко П.П. Топология фильтрокомпенсирующих устройств для улучшения спектра входного тока источников питания в электротермических установках из производства базальтового супертонкого волокна. *Технічна електродинаміка*. 2018. Вип. 6. С. 85–88.
8. Волков И.В. Новая концепция построения силовых цепей частотно-регулируемых асинхронных электроприводов. *Технічна електродинаміка*. 1999. Вип. 4. С. 21–26.

УДК 621.314

## ОДНОФАЗНЫЙ ГИБРИДНЫЙ ФИЛЬТР НА ВХОДЕ ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ЕМКОСТНЫМ ФИЛЬТРОМ И АКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Ю.В. Маруня

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

*Рассмотрены способы улучшения качества электрической энергии однофазного мостового выпрямителя с емкостным фильтром и активной нагрузкой. Проведено математическое моделирование устройств фильтрации тока для такой установки и приведены их расчетные характеристики. Установлены преимущества использования гибридного фильтра, состоящего из активного фильтра и пассивного ЛМС-фильтра. Библиограф. 8, рис. 3, таблица.*

**Ключевые слова:** гибридный фильтр, реактивные элементы, активная нагрузка, емкость.

**SINGLE-PHASE HYBRID FILTER AT THE INPUT OF THE RECTIFIER WITH A CAPACITIVE FILTER AND ACTIVE LOAD**

**Yu.V. Marunya**

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

*Ways to improve the electrical energy quality of single-phase bridge rectifier with capacitive filter and active load are considered. Mathematical modeling of current filtration devices for such installation is performed and their calculation characteristics are given. The advantages of using a hybrid filter consisting of an active filter and a passive LMC filter have been established. References 8, figures 3, table.*

**Key words:** hybrid filter, reactive elements, active load, capacity.

1. IEC 61000-3-12: 2011. Electromagnetic compatibility. Part 3-2: Limits.-Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input currents  $> 16\text{A}$  and  $\leq 75\text{A}$  per phase. (accessed 10.09.2019).
2. Zharkin A.F., Palachev S.O., Novsky V.A. Regulatory regulation of voltage quality in electrical networks with sources of dispersed generation. Kyiv: Our format. 2018. 160 p.(Ukr)
3. Rashid Muhammad H.. Power Electronics Handbook. N.-Y. Academic Press. 2001. 876p.
4. Hubarevich V.N., Marunya Yu.V. Single-phase wideband LMC filter at the input of a rectifier with capacitive load. Vestnik NTU. *KhPI*. 2015. No 12 (1121) Pp. 398–401.(Rus)
5. Levin M., Volkov I.. US Patent 2006 / 0197385b A1, Sep 7, 2006.
6. Volkov I.V., Styazhkin V.P., Podayko P.P. Suppression of harmonics of current of supply of powerful single-phase loadings. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 36–49. (Rus)
7. Volkov I.V., Styazhkin V.P., Podayko P.P. Topology of filter compensating devices for improving the input current spectrum of power sources in electrothermal installations for the production of basalt superfine. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 6. Pp. 85–88. (Ukr)
8. Volkov I.V. New concept of construction of power circuits of frequency-controlled asynchronous electric drives. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 1999. No 4. Pp. 21–26. (Rus)

Надійшла 16.10.2019

Received 16.10.2019

УДК 621.314.5

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.016>

## СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ ПОСТІЙНИМ СТРУМОМ. ДИНАМІЧНА МОДЕЛЬ ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ЛІНІЙНОЮ КОМУТАЦІЄЮ

**В.В. Павловський\***, докт. техн. наук, **А.В. Приходько**

Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,  
e-mail: [loginlav90@gmail.com](mailto:loginlav90@gmail.com)

*Представлено короткий огляд, описано основні питання, що можуть бути вирішені в разі використання систем передачі постійного струму (HVDC). Виконано порівняння двох технологій систем HVDC – перетворювачі з лінійною комутацією на основі перетворювачів струму (Line Commutated Converter – LCC) та перетворювачі напруги (Voltage Source Converter – VSC). Проведено розрахунки ustalених режимів та перехідних процесів, що дали змогу оцінити поведінку моделі та провести аналіз головних параметрів системи передачі постійним струмом на основі перетворювача з лінійною комутацією в програмному забезпеченні DIGSILENT PowerFactory. Бібл. 11, рис. 4, таблиця.*

**Ключові слова:** передача електричної енергії, постійний струм, HVDC, LCC, VSC, PowerFactory.

**Вступ.** Останніми роками енергосистеми багатьох країн світу показали свою вразливість щодо поширення аварійних ситуацій. Так, майже в усіх міждержавних зв'язках в основі використовуються традиційні системи передачі змінним струмом. Тому дуже часто аварійне вимкнення однієї магістральної лінії електропередачі призводить до перевантаження інших ліній, що може викликати каскадне відключення електропостачання та масштабні системні аварії. Одним із прикладів такої ситуації є надзвичайна аварія, що сталася в 2019 році в Аргентині [1]. В 2003 році в енергосистемах США та Канади аварія призвела до знеструмлення споживачів сумарною потужністю більше 60 ГВт [2]. У 2003 році в Європі сталася ще одна аварія внаслідок перевантаження лінії, що з'єднує Італію з Швейцарією. Це найзначніший інцидент такого роду в світі за останні 70 років, у результаті якого 56 мільйонів мешканців Італії та Швейцарії залишалися знеструмленими протягом 12 годин [2].

ОЕС України має достатньо високу пропускну спроможність магістральних та міждержавних електричних мереж та з огляду на географічне розташування може стати не лише великим експортером електроенергії, але й надійним посередником між енергосистемами сусідніх держав. У свою чергу це потребує значного покращення керованості ОЕС України, адаптації чинних норм та стандартів до європейських вимог. Цього можна досягти за рахунок покращення технічного стану електростанцій та систем електропередачі і регулювання частоти та потужності відповідно до європейського рівня, що вимагає багато часу та коштів. Проте шляхом передачі електроенергії постійним струмом для міждержавних зв'язків (несинхронний зв'язок) можна уникнути вищевказаних проблем, які виникають при синхронному зв'язку ОЕС України із суміжними державами. Але, на жаль, сьогодні, на противагу іншим розвиненим країнам, ОЕС України не використовує технології передачі постійним струмом високої напруги (High Voltage Direct Current (HVDC)).

**Метою даної роботи** є аналіз існуючих систем HVDC у сусідніх енергосистемах та в світі в цілому; аналіз існуючих технологій виконання; проведення розрахунку ustalених режимів та перехідних процесів на тестовій моделі без прив'язки до електричної мережі для дослідження її поведінки з метою подальшого використання моделі для більш масштабного моделювання електричних режимів вже в моделі ОЕС України.

У світі все частіше постає питання посилення традиційних систем передач змінним струмом. Перше комерційне використання технології передачі постійного струму було здійснено в Швеції ще в 1954 році – була введена в експлуатацію уніполярна кабельна лінія потужністю 20 МВт, напругою 100 кВ та довжиною 98 км. Лінія з'єднувала острів Готланд з національною енергосистемою по дну Балтійського моря. Перша «Готландська лінія» успіш-

но пропрацювала 28 років. Замість неї в 1983 та 1987 роках на основі нових технологій було побудовано дві нові, більш потужні лінії. З цього моменту в усьому світі активно споруджуються та експлуатуються системи на основі передачі електричної енергії постійним струмом (більше 100 об'єктів). Бразилія, Китай, Індія та Європа (останні роки) найбільш активно розвиваються в цьому напрямку.

Під час використання системи HVDC електрична енергія з мережі змінного струму перетворюється в постійний струм через перетворювальну станцію (випрямляч). Далі передається повітряною або кабельною лінією (залежно від території проходження) на необхідну відстань, де знову перетворюється в змінний струм вже іншою перетворювальною станцією (інвертор) та передається в приймальну мережу змінного струму.

#### Використання системи HVDC спрямовано на вирішення таких питань:

- підвищення надійності в процесі використання систем HVDC паралельно сильно завантаженим лініям передачі змінного струму;
- забезпечення гнучкого контролю та управління потоками електричної енергії;
- передачі електроенергії на великі або дуже великі відстані (більше 600 км (рис. 1 [3]) – вони економічно більш вигідні порівняно зі звичайними лініями змінного струму);
- передачі електроенергії від потужних ГЕС та ТЕС до віддалених центрів електроспоживання. У такому разі втрати електроенергії під час її передавання будуть майже втричі менші порівняно з електропередачею змінного струму;
- запобігання поширенню аварійних ситуацій на великі території;
- забезпечення безперебійної роботи енергосистеми;
- відновлення нормального режиму роботи системи в разі його порушення;
- передачі електроенергії через водяні та інші перешкоди (наприклад, від офшорних вітрових електростанцій за допомогою підводних кабельних ліній протяжністю більше 50 км).
- об'єднання окремих енергосистем із різною частотою, зі збереженням можливості передачі потужності між ними та незалежного регулювання частоти.

#### Розрізняють такі технології систем HVDC:

- перетворювачі з лінійною комутацією на основі перетворювачів струму (Line Commutated Converter (LCC)), що є найбільш розповсюдженими нині. Для перетворення змінного струму в постійний використовуються тиристорні вентиля. Через споживання перетворювачами реактивної потужності зазвичай до складу станції входять джерела реактивної потужності – конденсатори, що суттєво підвищує вартість системи.
- перетворювачі напруги (Voltage Source Converter (VSC)) – це самокомутовані перетворювачі напруги на основі транзисторів (IGBT, GTO та ін.), що мають кращу керованість, але більшу вартість порівняно з попередніми. Останнім часом з розвитком технологій системи VSC HVDC набувають все більшої популярності. На відміну від тиристорних перетворювачів струму використання перетворювачів напруги дає змогу виконувати незалежне регулювання активної та реактивної потужності (без застосування додаткових джерел реактивної потужності). Перетворювачі напруги відрізняються високою швидкістю в динамічних режимах та в разі реверсу подачі потужності.

У таблиці представлено порівняння двох вищевказаних технологій [4–7]:

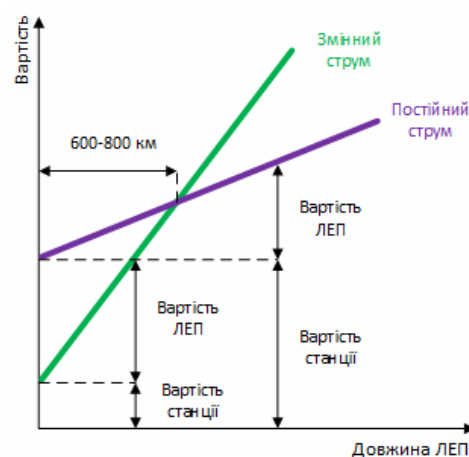


Рис. 1

<i>LCC HVDC</i>	<i>VSC HVDC</i>
Значні гармонічні спотворення напруги, необхідні фільтри компенсації гармонік	Незначні гармонічні спотворення напруги, фільтри гармонік не потрібні
Потребують в своєму складі засобів для компенсації реактивної потужності	Більш гнучке регулювання реактивної потужності

Через наявність фільтрів компенсації гармонік розміщуються на великій території	Складає 50–60 % від території, що необхідно для системи LCC HVDC
Менша вартість станції	Вартість на 10 – 15 % більша порівняно з вартістю станції LCC HVDC
Потік потужності змінюється за рахунок зміни полярності перетворювачів	Потік потужності змінюється за рахунок зміни напрямку струму
Регулювання активної потужності	Регулювання активної та реактивної потужностей
<b>Відмінність перетворювачів</b>	
Використовуються напівпровідники що дають змогу витримати напругу будь-якої полярності	Використовуються напівпровідники, які пропускають струм у будь-якому напрямку
Вихідна напруга може бути будь-якої полярності для зміни напрямку потоку потужності	Полярність вихідної напруги не змінюється
Напрямок струму не змінюється	Напрямок струму змінюється з метою зміни напрямку потоку потужності
Використовуються напівпровідники, що включаються під впливом керуючої дії	Використовуються напівпровідники, що включаються або виключаються під впливом керуючої дії
Виключення та “комутація” залежать від зовнішньої мережі	Виключення не залежить від зовнішньої мережі

**Модель перетворювача з лінійною комутацією.** Перша тестова модель системи LCC HVDC була запропонована ще в 1991 році [8]. Її застосовують для виконання досліджень з використанням різних програмних забезпечень [9, 10]. У рамках цієї роботи всі дослідження – розрахунки ustalених режимів та перехідних процесів – виконано в програмному забезпеченні PowerFactory, версія V2019 SP1 [3], яке дає змогу проводити розрахунки ustalених режимів, аналізу стійкості, гармонічного аналізу та іншого для мереж змінного струму, постійного та гібридних мереж (змінний та постійний струм). Тестова модель системи HVDC (рис. 2) – перетворювач з лінійною комутацією LCC HVDC створена компанією DiGSILENT, розробником програмного забезпечення PowerFactory.

Модель LCC HVDC напругою 500 кВ представлена уніполярною системою передачі постійного струму. у схемі один з виводів випрямляча заземлено, а інший з’єднано з повітряною лінією постійного струму протяжністю 500 км.

Перетворювальна станція представлена за допомогою дванадцятипульсного тиристорного перетворювача, утвореного двома шестимостовими тиристорними схеми (схема Ларіонова), виводи постійного струму яких з’єднані. Використання двох перетворювальних

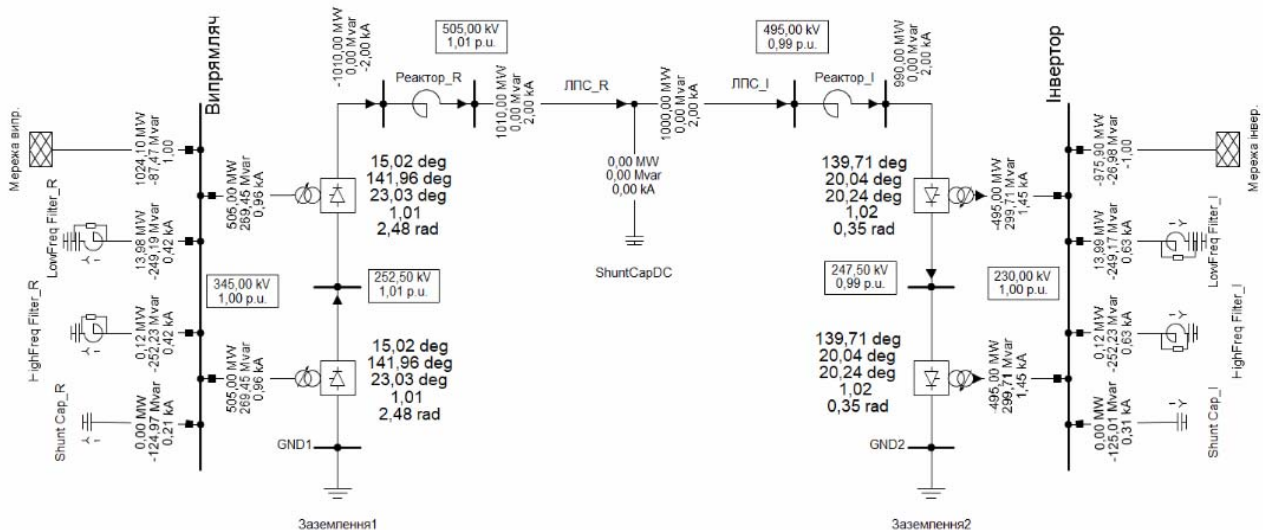


Рис. 2

трансформаторів з обох сторін забезпечує зсув фаз у 30 градусів між напругами змінного струму перетворювачів, тим самим покращуючи гармонічний склад напруги постійного струму.

У процесі перетворення змінного струму в постійний і навпаки перетворювач споживає реактивну потужність, тому з обох сторін (випрямної та інверторної станцій) встановлюються джерела реактивної потужності. З метою покращення форми кривої струму в лінії постійного струму з обох сторін встановлено згладжувальні реактори. Вхідні умови налаштування випрямляча та інвертора зображено на рис. 3 а, б відповідно.

**Firing Angle (alpha-)Control**

Control-Characteristic: I

Current Setpoint: 2, kA

Automatic Firing Angle Control

Actual Firing-Angle: 15, deg

Minimum Firing Angle: 10, deg

Maximum Firing Angle: 180, deg

Minimum Extinction Angle: 15, deg

---

**Converter Transformer**

Tap-Changer: alpha-control

Actual tap position (p.u.): 0,95 p.u.

Actual Firing-Angle: 15, deg

Commutation Reactance: 13,4445 Ohm

Phase Shift: 0, \*30deg

Relaxation Factor: 0,4

---

Setpoint for DC Load Flow

Power-Setpoint: 500, MW

**Firing Angle (alpha-)Control**

Control-Characteristic: Vdc

Voltage Setpoint: -0,99 p.u.

Automatic Firing Angle Control

Actual Firing-Angle: 15, deg

Minimum Firing Angle: 10, deg

Maximum Firing Angle: 180, deg

Minimum Extinction Angle: 10, deg

Consider minimum extinction angle (gammamin)

---

**Converter Transformer**

Tap-Changer: gamma-control

Actual tap position (p.u.): 0,95 p.u.

Extinction Angle (gamma) Setpoint: 20, deg

Commutation Reactance: 13,4445 Ohm

Phase Shift: 0, \*30deg

Relaxation Factor: 0,4

---

Setpoint for DC Load Flow

Power-Setpoint: 1, MW

**а**
**б**

Рис. 3

**Розрахунок усталеного режиму.** Проведено розрахунки усталеного режиму на основі методу Ньютона-Рафсона. У моделі система управління випрямляча налаштована на керування постійним струмом з уставкою 2 кА (current setpoint, рис. 3 а), система управління інвертора – на керування постійної напруги, уставка в моделі становить 0,99 в.о. (рис. 3 б). Окрім того, для кожного перетворювального трансформатора встановлено уставки РПН (actual tap position) з регулюванням кута запалювання (альфа) [9] для випрямляча та кута запирання (гамма) [9] для інвертора.

У результаті розрахунку усталеного режиму (рис. 2) визначено кут запалювання –  $15,02^\circ$  з боку випрямляча та кут запирання –  $20,04^\circ$  з боку інвертора. Перетік потужності за повітряною лінією постійного струму склав 1010 МВт. Також виконується компенсація реактивної потужності, що спожита перетворювачами на випрямній та інверторних станціях. Відповідно до [11] тиристорні перетворювачі споживають 40–60 % реактивної потужності від переданої активної потужності. З результатів, відображених на рис. 2, видно, що генерація реактивної потужності з боку випрямляча складає близько 540 МВАр, що становить майже 54 % переданої активної потужності, а з боку інвертора реактивна потужність складає близько 600 МВАр – 59 %.

Таким чином, результати розрахунків усталених режимів показують, що постійний струм на випрямлячі та напруга на інверторі підтримуються відповідно до заданих уставок, компенсація реактивної потужності виконується відповідно до [11]. Такі розрахунки підтверджують адекватну поведінку моделі LCC HVDC, зважаючи на розрахунок усталеного режиму.

**Розрахунок перехідного процесу.** У рамках цього аналізу системи передачі постійного струму LCC HVDC проведено моделювання електромагнітних перехідних процесів (ЕМПП), а саме – дослідження зміни потужності, що передається лінією постійного струму

в разі зміни (зменшення) уставки струму ((current setpoint) – рис. 3) на випрямлячі з 2 до 1,6 кА в момент 0,1 с. Моделювання ЕМПП виконано з кроком інтегрування 0,00005 с протягом 1 с. Результати моделювання зображено на рис. 4, де *a* – моделювання зміни уставки струму, *b* – зміна активної потужності лінією постійного струму.

Згідно з результатами моделювання зменшення уставки струму на 0,4 кА випрямляча призводить до відповідного зменшення значення потужності, що передається лінією постійного струму, більш ніж на 200 МВт: від 1010 приблизно до 800 МВт.

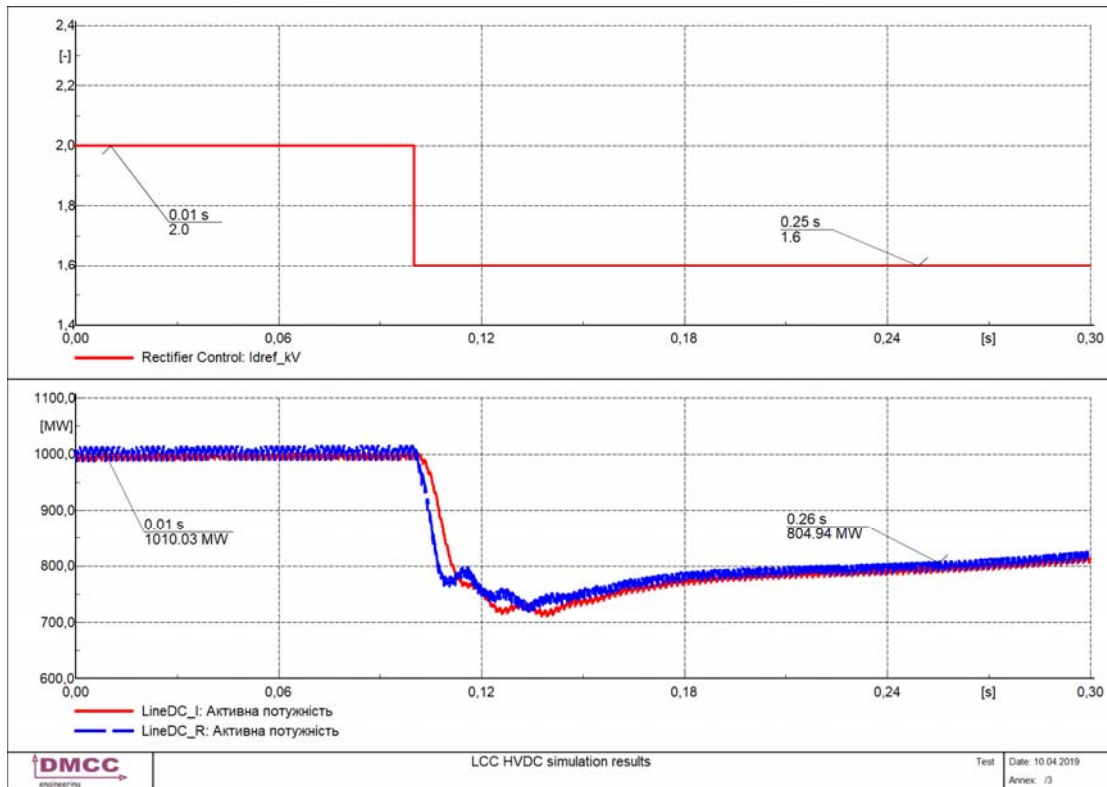


Рис. 4

**Висновки.** Використання систем передачі постійним струмом дає змогу підвищити надійність роботи електричної мережі, забезпечити гнучкий контроль та управління потоками електричної енергії, запобігає поширенню аварійних ситуацій та має багато інших переваг над системами передачі змінним струмом. У роботі розглянуто дві технології систем HVDC – перетворювачі з лінійною комутацією на основі перетворювачів струму (LCC HVDC) та перетворювачі напруги (VSC HVDC) – та проведено їхнє порівняння. Головними відмінностями між ними є відсутність фільтрів компенсації гармонік у системах VSC HVDC та більш гнучке регулювання реактивною потужністю. Так, у системах LCC HVDC потік потужності змінюється внаслідок зміни полярності перетворювачів, у системах VSC HVDC – внаслідок зміни напрямку струму.

Шляхом застосування програмного забезпечення PowerFactory для тестової моделі системи LCC HVDC проведено розрахунки ustalених режимів та перехідних процесів. Розрахунок ustalеного режиму показав, що постійний струм на випрямлячі та напруга на інверторі підтримуються відповідно до заданих уставок, виконується компенсація реактивної потужності, що підтверджує адекватну поведінку моделі. Дослідження електромагнітних перехідних процесів показали, що при зменшенні уставки струму випрямляча зменшується відповідно і потужність, що передається лінією постійного струму, що також свідчить про адекватність роботи моделі. Зазначені результати дають змогу перейти до більш масштабного моделювання електричних режимів енергосистеми з системами передачі електричної енергії постійним струмом.

Фінансується за держбюджетною темою «Розвиток теорії, розроблення методів інтелектуалізації технологічних процесів та засобів керування, моніторингу, діагностування і вимірювання в електроенергетичних та електротехнічних системах» (шифр: «Інтехен 2»), що виконується відповідно до постанови Президії НАН України від 18.12.2019 № 339 «Про затвердження розподілу бюджетного фінансування НАН України на 2020 рік». Державний реєстраційний номер 0120U002125.

1. Crippling blackout hits tens of millions in South America. URL: [www.cbsnews.com](http://www.cbsnews.com) (accessed 20.06.2019)
2. Andersson G., Donalek P., Farmer R., Hatziaargyriou N., Kamwa I., Kundur P., Martins N., Paserba J., Pourbeik P., Sanchez-Gasca J., Schulz R., Stankovic A., Taylor C., Vittal V. Causes of the 2003 major grid blackouts in North America and Europe, and recommended means to improve system dynamic performance. *IEEE Transactions on power systems* 2005. Vol. 20. No 4. Pp. 1922–1928.
3. DiGSILENT PowerFactory 2018. User Manual. URL: <https://www.digsilent.de> (accessed 07.03.2019)
4. Dr Radnya A Mukhedkar. Introduction to HVDC, LCC & VSC – Comparison, Alstom. URL: [https://sarienergy.org/oldsite/PageFiles/What\\_We\\_Do/activities/HVDC\\_Training/Presentations/Day\\_7/LCC\\_vs\\_VSC\\_ALSTOM.pdf3](https://sarienergy.org/oldsite/PageFiles/What_We_Do/activities/HVDC_Training/Presentations/Day_7/LCC_vs_VSC_ALSTOM.pdf3) (accessed 06.03.2019)
5. Dr RL Sellick, M Åkerberg. Comparison of HVDC Light (VSC) and HVDC Classic (LCC) Site Aspects, for a 500MW 400kV HVDC Transmission Scheme. *10th IET International Conference on AC and DC Power Transmission* (ACDC 2012). Birmingham, UK, 4–5 Dec. 2012. Pp. 1–6. DOI: [10.1049/cp.2012.1945](https://doi.org/10.1049/cp.2012.1945)
6. Lennart Carlson. High Voltage DC Lines (HVDC), ABB Review 3. 2005. Pp. 42–46.
7. João Jesus, Rui Castro, J.M. Ferreira de Jesus. HVDC Connection of Offshore Wind Parks: VSC vs LCC with STATCOM. *11th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*. Lisbon, Portugal, 17–19 Oct. 2011. Pp. 1–6. DOI: [10.1109/EPQU.2011.6128916](https://doi.org/10.1109/EPQU.2011.6128916)
8. Szechtman M., Wess T. and Thio C.V. A benchmark model for HVDC system studies. *International Conference on AC and DC Power Transmission*. London, 17–20 Sept. 1991. Pp. 374–378
9. Faruque M.O., Zhang Y., Dinavahi V. Detailed modeling of CIGRE HVDC benchmark system using PSCAD/EMTDC and PSB/SIMULINK. *IEEE Transactions on Power Delivery*. Volume 21. No 1. Jan. 2006. Pp. 378–387. DOI: [10.1109/TPWRD.2005.852376](https://doi.org/10.1109/TPWRD.2005.852376)
10. Do-Hoon Kwon, Hyeon-Jin Moon, Rae-Gyun Kim, Chan-Gi Kim, Seung-Ill Moon. Modeling of CIGRE Benchmark HVDC System Using PSS/E Compared with PSCAD. 2015. *5th International Youth Conference on Energy* (IYCE). Pisa, Italy, 27–30 May 2015. DOI: [10.1109/IYCE.2015.7180781](https://doi.org/10.1109/IYCE.2015.7180781)
11. Guo-Jie Li, Lie T.T., Yuan-Zhang Sun, Si-Ye Ruan, Ling Peng, Xiong Li. Applications of VSC-Based HVDC in Power System Stability Enhancement. Singapore, 29 Nov. 2 Dec. 2005. DOI: [10.1109/IPEC.2005.206937](https://doi.org/10.1109/IPEC.2005.206937)

## СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ. ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ЛИНЕЙНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

**В.В. Павловский**, докт. техн. наук, **А.В. Приходько**

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

В статье представлен краткий обзор, описаны основные вопросы, которые могут быть решены с помощью использования систем передачи постоянного тока (HVDC). Выполнено сравнение двух технологий систем HVDC – преобразователи с линейной коммутацией на основе преобразователей тока (Line Commutated Converter - LCC) и преобразователи напряжения (Voltage Source Converter - VSC). Выполнены расчеты установившихся режимов и переходных процессов, которые позволили оценить поведение модели и провести анализ основных характеристик системы передачи постоянным током на основе преобразователя с линейной коммутацией в программном обеспечении DiGSILENT PowerFactory. Библ. 11, рис. 4, таблица.

**Ключевые слова:** передача электрической энергии, постоянный ток, HVDC, LCC, VSC, PowerFactory.

## HIGH VOLTAGE DIRECT CURRENT SYSTEMS. DYNAMIC MODEL OF LINE COMMUTATED CONVERTER

**V.V. Pavlovskiy**, **A.V. Prykhodko**

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

A brief overview of HVDC transmission systems and the main issues that can be resolved with HVDC systems were described in this article. A comparison between two technologies HVDC systems - Line Commutated Converter (LCC) and Voltage Source Converter (VSC) was presented. Load flow and RMS simulation were calculated with the software DiGSILENT PowerFactory to evaluate the behavior of the model and to analyze the main characteristics of the HVDC system model with line commutated converter. References 11, figures 4, table.

**Key words:** electric power transmission, direct current, HVDC, LCC, VSC, PowerFactory.

Надійшла 03.01.2020

Received 03.01.2020

УДК 621.314.58

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.022>

## ЗБІЛЬШЕННЯ ШВИДКОДІЇ КОНТУРУ СЛІДКУВАННЯ ЗА НАПРУГОЮ НАКОПИЧУВАЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА ТРИФАЗНОГО ПАРАЛЕЛЬНОГО АКТИВНОГО ФІЛЬТРА

К.І. Денисенко, І.С. Кутрань, В.О. Лесик, Т.В. Мисак\*, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, Україна, 03057  
e-mail: kutran@gmail.com

*Розглядається керування трифазним паралельним активним фільтром, який інжектує компенсуючий струм до розподіленої мережі електропостачання, наслідком наявності нелінійного навантаження в якій є спотворення параметрів електроенергії. Фільтр складається з напівпровідникового інвертора напруги на повністю керованих ключах, ємнісного накопичувача та притлумлюючої RL-ланки. Проведено декомпозицію об'єкта дослідження за темпами рухів динамічної системи. Двовимірна поверхня ковзання є лінійною комбінацією компонентів двовимірних векторів похибки компенсаційного струму та першої похідної похибки цього струму. Для збільшення швидкодії процесу слідкування за постійною напругою накопичувального конденсатора ланки постійного струму використано модифікований алгоритм скручування, який забезпечує асимптотичну стійкість. Задля уникнення впливу збурення у вигляді гармонічних компонентів випрямленої напруги на параметри компенсуючого струму, контури керування постійної напруги та струму зв'язано з використанням фільтра Чебишева другого роду. Для підтвердження теоретичних припущень побудовано імітаційну модель та проаналізовано результати цифрових експериментів. Виконано порівняння запропонованої стратегії з традиційним ПІ-регулюванням за критеріями тривалості перехідного процесу та коефіцієнтом гармонічних спотворень у струмі, який споживається з мережі. Бібл. 24, рис. 5.*

**Ключові слова:** паралельний активний фільтр, ковзний режим, поверхня ковзання, компенсаційний струм, швидкодія.

**Вступ.** З початку 21-го століття в світі спостерігається значне зростання як кількості нелінійних навантажень, так і їх „якості” з точки зору генерування ними несинусоїдних струмів, які призводять до значного погіршення показників якості електроенергії в електроенергетичних системах. У першу чергу до таких „шкідників” слід віднести напівпровідникові перетворювачі різних видів. Вони стійко демонструють свої можливості з впливу на інші перетворювачі в цій самій мережі таким чином, що все частіше їхня групова робота стає неможливою саме внаслідок значного перевищення рівнів допустимих завад та спотворень як в локальних сегментах мереж, так і в глобальному масштабі. Окрім того, струми, які генеруються нелінійними навантаженнями, здійснюють дуже несприятливий вплив на майже будь-яке обладнання, під'єдане до цієї ж мережі, в першу чергу на косинусні конденсатори, трансформатори та двигуни змінного струму, спричиняючи додаткові втрати, перегрів та перевантаження. Більш високочастотні гармонічні складові несинусоїдних струмів здатні ефективно генерувати завади лініям зв'язку, розподіленим вимірювальним системам, медичному та науковому обладнанню [1–4].

Гармонічні викривлення в розподілених системах генерації та споживання можуть бути притлумлені за допомогою пасивної та активної фільтрації. Добре відомо, що пасивна фільтрація є досить ефективним засобом притлумлення, якщо динаміка генерування спотворень невелика, тобто у разі усталеного характеру процесів у мережі. Але пасивні фільтри погано пристосовані для боротьби зі спотвореннями, параметри яких змінюються стохастично і достатньо швидко. Тому їхня ефективність знижується одночасно зі зростанням кількості нелінійних навантажень класу „напівпровідниковий перетворювач”, до яких у першу чергу слід віднести діодні та тиристорні випрямлячі, тиристорні регулятори напруги, електроприводи постійного та змінного струмів, і навіть групові споживачі типу „офісні приміщення”, які наслідком різноманітної електронною технікою. Зростаюча кількість нелінійних навантажень, які підключаються до мережі споживача стохастично, інжектуючи струми спотворення нестабільного гармонічного складу, вимагає збільшення швидкості реакції фільтруючого обла-

днання на спотворення з такими характеристиками [1–4].

Паралельні активні фільтри (ПАФ) залишаються найбільш ефективним та дієвим технічним рішенням, спрямованим на нівелювання негативного впливу нестатичних нелінійних навантажень, наявних у мережі споживача, на показники якості електроенергії в цій мережі. До суттєвих переваг ПАФ у порівнянні з пасивними фільтрами слід віднести здатність не тільки боротися з гармоніками струму та можливість компенсації реактивних струмів, але й відсутність явищ резонансного характеру, які можуть виникати внаслідок роботи пасивних фільтрів. Задачам побудови керування ПАФ та їх окремим аспектам продовжує присвячуватись достатньо велика кількість публікацій [1, 5, 6]. Для керування силовими перетворювачами трифазних ПАФ у багатьох конфігураціях широко застосовуються системи керування (СК), побудовані з використанням як новітніх альтернативних методів, таких як фаззі-лджик, вейвлет або нейронно-мережових, так і майже класичних, як то просторово-векторна широтно-імпульсна модуляція (ШІМ), одно- та двотактне керування, ковзні режими [5, 6].

**Постановка задачі.** Силу схему електричну системи, яка складається з IGBT-інвертора з RL-фільтром на виході та накопичувальним конденсатором, лінійної мережі живлення обмеженої потужності й нелінійного навантаження, наведено на рис. 1, де прийняті такі позначення:  $L_{gi}$ ,  $L_{Li}$ ,  $L_{fi}$ ,  $R_{gi}$ ,  $R_{Li}$ ,  $R_{fi}$  ( $i=a,b,c$ ) – індуктивності та активні опори мережі живлення, нелінійного навантаження та фільтра відповідно;  $E_i$ ,  $U_{gi}$  – миттєві значення ЕРС та напруг мережі;  $I_{gi}$ ,  $I_{Li}$ ,  $I_{fi}$  – струми мережі, нелінійного навантаження та вихідний струм ПАФ;  $I_n$ ,  $I_d$  – струми в ланках постійного струму нелінійного навантаження та ПАФ;  $C_n$ ,  $C_{fc}$  – ємності в ланках постійного струму нелінійного навантаження та ПАФ;  $U_{dc}$  – постійна напруга на фільтровому конденсаторі ПАФ.

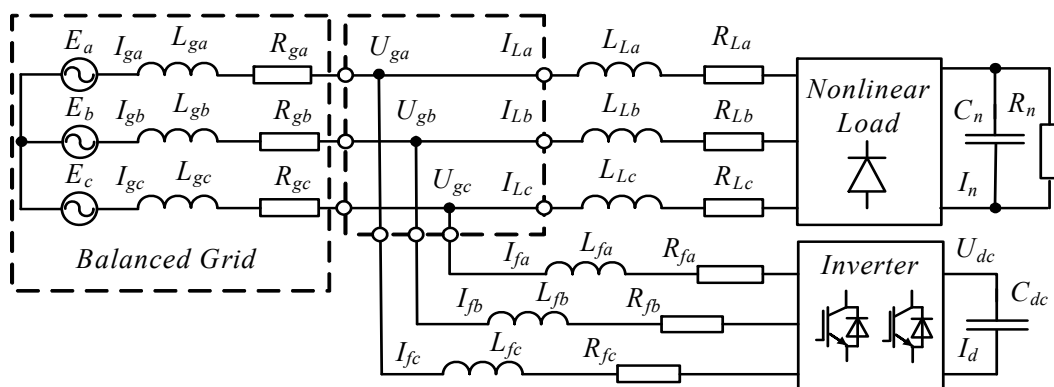


Рис. 1

При побудові СК ПАФ необхідно вирішувати такі задачі: генерування задання струму компенсації з бажаними параметрами; формування ПАФ-ом цього компенсаційного струму, який інжектуватиметься в мережу; підтримання такої величини  $U_{dc}$ , яка необхідна для формування струму [4].

Якщо вважати, що не всі змінні стану схеми на рис. 1 доступні для вимірювання, то в загальному випадку для конструювання системи керування (СК) ПАФ потрібно вимірювати в реальному часі залежно від обраної стратегії керування величини  $U_{gi}$ ,  $I_{gi}$ ,  $I_{Li}$ ,  $I_{fi}$ ,  $U_{dc}$ ,  $I_d$  та частоту мережі  $\omega$ , параметри навантаження та мережі живлення вважаються невідомими, а параметри  $R_f$ ,  $L_f$  та  $C_{dc}$  ПАФ – відомі. Тому такі СК можна віднести до класу комбінованих, керування в яких відбувається як за відхиленнями, так і за вимірюваними збуреннями. Блок-схема однієї з можливих структур такої СК ПАФ скалярного типу має загальний вигляд, який зображено на рис. 2, де прийнято такі позначення:  $abc \rightarrow \alpha\beta$  та  $\alpha\beta \rightarrow abc$  – ланки перетворення координат;  $abc \rightarrow \omega t$  – ланка визначення кутового розташування просторового вектора напруги  $U_g$ ; фільтр небажаних збурень у сигналі  $\Delta i_{ref}$  складової задання струму, а також показано регулятори струму та величини постійної напруги; релейні елементи з гістерезисною характеристикою, які формують сигнали IGBT-ключами інвертора.

Однією з вимог до контуру керування постійною напругою ланки, з якої формується амплітуда  $\Delta i_{ref}$  однієї зі складових сигналу задання струму, є мінімальний рівень (або повна

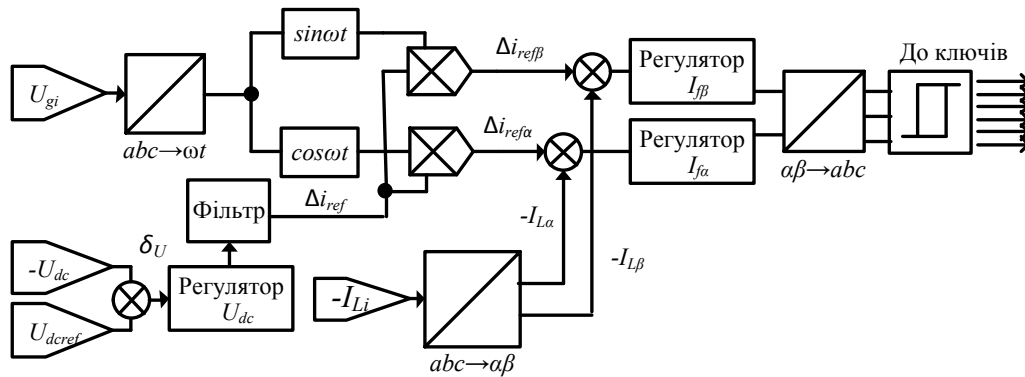


Рис. 2

відсутність) у цьому сигналі компонентів перехідних процесів, разом і гармонік фундаментальної частоти  $\omega$  (частоти мережі) [7]. Частково такі вимоги щодо підтримання  $U_{dc}$  можна задовольнити збільшенням ємності конденсатора  $C_{dc}$ . Проте значне збільшення ємності  $C_{dc}$  не є прийнятним шляхом, оскільки у цьому випадку значно зростають масогабаритні показники ПАФ. Вважається також, що ключовим параметром, за допомогою якого можна вплинути на розмах пульсації модуляційної складової напруги в точках приєднання ПАФ до мережі, є індуктивність  $RL$ -фільтра. Збільшення  $L_{fi}$  дозволяє зменшити величину відхилення, проте при цьому відповідно знижується номер найвищої гармоніки струмів нелінійного навантаження, які ПАФ здатен компенсувати. Окрім цього, сповільнюється швидкодія ПАФ, а досягнення компромісу не завжди є можливим або прийнятним з точки зору збільшення масогабаритних показників ПАФ.

Оскільки характеристики контуру керування напругою безпосередньо впливають на швидкість реакції ПАФ на стрибкоподібну зміну навантажень, то, окрім широко розповсюдженого ПІ-регулятора [8, 9], застосовуються й інші технічні рішення [5–7], переваги та недоліки яких відомі. Окрім традиційного контролера з гладеньким ПІ-регулятором напруги, застосовуються контролери з розривним керуванням [10, 11]. Застосування ковзного режиму першого порядку при відслідковуванні напруги на конденсаторі здатне збільшити швидкодію ПАФ [12]. Величина  $U_{dc}$  має бути достатньою для того, щоб умови існування ковзного режиму в контурі струму виконувались у всій робочій області системи живлення. На відміну від ідеальних умов, за яких вважається, що амплітуда  $U_{dc}$  змінюється доволі повільно, в реальних системах ця напруга не може бути ідеально згладженою, оскільки енергія з ємності  $C_{dc}$  використовується для компенсації спотворень від нелінійного навантаження та підтримки коефіцієнта потужності. Хоча в середньому похибка напруги  $\delta_U = U_{dcref} - U_{dc}$  в усталеному режимі є величиною незначною у порівнянні з  $U_{dcref}$ , у ній можуть мати місце збурення, обумовлені характером навантаження. Тому для притлумлення паразитних складових збурення, наявних у вихідному сигналі регулятора  $U_{dc}$ , у різних технічних рішеннях застосовуються додаткові інтегратори, одно- та дволанкові фільтри першого порядку, резонансні ланки або фільтри більш складної структури [13, 14], наявність яких враховується при імітаційному моделюванні та експериментальних дослідженнях.

**Мета** роботи полягає в побудові такої стратегії керування ПАФ, яка забезпечує підтримання одиничного коефіцієнта потужності та мінімізує вплив нелінійного навантаження на гармонічний склад струму, який споживається з мережі живлення, зберігаючи при цьому високу швидкодію та точність, притаманні системам керування, що розроблені з використанням методів теорії систем зі змінною структурою (ковзних режимів).

**Розв'язок.** Компенсуючі струми, які інjektуються ПАФ, можуть бути описані за допомогою системи диференціальних рівнянь (СДР) у системі координат  $\alpha$ - $\beta$ :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{f\alpha} \\ I_{f\beta} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} I_{f\alpha} \\ I_{f\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} U_{g\alpha} \\ U_{g\beta} \end{bmatrix} + \frac{U_{dc}}{L_f} \begin{bmatrix} u_{f\alpha} \\ u_{f\beta} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де  $I_{f\alpha, \beta}$  – компоненти двовимірного вектора компенсаційного струму;  $U_{g\alpha, \beta}$  – компоненти двовимірного вектора напруги мережі живлення;  $R_f = R_\alpha = R_\beta$ ,  $L_f = L_\alpha = L_\beta$  – активний опір та

індуктивність на виході інвертора ПАФ;  $u_{f\alpha,\beta}$  – компоненти двовимірного вектора керування, які внаслідок наявності ключового перетворювача природно є розривними.

Зважаючи на те, що миттєві величини струмів, наявні в індуктивностях фільтра, використовуються для утримання такого рівня постійної напруги  $U_{dc}$ , який дозволяє генерувати компенсаційні струми необхідної амплітуди, для ланки постійного струму ПАФ є справедливим рівняння

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} I_d = \frac{1}{C_{dc}} \begin{vmatrix} I_{f\alpha} \\ I_{f\beta} \end{vmatrix}^T \begin{vmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{vmatrix}, \quad (2)$$

де  $u_{c\alpha,\beta}$  – компоненти двовимірного вектора керування, які не тотожні  $u_{f\alpha,\beta}$  з (1).

Оскільки фазові швидкості в СДР (1) та (2) істотно відрізняються, при синтезі керування можна вдатись до принципу декомпозиції рухів [15, 16] з використанням природних властивостей об'єкта, в т.ч. за допомогою розривного керування [16]. В основі такого підходу лежить розділення вектора змінних стану на групи компонентів та послідовне їхнє використання в якості керуючих впливів. Задачу прямої компенсації збурень внаслідок наявності нелінійного навантаження виконує контур слідкування за струмом з керуванням  $u_{f\alpha,\beta}$ , а задачу підтримання умов існування ковзного режиму в СДР (1) виконує керування  $u_{c\alpha,\beta}$ .

**Синтез регулятора напруги.** Зарадити проблемі, яка виникає внаслідок суперпозиції в змінній  $I_d$  компенсуючого струму та струму заряду накопичувального конденсатора, може підхід, який використано в [17] для регенеративного випрямляча. Цей підхід полягає в ініціюванні ковзного режиму другого порядку для стабілізації  $U_{dc}$  шляхом введення алгоритмів «скручування» або «подвійного скручування» (в англійській літературі вони отримали назви Twisted та Super Twisted Algorithms, скорочено STA [18–20] або STW).

Задля збільшення швидкодії базового варіанта регулятора з алгоритмом подвійного скручування [18, 21] доповнимо його доданком  $-\eta \cdot \delta_U$ . Модифікований таким чином алгоритм матиме вигляд

$$\Delta i_{ref} = -\lambda |\delta_U|^{1/2} \text{sign}(\delta_U) + v - \eta \delta_U; \quad \frac{dv}{dt} = -\alpha \text{sign}(\delta_U), \quad (3)$$

і за виконання умов  $|\Delta i_{ref}| \leq \gamma$ ,  $1 + \gamma_1 < \gamma$ ,  $\eta \cdot |\delta_U| \leq \gamma_1$  та  $\eta, \gamma > 0$  забезпечує асимптотичну стійкість у метриці похибки  $|\delta_U| + |d\delta_U/dt|$  ковзного режиму другого порядку [21].

**Синтез регулятора струму.** Оскільки від характеристик керування струмом значною мірою залежить загальна ефективність роботи ПАФ, то існує досить велика кількість технічних рішень [22], переваги та недоліки яких відомі. Вибір тієї чи іншої стратегії керування контуром струму буде обумовлений пріоритетністю вимог до характеристик ПАФ. Примусове введення ковзного режиму здатне забезпечити високу швидкодію [23] при слідкуванні за компенсаційним струмом, тому введемо двовимірний вектор його похибки звичним чином  $\delta_{\alpha,\beta} = I_{fref\alpha,\beta} - I_{f\alpha,\beta}$ ,  $I_{fref\alpha,\beta}$  – задання двохкоординатного вектора компенсаційного струму ПАФ. Хоча в системі з одноланковим  $RL$ -фільтром можна забезпечити бажаний характер руху зображуючої точки за рахунок ковзних режимів першого порядку, використовуючи лише відхилення вихідної координати [23], вважається, що більш складна поверхня ковзання здатна поліпшити характеристики контуру струму. Враховуючи це припущення, вираз для двовимірної поверхні ковзання в підпросторі похибок можна записати в системі координат  $\alpha$ - $\beta$  у вигляді лінійної комбінації похибки та її похідної

$$S_{\alpha,\beta} = \delta_{\alpha,\beta} + \tau_1 \dot{\delta}_{\alpha,\beta}, \quad (4)$$

де  $\tau_1$  – стала, яка визначає бажану швидкодію реакції на збурення та точність відпрацювання.

Оскільки бажаний вектор компенсаційного струму можна визначити як

$$\begin{vmatrix} I_{fref\alpha} \\ I_{fref\beta} \end{vmatrix}^T = \begin{bmatrix} \Delta i_{ref} \cos \omega t - I_{L\alpha} \\ \Delta i_{ref} \sin \omega t - I_{L\beta} \end{bmatrix}^T,$$

де  $\Delta i_{ref}$  – амплітуда задання струму, за рахунок якої формується  $U_{dc}$  таке, що  $|U_{dc}| > 3/2 \cdot \text{sup}|U_g|$ ;  $\omega$  – кругова частота мережі, з урахуванням принципу декомпозиції за темпами рухів у системі, якщо припустити, що  $U_{dc}$  змінюється набагато повільніше, ніж  $I_f$ , можна виключити похідні компонент задання з формули (4), що дасть можливість записати:

$$S_\alpha = \delta_\alpha - \tau_1 (\omega \Delta i_\beta - \dot{I}_{L\alpha}); \quad S_\beta = \delta_\beta + \tau_1 (\omega \Delta i_\alpha + \dot{I}_{L\beta}), \quad (5)$$

де  $\Delta i_\alpha = \Delta i_{ref} \cos \omega t$ ,  $\Delta i_\beta = \Delta i_{ref} \sin \omega t$  відповідно.

У електричній схемі (рис. 1) немає можливості безпосереднього вимірювання компонент  $\dot{I}_{L\alpha, \beta}$ , а ідеальна операція взяття похідної щодо сигналів струму не може бути реалізована фізично [24], тому, щоб не переходити до дискретних систем, використовують наближені формули, найпростіший вигляд однієї з яких на інтервалах неперервності можна описати таким рівнянням:

$$\frac{d}{dt} I_{L\alpha, \beta} \approx \frac{\tau_2}{\tau_1} \left( 1 + \tau_2 \int I_{L\alpha, \beta} dt \right)^{-1}, \quad (6)$$

де  $\tau_2 \gg \tau_1 > 0$  – константа, яку в  $\varepsilon$ -околі точки розриву слід замінити сталою  $\tau_2/\varepsilon$ ,  $\tau_1 > \varepsilon > 0$ .

Після цього застосуємо стратегію прямого керування [13], яка передбачає вимірювання та використання  $I_{L\alpha, \beta}$  замість  $I_{g\alpha, \beta}$  і перепишемо (1) з урахуванням переходу до струму мережі  $I_{g\alpha, \beta} = I_{L\alpha, \beta} - I_{f\alpha, \beta}$  у векторно-матричному вигляді

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{g\alpha} \\ I_{g\beta} \end{bmatrix} = a_{31} \begin{bmatrix} I_{g\alpha} \\ I_{g\beta} \end{bmatrix} + a_{32} \begin{bmatrix} F_\alpha(t) \\ F_\beta(t) \end{bmatrix} + |u_f|, \quad (7)$$

де  $a_{31} = -(R_f + R_g)/(L_f + L_g)$ ,  $a_{32} = 1/(L_f + L_g)$ ,  $F_{\alpha\beta}(t) = (E_{g\alpha, \beta} + R_f I_{L\alpha, \beta} + L_f \dot{I}_{L\alpha, \beta})$  – збурення, яке є обмеженим,  $u_f = -a_{32} U_{dc} [\text{sign}(S_\alpha), \text{sign}(S_\beta)]^T$ .

У результаті отримуємо рівняння виду

$$S_\alpha = \delta_\alpha - \tau_1 \left( \omega_2 \Delta i_\beta - \frac{\tau_2}{\tau_1} \left( 1 + \tau_2 \int I_{L\alpha} dt \right)^{-1} \right); \quad S_\beta = \delta_\beta + \tau_1 \left( \omega_2 \Delta i_\alpha + \frac{\tau_2}{\tau_1} \left( 1 + \tau_2 \int I_{L\beta} dt \right)^{-1} \right), \quad (8)$$

що дає можливість використання поверхні ковзання (8) замість (5) та дає змогу уникнути застосування операції прямого обчислення похідної, яка в ідеалі не може бути реалізована фізично [24], а для програмної реалізації навіть сучасними цифровими сигнальними процесорами є вкрай „неприємною”.

**Результати моделювання.** Оскільки синтез регуляторів проводиться за припущень ідеальності СК та силової схеми, необхідна перевірка належного функціонування системи за умов, які враховують динамічні неідеальності. Для цього розроблено імітаційну модель системи з ПАФ, на якій проведено цифрове імітаційне моделювання. На рис. 3–5 наведено приклади результатів цифрового моделювання для таких параметрів силової частини системи:

- трифазна мережа живлення напругою  $U_\phi = 230\text{В}$  та частотою 50 Гц, індуктивність та активний опір якої обчислюються, виходячи зі струмів КЗ  $I_{кз} = 2\text{кА}$  та  $\cos\varphi_{кз} = 0.1$ ;
- задання напруги  $U_{dcref} = 690\text{В}$  з допустимою похибкою  $|\delta_U| \leq \gamma_U = 0.1$ ;
- ємність конденсатора обчислюється, виходячи з величин номінального нелінійного навантаження, або береться серійною  $C_{dc} = 3300\text{мкФ}$ ;
- вихідний фільтр з дроселем, падіння напруги на якому не перевищує 8 % (50 Гц) та номінальним струмом 32А (індуктивністю  $L = 1.8\text{мГн}$  та опором  $R = 0.06\text{Ом}$ );
- параметри лінійного  $RL$ -навантаження вираховуються, виходячи з заданих величин повної потужності 10 кВА на номінальній напрузі та частоті мережі з  $\cos\varphi = 0.5$ , і дорівнюють  $R = 31.74\text{Ом}$ ,  $L = 5.85\text{мГн}$ ;
- параметри активного  $R$ -навантаження вираховуються, виходячи з заданих величин повної потужності 10 кВА, на номінальній напрузі дорівнюють  $R = 14.49\text{Ом}$ ;
- параметри нелінійного навантаження відповідають ПЧ DANFOSS з  $P_{nom} = 7.5\text{кВт}$ ;
- коефіцієнт несиметрії  $U_n/U_p \ll 0.1$ .

Параметри СК та налаштування коефіцієнтів регуляторів:

- $\lambda = \sqrt{2}$ ,  $\alpha = \sqrt{2}/C_{dc}$ ,  $\tau_2 = 48\omega$ ,  $\tau_1 = 1/36/\omega$ ;
- фільтр Чебишева II-роду з частотами  $\omega_1 = 5\omega$ ,  $\omega_2 = 7\omega$  та атенуацією -40дБ на частоті  $6\omega$ .

Для порівняння наведено результати для традиційного ПІ-регулятора з налаштуваннями, які наближають процес до аперіодичного  $\omega C_{dc}$ ,  $C_{dc}/4\omega^2$ , пропорційної та інтегральної частини відповідно.

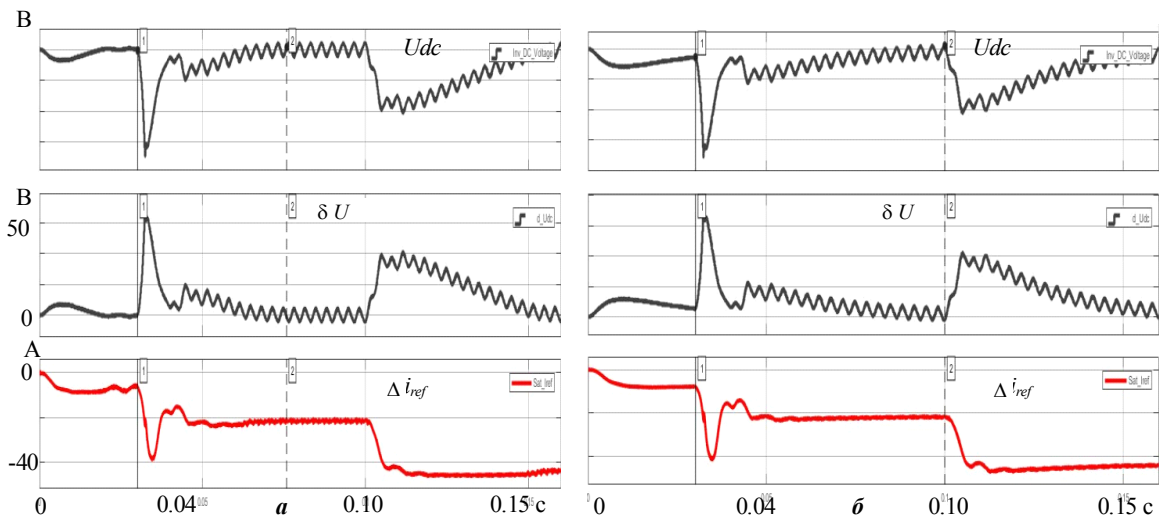


Рис. 3

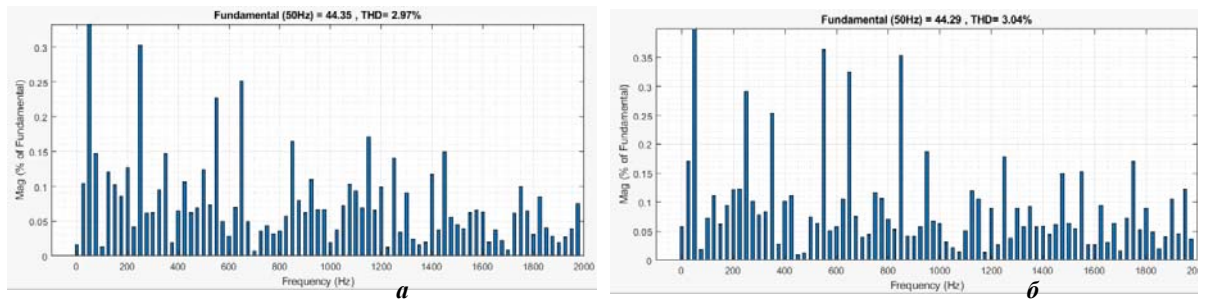


Рис. 4

На рис. 3 *a* наведено графіки напруги  $U_{dc}$ , похибки напруги  $\delta U$ , сигнал виходу регулятора  $\Delta i_{ref}$  з керуванням (4) на трьох інтервалах:  $[0, 0.03]$  с – лінійне  $RL$ -навантаження, на інтервалі  $[0.03, 0.11]$  с – вмикається нелінійне навантаження, а на  $[0.11, 0.16]$  с до них додається активне  $R$ -навантаження. На рис. 3 *б* графіки для тих самих змінних для СК з традиційним ПІ-регулятором. У обох випадках слідкування за струмом відбувається з використанням поверхонь ковзання (8). На рис. 3 в напрузі  $U_{dc}$  помітні паразитні гармонічні складові з частотою  $6\omega$ , які вже відсутні на виході регулятора (сигнал  $\Delta i_{ref}$ ).

Дослідження за допомогою імітаційної моделі підтвердили, що СК з асимптотичним алгоритмом скручування показує більшу швидкість, ніж традиційний ПІ-регулятор.

На рис. 4 наведено спектральний склад струму мережі після завершення перехідного процесу при роботі традиційного ПІ-регулятора (*a*) та запропонованого керування (5) (*б*) у випадку комбінованого навантаження (нелінійне та лінійне  $RL$ -навантаження).

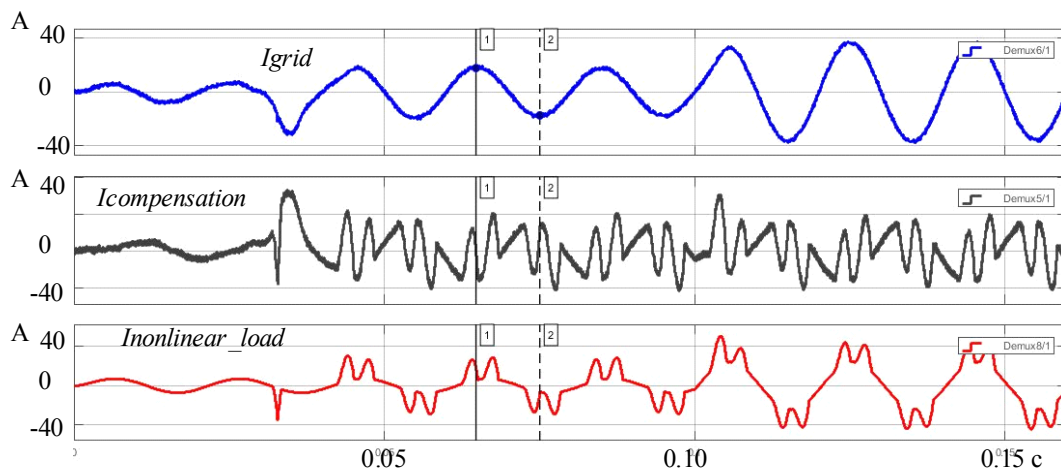


Рис. 5

На рис. 5 наведено отримані графіки струму мережі, компенсаційного струму та струму нелінійного навантаження для запропонованого керування (5) та ковзного режиму в контурі струму з поверхнями ковзання (8).

Збільшення швидкодії ПАФ на майже 40 % призвело до збільшення THD на величину 0.07 %, проте знизило амплітуди 5-ї та 7-ї гармонік у порівнянні з ПІ-регулятором, змістивши максимум у бік 11-ї та 17-ї.

**Висновки.** Підтверджено теоретичне припущення, що примусове введення в систему керування ПАФ ковзного режиму здатне підвищити швидкодію порівняно з регуляторами, які мають гладеньку характеристику. Показано можливість реалізації стратегії слідкування за компенсаційним струмом, в якій для обчислення поверхні ковзання використовується похибка струму та її похідна, визначена за спрощеною формулою. Використання фільтра Чебишева другого роду мінімізувало вплив наявних у реальній системі паразитних гармонічних складових фундаментальної частоти в напрузі на накопичувальному конденсаторі на задання та формування компенсаційного струму. Показано, що застосування алгоритму асимптотичного скручування на базі ковзного режиму другого порядку в контурі слідкування за напругою не генерує неочікуваних коливальних процесів, властивих регуляторам з ковзними режимами першого порядку.

*Робота фінансувалась за рахунок цільової програми наукових досліджень НАН України на тему «Інтелектуальна екологічно безпечна енергетика з традиційними та відновлюваними джерелами енергії» (шифр «Нова енергетика»), що виконується за розпорядженням Президії НАН України від 24.04.2019 № 277. Дог. № Н.Е.3.2-19/196-19 від 02 травня 2019 року. Державний реєстраційний номер роботи 0119U001628.*

1. Akagi, H. Modern active filters and traditional passive filters. BULLETIN OF THE POLISH ACADEMY OF SCIENCES TECHNICAL SCIENCES. 2006, Vol. 54, No. 3. Pp.255-269. [http://bluebox.ippt.pan.pl/~bulletin/\(54-3\)255.pdf](http://bluebox.ippt.pan.pl/~bulletin/(54-3)255.pdf)
2. Михальський В.М. Засоби підвищення якості електроенергії на вході та виході перетворювачів частоти та напруги з широтно-імпульсною модуляцією. Київ, Інститут електродинаміки НАН України, 2013. 340 с.
3. Luis Morán, Juan Dixon, Ch.41 - Active Filters, Power Electronics Handbook (Third Edition), Butterworth-Heinemann, 2011. Pp. 1193–1228. DOI:[10.1016/B978-0-12-382036-5.00041-0](https://doi.org/10.1016/B978-0-12-382036-5.00041-0).
4. Singh B., Chandra A., Al-Haddad K. Power Quality Problems and Mitigation Techniques. 2015. 582 p. DOI:[10.1002/9781118922064](https://doi.org/10.1002/9781118922064).
5. Zhang S., Li D., Wang X. Control Techniques for Active Power Filters, 2010 International Conference on Electrical and Control Engineering, Wuhan, 2010. Pp. 3493–3498. DOI:[10.1109/iCECE.2010.850](https://doi.org/10.1109/iCECE.2010.850).
6. Nirmale S.S., Mahaddalkar S. Review of Control Strategies for Active Power Filters. Int. Journ. of Inn. Res. in Electrical, Electronics, Instr. and Cont. Eng. NCAEE 2017 National Conf. on Advances in El. Eng. NMAM Institute of Technology, Nitte. April 2017. Vol. 5, Sp. Iss. 2. Pp. 12–16. DOI:[10.17148/IJREEICE/NCAEE.2017.03](https://doi.org/10.17148/IJREEICE/NCAEE.2017.03).
7. Boum A.T., Djidjio Keubeng G.B., Bitjoka L. Sliding mode control of a three-phase parallel active filter based on a two-level voltage converter, Systems Science & Control Engineering, 2017. Vol. 5. Iss. 1. Pp. 535–543. DOI:[10.1080/21642583.2017.1405372](https://doi.org/10.1080/21642583.2017.1405372).
8. Gadgune S., Karvekar S., Patil D. Implementation of shunt active power filter using sliding mode controller. 2014. DOI:[10.1109/ICCPCT.2014.7054756](https://doi.org/10.1109/ICCPCT.2014.7054756).
9. Wang Yu, Xie Yun-Xiang, Liu Xiang. Analysis and Design of DC-link Voltage Controller in Shunt Active Power Filter. Journal of Power Electronics. May, 2015. No 3. DOI:[10.6113/JPE.2015.15.3.763](https://doi.org/10.6113/JPE.2015.15.3.763).
10. Kushal B., Seema D. A Novel DC-Link Voltage Control Strategy for Shunt Active Power Filters using Sliding Mode Controller. International Journal of Industrial Electronics and Electrical Engineering, Sep. 2018, Vol. 6, Iss. 9.
11. Benchouia M. T., Ghabane I., Golea A., Srairi K., and Benbouzid M. H. Design and Implementation of Sliding Mode and PI Controllers Based Control for Three Phase Shunt Active Power Filter. In Energy Procedia. 2014. Elsevier Ltd. 50:504–11. DOI:[10.1016/j.egypro.2014.06.061](https://doi.org/10.1016/j.egypro.2014.06.061).
12. Rajesh P., Kamalakanta M., Ratnam K.V. Real time implementation of sliding mode based direct and indirect current control techniques for shunt active power filter. WSEAS Transactions on Systems and Control. 2015. Vol. 10. Pp. 186–197.
13. Fei J., Li T., Zhang S. Indirect current control of active power filter using novel sliding mode controller. IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Kyoto, 2012. Pp. 1–6. DOI:[10.1109/COMPEL.2012.6251726](https://doi.org/10.1109/COMPEL.2012.6251726).
14. Teodorescu M., Ștefan D., Stanciu, Radoi C., Rosu S. G. Implementation of a three-phase active power filter with sliding mode control. Proc. of 2012 IEEE Int. Conf. on Automation, Quality and Testing, Robotics, 2012. Pp. 9–13.
15. Юркевич В.Д. Синтез нелинейных систем с ШИМ в канале управления на основе метода разделения

- движений. Доклады ТУСУР. 2012. №1-1 (25). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sintez-nelineynyh-sistem-s-shim-v-kanale-upravleniya-na-osnove-metoda-razdeleniya-dvizheniy> (дата звернення: 24.01.2020).
16. Дракунов С.В., Изосимов Д.Б., Лукьянов А.Г., Уткин В.А., Уткин В.И. Принцип блочного управления. *Автоматика и телемеханика*. 1990. № 5. С. 38–47. *Autom. Remote Control*, 51:5. 1990. Pp. 601–608. URL: <https://www.mathnet.ru/links/bd8f096b2b67d10c1b9adb7fab6efe6/at5365.pdf>
  17. Wensheng L., Vazquez Sergio, Liu J., Wu L., Franquelo L. Second-order sliding mode control of power converters using different disturbance observers for DC-link voltage regulation. 2017. Pp. 8685–8690. DOI:[10.1109/IECON.2017.8217526](https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8217526).
  18. Arie Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control, *International Journal of Control*, 58:6, 1993. Pp. 1247–1263. DOI:[10.1080/00207179308923053](https://doi.org/10.1080/00207179308923053).
  19. Shtessel Y., Taleb M., Plestan F. A novel adaptive-gain supertwisting sliding mode controller: Methodology and application. *Automatica*. 48. 2012. Pp.759–769. DOI:[10.1016/j.automatica.2012.02.024](https://doi.org/10.1016/j.automatica.2012.02.024).
  20. Kamal S., Chalanga A., Moreno J., Fridman L., Bandyopadhyay B. (2014). Higher Order Super-Twisting Algorithm. DOI:[10.1109/VSS.2014.6881129](https://doi.org/10.1109/VSS.2014.6881129).
  21. Емельянов С.В., Коровин С.К., Левантовский Л.В. Новый класс алгоритмов скольжения второго порядка. *Математическое моделирование*. 1990. Т.2, No 3. С. 89–100. URL: <http://mi.mathnet.ru/eng/mm2344>.
  22. Papan Dey, Saad Mekhilef. Current Controllers of Active Power Filter for Power Quality Improvement: A Technical Analysis *AУТОМАТИКА* 56, 2015. Vol. 1. Pp. 42–54. DOI:[10.7305/automatika.2015.04.572](https://doi.org/10.7305/automatika.2015.04.572).
  23. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. Москва: Наука, 1981. 368 с.
  24. Емельянов С.В., Коровин С.К. Новые типы обратной связи: Управление при неопределенности. Москва: Наука. Физматлит, 1997. 352 с.

УДК 621.314.58

#### **УВЕЛИЧЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ КОНТУРА ОТСЛЕЖИВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ НАКОПИТЕЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА ТРЕХФАЗНОГО ПАРАЛЛЕЛЬНОГО АКТИВНОГО ФИЛЬТРА**

**К.І. Денисенко, І.С. Кутрань, В.О. Лесик, Т.В. Мысак**, канд. техн. наук

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

*Рассматривается управление трехфазным параллельным активным фильтром, который инжектирует компенсационный ток в сеть потребителя, имеющей искажения параметров электроэнергии вследствие наличия нелинейной нагрузки. Фильтр состоит из полупроводникового инвертора напряжения, емкостного накопителя и однозвенного RL-фильтра. Проведена декомпозиция объекта исследования по темпам движений динамической системы. Двумерная поверхность скольжения является линейной комбинацией компонентов двумерных векторов погрешности тока RL-фильтра и двумерной переменной, полученной путем введения в систему скользящего режима второго порядка, при возникновении которого эта переменная становится эквивалентом первой производной погрешности тока. Для стабилизации постоянного напряжения накопителя использован модифицированный алгоритм скручивания, обеспечивающий асимптотическую устойчивость. Во избежание влияния возмущений в виде гармонических компонентов выпрямленного напряжения на параметры компенсирующего тока контуры управления постоянного напряжения и тока связаны между собой с использованием фильтра Чебышева второго рода. Для подтверждения теоретических выводов построена имитационная модель и проанализированы результаты цифровых экспериментов. Выполнено сравнение предложенной стратегии с традиционным ПИ-регулированием по критериям продолжительности переходного процесса и коэффициента гармонических искажений в токе, который потребляется из сети. Библ. 24, рис. 5.*

**Ключевые слова:** параллельный активный фильтр, скользящий режим, поверхность скольжения, компенсационный ток, декомпозиция движений, быстродействие.

#### **INCREASING THE SPEED OF THE TRACKING VOLTAGE CIRCUIT OF A THREE-PHASE PARALLEL ACTIVE POWER FILTER STORAGE CAPACITOR**

**K.I. Denisenko, I.S. Kutran, V.O. Lesyk, T.V. Mysak**

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

*It's consider the control of a three-phase parallel active filter, which injects a compensating current into the distributed power supply network, due to the presence of a nonlinear load in which there is a distortion of the power parameters. This filter consists of the semiconductor voltage inverter on fully controlled switches, the capacitive storage and the RL-filter. The decomposition of the object of study according to the rates of motion of the dynamic system was performed. The two-dimensional sliding surface is a linear combination of the components of the two-dimensional compensation current error vectors and the first derivative error of this current. To increase the performance of the DC voltage forming process, the modified twisting algorithm to provide asymptotic stability was used. In order to avoid the effect of disturbance in the form of harmonic components of the rectified voltage on the compensating current parameters, the DC voltage and AC current control circuits using a second-mode Chebyshev filter are connected. To confirm the theoretical assumptions, a simulation model was constructed and the results of digital experiments were analyzed. The com-*

parison of the proposed strategy with the traditional PI-regulation by the criteria of the duration of the transition process and the harmonic distortion coefficient in the current consumed by the network is made. References 24, figures 5.

**Key words:** Shunt active power filter, sliding mode, compensating current, sliding manifold, movies decomposition.

1. Akagi, H. Modern active filters and traditional passive filters. BULLETIN OF THE POLISH ACADEMY OF SCIENCES TECHNICAL SCIENCES. 2006, Vol. 54, No. 3. Pp. 255–269. [http://bluebox.ippt.pan.pl/~bulletin/\(54-3\)255.pdf](http://bluebox.ippt.pan.pl/~bulletin/(54-3)255.pdf)
2. Mykhalskiy V.M. Means for improving the quality of electricity at inputs and outputs of frequency and voltage converters with PWM. Kyiv, Instytut elektrodynamiky NAN Ukrayiny, 2013. 340 s.
3. Luis Morán, Juan Dixon, Ch.41 - Active Filters, Power Electronics Handbook (Third Edition), Butterworth-Heinemann, 2011. Pp. 1193–1228. DOI: [10.1016/B978-0-12-382036-5.00041-0](https://doi.org/10.1016/B978-0-12-382036-5.00041-0).
4. Singh B., Chandra A., Al-Haddad K. Power Quality Problems and Mitigation Techniques. 2015. 582 p. DOI: [10.1002/9781118922064](https://doi.org/10.1002/9781118922064).
5. Zhang S., Li D., Wang X. Control Techniques for Active Power Filters, 2010 International Conference on Electrical and Control Engineering, Wuhan, 2010. Pp. 3493–3498. DOI: [10.1109/ICECE.2010.850](https://doi.org/10.1109/ICECE.2010.850).
6. Nirmale S.S., Mahaddakar S. Review of Control Strategies for Active Power Filters. *Int. Journ. of Inn. Res. in Electrical, Electronics, Instr. and Cont. Eng.* NCAEE 2017 National Conf. on *Advances in El. Eng.* NMAM Institute of Technology, Nitte. April 2017. Vol. 5, Sp. Iss. 2. Pp. 12–16. DOI: [10.17148/IJIREEICE/NCAEE.2017.03](https://doi.org/10.17148/IJIREEICE/NCAEE.2017.03).
7. Boum A.T., Djidjio Keubeng G.B., Bitjoka L. Sliding mode control of a three-phase parallel active filter based on a two-level voltage converter, *Systems Science & Control Engineering*, 2017. Vol. 5, Iss. 1. Pp. 535–543. DOI: [10.1080/21642583.2017.1405372](https://doi.org/10.1080/21642583.2017.1405372).
8. Gadgune S., Karvekar S., Patil D. Implementation of shunt active power filter using sliding mode controller. 2014. DOI: [10.1109/ICCPCT.2014.7054756](https://doi.org/10.1109/ICCPCT.2014.7054756).
9. Wang Yu, Xie Yun-Xiang, Liu Xiang. Analysis and Design of DC-link Voltage Controller in Shunt Active Power Filter. *Journal of Power Electronics*. May, 2015. No 3. DOI: [10.6113/JPE.2015.15.3.763](https://doi.org/10.6113/JPE.2015.15.3.763).
10. Kushal B., Seema D. A Novel DC-Link Voltage Control Strategy for Shunt Active Power Filters using Sliding Mode Controller. *International Journal of Industrial Electronics and Electrical Engineering*, Sep. 2018, Vol. 6, Iss. 9.
11. Benchouia M. T., Ghabbane I., Golea A., Srairi K., and Benbouzid M. H. Design and Implementation of Sliding Mode and PI Controllers Based Control for Three Phase Shunt Active Power Filter. *In Energy Procedia*. 2014. Elsevier Ltd. 50:504–11. DOI: [10.1016/j.egypro.2014.06.061](https://doi.org/10.1016/j.egypro.2014.06.061).
12. Rajesh P., Kamalakanta M., Ratnam K.V. Real time implementation of sliding mode based direct and indirect current control techniques for shunt active power filter. *WSEAS Transactions on Systems and Control*. 2015. Vol. 10. Pp. 186–197.
13. Fei J., Li T., Zhang S. Indirect current control of active power filter using novel sliding mode controller. *IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Kyoto, 2012. Pp. 1–6. DOI: [10.1109/COMPEL.2012.6251726](https://doi.org/10.1109/COMPEL.2012.6251726).
14. Teodorescu M., Ștefan D., Stanciu, Radoi C., Rosu S. G. Implementation of a three-phase active power filter with sliding mode control. *Proc. of 2012 IEEE Int. Conf. on Automation, Quality and Testing, Robotics*, 2012. Pp. 9–13.
15. Yurkevich V.D. Sintez nelineynykh sistem s SHIM v kanale upravleniya na osnove metoda razdeleniya dvizheniy // *Doklady TUSUR*. 2012. No 1-1 (25). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sintez-nelineynykh-sistem-s-shim-v-kanale-upravleniya-na-osnove-metoda-razdeleniya-dvizheniy> (accessed: 24.01.2020).
16. Drakunov S.V., Izosimov D.B., Luk'yanov A.G., Utkin V.A., Utkin V.I. The block control principle. *Avtomat. i Telemekh.*, 1990, No 5. C. 38–47; *Autom. Remote Control*, 51:5 (1990), P. 601–608. <https://www.mathnet.ru/links/bd8f096b2b67d10c1b9adbf7fab6efe6/at5365.pdf>
17. Wensheng L., Vazquez Sergio, Liu J., Wu L., Franquelo L. Second-order sliding mode control of power converters using different disturbance observers for DC-link voltage regulation. 2017. Pp. 8685–8690. DOI: [10.1109/IECON.2017.8217526](https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8217526).
18. Arie Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control, *International Journal of Control*, 58:6, 1993. Pp. 1247–1263. DOI: [10.1080/00207179308923053](https://doi.org/10.1080/00207179308923053).
19. Shtessel Y., Taleb M., Plestan F. A novel adaptive-gain super-twisting sliding mode controller: Methodology and application. *Automatica*. 48. 2012. Pp. 759–769. DOI: [10.1016/j.automatica.2012.02.024](https://doi.org/10.1016/j.automatica.2012.02.024).
20. Kamal S., Chalanga A., Moreno J., Fridman L., Bandyopadhyay B. Higher Order Super-Twisting Algorithm. 2014. DOI: [10.1109/VSS.2014.6881129](https://doi.org/10.1109/VSS.2014.6881129).
21. Emel'yanov S.V., Korovin S.K., Levantovskii L.V. A family of new regulators based on second order sliding mode Matem. Mod., Vol.2, No.3, 1990, Pp.89–100. URL: <http://mi.mathnet.ru/eng/mm2344>.
22. Papan Dey, Saad Mekhilef. Current Controllers of Active Power Filter for Power Quality Improvement: A Technical Analysis *AUTOMATIKA* 56, 2015. Vol. 1. Pp. 42–54. DOI: [10.7305/automatika.2015.04.572](https://doi.org/10.7305/automatika.2015.04.572).
23. Utkin V.I. Sliding modes in optimization and control problems. Moskva: Nauka, 1981. 368 s.
24. Yemelyanov S.V., Korovin S.K. New types of feedback: Management under uncertainty. Moskva: Nauka. Fizmatlit, 1997. 352 s.

УДК 621.311 + 621.3.001.57

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.031>

## МІНІМІЗАЦІЯ НЕГАТИВНОГО ВПЛИВУ ПУСКОВИХ СТРУМІВ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ НА ПАРАМЕТРИ РЕЖИМУ «СЛАБКОЇ» ЕЛЕКТРИЧНОЇ МЕРЕЖІ

**О.Ф. Буткевич**<sup>1,2</sup>, докт. техн. наук, **О.І. Чиженко**<sup>1</sup>, докт. техн. наук, **І.В. Трач**<sup>1</sup>, канд. техн. наук

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

2 – Національний технічний університет України “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”,  
пр. Перемоги, 37, м. Київ, 03056, Україна.

e-mail: [butkevych@ied.org.ua](mailto:butkevych@ied.org.ua) [alivchizh@ukr.net](mailto:alivchizh@ukr.net) [igor.trach@ied.org.ua](mailto:igor.trach@ied.org.ua)

*Запропоновано схему технічного рішення пристрою для прямого пуску асинхронного двигуна (АД) від «слабкої» електричної мережі (ЕМ). Такий пристрій зменшує негативний вплив пускового струму АД на параметри режиму ЕМ. Показано, що запропоноване рішення має переваги у порівнянні з відомими рішеннями такого ж призначення. Бібл. 9, рис. 4, таблиця*

**Ключові слова:** електрична мережа, прямий пуск асинхронного двигуна, тиристорний регульований компенсатор.

**Загальна характеристика проблеми.** В основі парадигми сучасного етапу розвитку світової енергетики знаходиться концепція Smart Grid, практична реалізація основних положень якої має національні та регіональні відмінності й особливості. Зазначений розвиток енергетики відбувається на базі застосування широкого спектра інноваційних технологій та засобів, до яких належать і пристрої, реалізовані з використанням елементів силової електроніки для цілеспрямованого впливу на режими електроенергетичних систем. Такі пристрої набувають поширення і у вузлах навантаження електричних мереж (ЕМ) різного призначення. Розподільні мережі та системи електропостачання забезпечують виконання кінцевого етапу електроенергетичного виробництва, що стосується «доведення» електроенергії до кінцевих споживачів. У таких ЕМ перманентно існує проблема забезпечення якості електроенергії у споживачів, насамперед у сільській місцевості (особливо «дошкульними» є низькі рівні напруги). Стан справ із забезпеченням якості електроенергії в таких ЕМ може значно погіршуватися у разі використання споживачами засобів та систем виробничого призначення, значну частку потужності яких становлять асинхронні двигуни (АД). Оскільки ж значна кількість малих та середніх підприємств України, насамперед акціонерної та приватної форм власності, реєструє та розташовує свої виробничі фонди за межами великих міст (переважно в сільській місцевості), то гострота проблеми негативного впливу прямих пусків АД на режими ЕМ (зростання перехідних надструмів в лінії електроживлення, просідання напруги у вузлах приєднання суміжних навантажень та інше) лише посилюється. Невідповідність значень напруги таких «слабких» ЕМ нормативним вимогам негативно впливатиме на працездатність та стан електрообладнання і у самого споживача, зокрема безпосередньо стосуватиметься і АД, оскільки пускові струми АД призводитимуть до зниження напруги, тривалість пуску буде збільшуватися (пусковий момент АД пропорційний квадрату напруги), АД перегріватиметься і втрачатиме працездатність.

Для зменшення надструмів в ЕМ, що виникають під час пусків АД, використовують різні підходи та відповідні засоби. Один із таких підходів передбачає обмеження пускових струмів та забезпечення плавних пусків АД завдяки застосуванню так званих *soft starters* [1, 2]. Проте їхнє застосування можливе лише за певних умов (наприклад, запуск АД зі значним моментом інерції буде неможливим у разі напруг, менших від номінальної). Інший підхід до вирішення зазначеної проблеми передбачає застосування перетворювачів частоти [3]. Однак у разі такого застосування зменшується надійність електроживлення АД у порівнянні з випадком, коли пристрій, що забезпечує пуск АД, вмикається паралельно з ним, оскільки перетворювач частоти вмикається послідовно з АД, і у разі виходу із ладу послідовно приєднаного перетворювача припиняється живлення АД від ЕМ. На відміну від прямого пуску АД, використання як *soft starters*, так і перетворювачів частоти пов'язане з їх придбанням і відпові-

дними матеріальними (фінансовими) витратами (вартість перетворювачів частоти суттєво перевищує вартість *soft starters* в усьому діапазоні потужностей АД, для запуску яких їх використовують [3]). Однак використання будь-яких напівпровідникових пристроїв, що забезпечують зменшення впливу пускових струмів АД на параметри режиму ЕМ, загострює проблему електромагнітної сумісності обладнання таких споживачів електроенергії, оскільки використання зазначених пристроїв погіршує синусоїдність форми струмів живлення (споживання). Вирішенню проблеми електромагнітної сумісності електроспоживачів присвячено значну кількість досліджень та розробок, зокрема і [4, 5], переважна більшість яких стосується споживачів, що окрім технологічних особливостей функціонування мають і «свої» діапазони потужності електроспоживання.

Не дивлячись на існуючі підходи та відповідні технічні засоби для запобігання виникненню в ЕМ надструмів, обумовлених пусками АД, та погіршенню показників якості електроенергії, розробка ефективних засобів, що сприяють надійнішому та ефективнішому вирішенню зазначеної проблеми, не втрачає актуальності. У розробленні раціональних схемно-технічних рішень для забезпечення прямого пуску АД з мінімізацією впливу пускових струмів АД на режими ЕМ «чинник потужності» теж належить до основних – тих, що визначають характеристики та показники функціонування відповідних засобів. Тому, враховуючи викладене вище та більшу увагу, яка приділяється розвитку ЕМ внаслідок реалізації концепції Smart Grid, потребу забезпечення електромагнітної сумісності пристроїв, що функціонуватимуть в ЕМ, **метою даної роботи** є дослідження розробленої схеми технічного рішення пристрою для прямого пуску АД від низьковольтної «слабкої» ЕМ, що зменшує негативний вплив пускового струму АД на режимні параметри зазначеної ЕМ і не має недоліків, притаманних відомим пристроям аналогічного призначення, та доведення результатами модельно-розрахункових досліджень ефективності такого рішення.

**Основні результати досліджень.** Один з підходів до зменшення надструмів у ЕМ, що виникають під час прямих пусків АД, базується на паралельному підключенні до АД допоміжного пристрою, основою якого є одно- чи багатомостовий тиристорний регульований компенсатор (ТРК). Для забезпечення прямого пуску АД від відносно «слабкої» ЕМ можна використати паралельне підключення допоміжного пристрою, що складається з одномостового ТРК (по схемі з відсікаючими діодами й комутуючими конденсаторами) та фільтрів вищих гармонік (ФВГ) струму. Такий ТРК, що відносно першої гармоніки струму поводить себе як конденсатор з регульованою у широкому діапазоні ємністю, під час прямого пуску АД забирає на себе реактивну (індуктивну) складову його пускового струму, яка становить значну частину цього струму. Внаслідок цього ЕМ значною мірою «розвантажується» від пускового струму АД. Такий підхід було використано у роботі [6] для запуску від мережі АД зіставної з нею потужності. Слід зазначити, що тривалість пускових струмів АД потужністю від 110 кВт становить більш ніж 23 періоди напруги живлення. Якщо не використовувати ТРК, то протягом часу, що відповідає 23 періодам напруги живлення, в ЕМ матимуть місце надструми. Використання ж ТРК обмежує тривалість надструмів у ЕМ до 1,5 періоди напруги живлення та істотно зменшує амплітуду пускового струму, значна частина якого на цьому проміжку часу відгалужується в ТРК. Тобто використання ТРК суттєво зменшує вплив пускового струму АД на параметри перехідного режиму ЕМ, виникнення якого зумовлено запуском АД. Однак недоліком такого схемно-технічного рішення є те, що для придушення вищих гармонік струму, які генерує ТРК, потрібно використовувати потужні ФВГ. Наприклад, в ЕМ напругою 0,4 кВ, потужність якої визначається силовим трансформатором ТМ 250/10/0,4 і від якої запускається АД потужністю 110 кВт, для забезпечення задовільного значення коефіцієнта гармонік напруги знадобляться ФВГ потужністю 144 кВАр. Такі ФВГ в усталених режимах генеруватимуть в ЕМ значну реактивну потужність ( $Q_{\text{ФВГ}}$ ), що в деяких випадках може призводити до режимів перекомпенсації реактивної потужності в ЕМ. З цього випливає, що наведене в [6] схемно-технічне рішення не позбавлене недоліків, які перешкоджають його використанню.

За результатами досліджень, що стосувалися забезпечення прямих пусків потужних АД з мінімізацією їхнього впливу на режимні параметри ЕМ живлення, було запропоновано схемно-технічні рішення з використанням двомостової схеми ТРК [7,8], позбавившись недоліків одномостової схеми ТРК [6], хоча потреба у використанні ФВГ і залишилася. Разом з тим, як показали результати подальших досліджень, пов'язаних з прямими пусками АД, що живляться від низьковольтної ЕМ обмеженої потужності, істотне зменшення негативного впливу пускового струму АД на режимні параметри зазначеної мережі можна забезпечити з використанням двомостової схеми ТРК (рис. 1) та ФВГ значно меншої потужності.

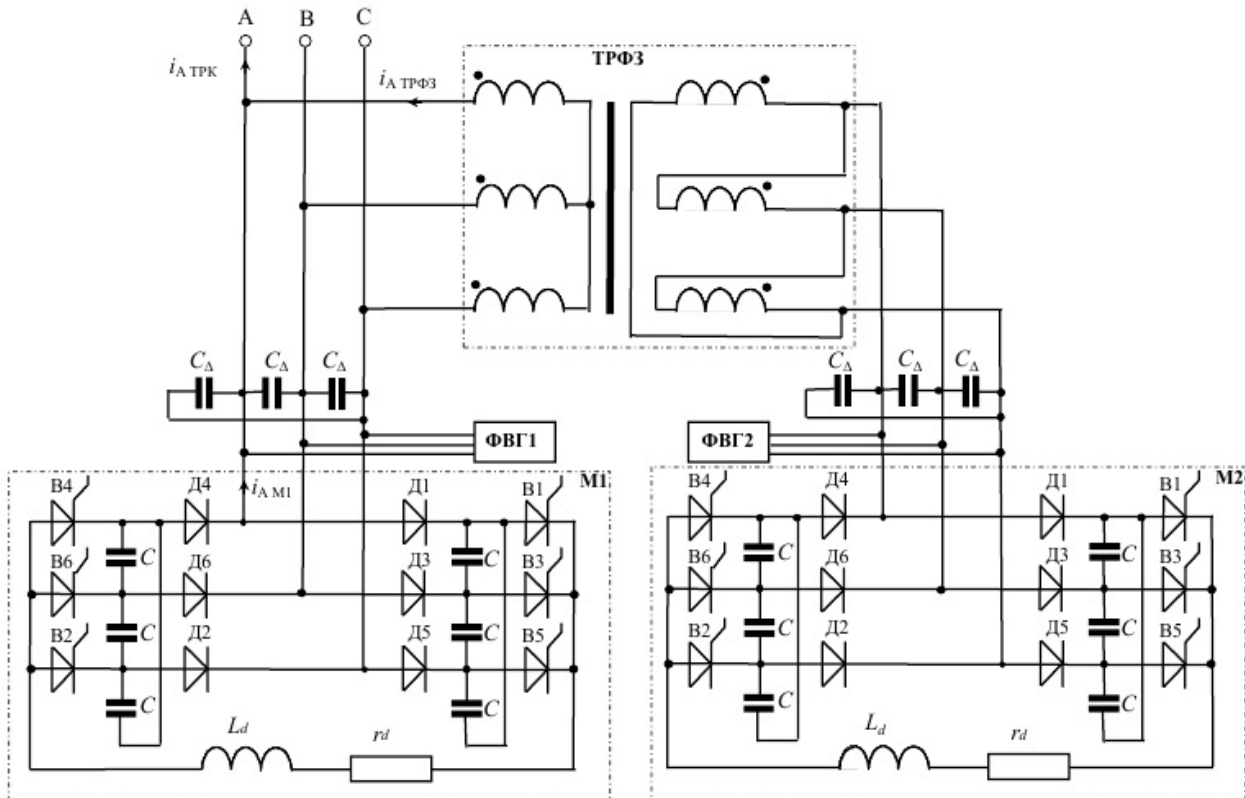


Рис. 1

У цій схемі (рис. 1), як і у працях [7, 8], ТРК складається з двох тиристорних мостів (М1 і М2) Перший з тиристорно-діодних мостів (М1) підключено безпосередньо до фаз ЕМ живлення, а другий (М2) – через фазозсувний трансформатор (ТРФ3), первинні обмотки якого зібрані у зірку, а вторинні – у зворотний трикутник. У разі такого виконання обмоток ТРФ3 вхідні фазні напруги мосту М2 за фазою випереджають на 30 електричних градусів (*гр.ел.*) вхідні фазні напруги мосту М1. Якби у схемі силові конденсаторні батареї (на схемі рис. 1 їх позначено трикутниками конденсаторів  $C_{\Delta}$ ) та фільтри ФВГ1 і ФВГ2 були відсутні, то струм на вході такого ТРК ( $i_{АТРК}$ ) формувався б виключно зі струмів тиристорно-діодних мостів М1 та М2, тобто зі струмів  $i_{АМ1}$  та  $i_{АТРФ3}$  так, як це показано на часових діаграмах цих струмів на рис. 2, де  $i_{АТРК} = i_{АМ1} + i_{АТРФ3}$ . При побудові діаграм на рис. 2 враховано процеси, що відбуваються у ТРФ3. На рис. 2 видно, що форма кривої сумарного струму  $i_{АТРК}$  на півперіоді ближче до синусоїди, ніж криві струмів  $i_{АМ1}$  та  $i_{АТРФ3}$  ( $i_{АМ1}$  за формою співпадає зі струмом одномостового ТРК, розглянутого у роботах [6, 9]), оскільки в  $i_{АТРК}$  суттєво зменшені амплітуди найвагоміших (5-ї, 7-ї та інших) гармонік струму, що їх генерує ТРК в ЕМ [7]. Присутність у схемі рис. 1 силових конденсаторних батарей та фільтрів ФВГ1 і ФВГ2 сприяють подальшому покращенню форми струму  $i_{АТРК}$ , наближаючи її до синусоїдної.

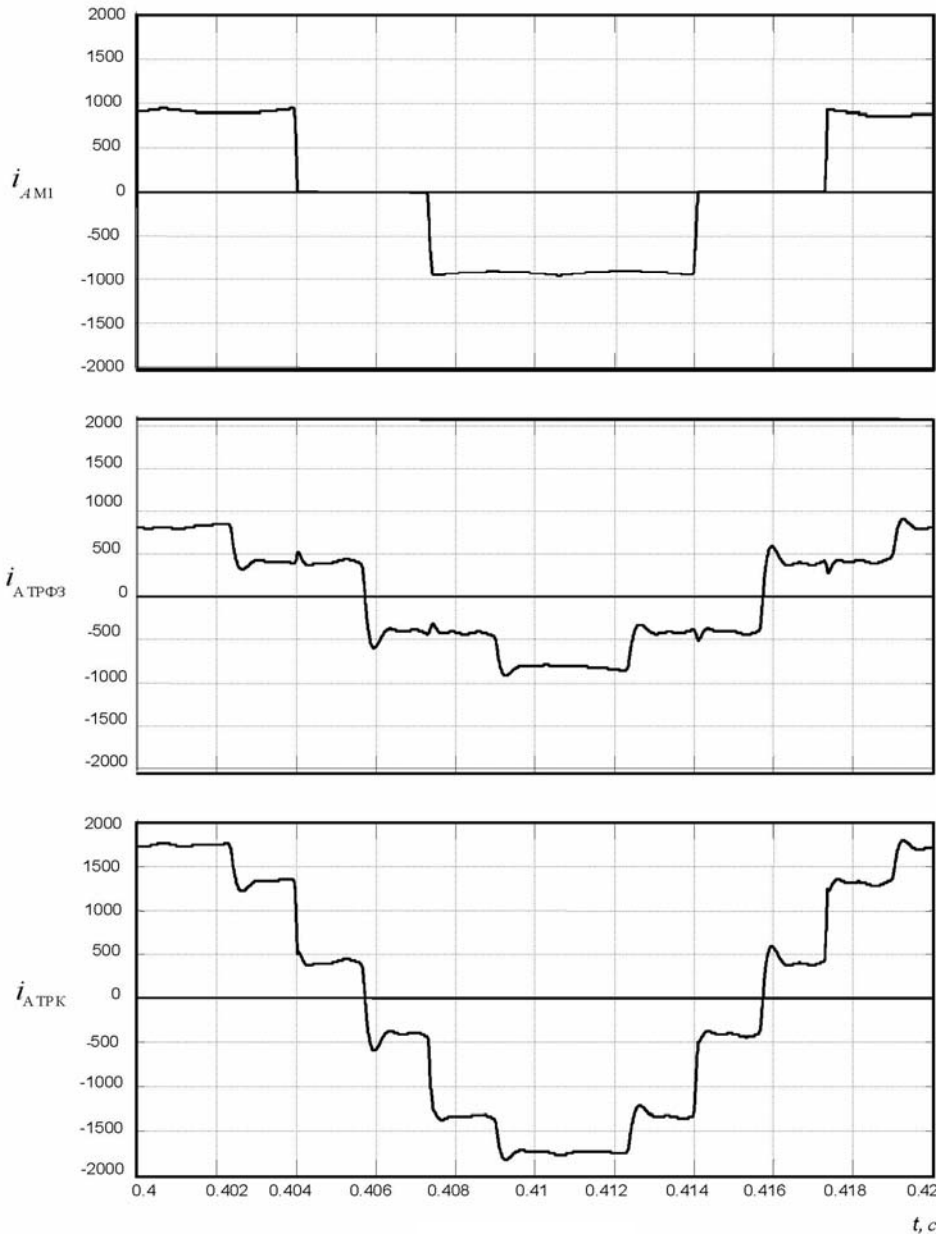


Рис. 2

чну реактивну потужність, яку генерує ТРК у мережу, у двомостовому перетворювачі (рис. 1) перебирають на себе силові конденсаторні батареї.

Регулювання струму ТРК здійснюється регулюванням кута управління тиристорами ( $\alpha$ ). Тиристри у запропонованій схемі розраховані на лінійну напругу та час встановлення їхніх запираючих властивостей (час вимикання)  $\tau_q < 30$  мкс (при більших значеннях  $\tau_q$  виникає проблема запирання тиристорів у режимах максимальних струмів).

З метою дослідження перехідних режимів у мережі з ТРК за схемою рис. 1, які виникають внаслідок пуску АД, було розроблено комп'ютерну модель, структурну блок-схему якої наведено на рис. 3, де ЕРС – трифазна симетрична електрорушійна сила нескінченної потужності, якою подано електричну систему; РТ – трансформатор обмеженої потужності (у конкретному випадку – 250 кВА), ЛП – лінія передачі електроенергії, Н – стаціонарне активно-індуктивне навантаження (у дослідженнях моделювалося зіркою з паралельно з'єднаними у кожному промені опорами – активним  $r_H$  та реактивним  $x_H$ ), АД – асинхронний двигун, який моделює електромеханічну складову вузлового комплексного навантаження мережі; ТРК – тиристорний регульований компенсатор за схемою, показаною на рис. 1.

Діаграми на рис. 2 побудовані для значення кута управління тиристорами  $\alpha = -74$  гр.ел. (відлік кута  $\alpha$  в обох мостах здійснюється від перетину синусоїд фазних електрорушійних сил) та параметрів моделі ТРК, які наводяться нижче.

Вочевидь, що за такого схемно-технічного рішення потужність ФВГ (яка у разі одномостового ТРК досить значна) суттєво зменшується. Однакові за структурою ФВГ1 та ФВГ2 у цьому випадку лише забезпечують належне функціонування конденсаторів силових батарей у мостах М1 та М2 відповідно. У порівнянні з одномостовим ТРК, потужність самих діодно-тиристорних мостів теж зменшується, оскільки знач-

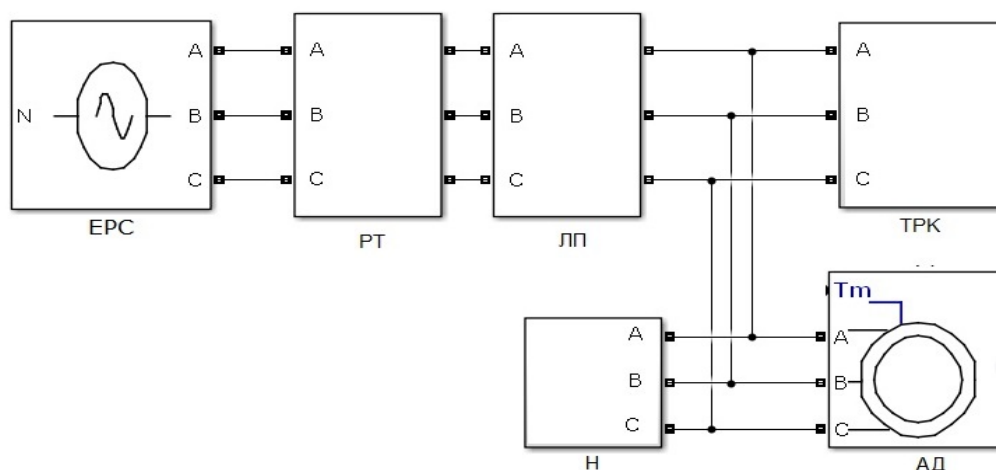


Рис. 3

Для дослідження впливу на параметри перехідних режимів ЕМ, що виникають під час прямих пусків АД, схемно-технічного рішення з реалізації пристрою за схемою рис. 1 було використано розроблену модель (рис. 3) з параметрами, значення яких наведено нижче.

### 1. Параметри ЕМ:

– опори мережі на частоті напруги живлення ( $f = 50$  Гц), що складаються із опорів РТ та ЛП  $r_{РТ+ЛП} = 0.0172$  Ом,  $x_{РТ+ЛП} = 0.0674$  Ом.

### 2. Параметри стаціонарного $r$ - $L$ навантаження (Н) на частоті напруги живлення:

– фазні опори у промені зірки паралельного  $r \parallel L$  навантаження  $r_H = 1.21$  Ом,  $x_H = 1.6133$  Ом,  $z_H = 0.968$  Ом;  
 – активна та реактивна потужності, які споживаються трьома фазами стаціонарного навантаження в усталеному режимі  $P_H = 120$  кВт,  $Q_H = 90$  кВАр.

### 3. Параметри ТРК:

– ємність комутуючого конденсатора становить  $10$  мкФ;  
 – параметри кола випрямленого струму  $L_d = 9.4$  мГн,  $r_d = 10^{-3}$  Ом;  
 – активні опори відкритих вентилів – тиристорів та діодів  $r_T = r_D = 10^{-4}$  Ом;  
 – ємності в плечах трикутників силових конденсаторних батарей  $C_{\Delta} = C_{сек1} + C_{сек2} = 850$  мкФ, де  $C_{сек1} = 250$  мкФ – ємність в плечі трикутника секції силової конденсаторної батареї, яка постійно підключена до мережі,  $C_{сек2} = 600$  мкФ, – ємність в плечі трикутника секції силової конденсаторної батареї, яка підключається лише на інтервалі пуску АД у момент часу  $t = 0.14 - 10^{-3}$  с, упереджуючи запуск АД, що відбувається в момент  $t = 0.14$  с;  
 – потужність фази однієї конденсаторної батареї в усталеному режимі, тобто коли до ЕМ підключено лише секції батарей ємністю  $C_{сек1}$ , становить  $Q_{C_{сек1}} = 11398,2$  ВАр (фазна напруга мережі синусоїдальна і становить  $U = 220$  В);  
 – потужність однієї секції силових конденсаторних батарей ємністю  $C_{сек1}$  становить  $Q_{\Delta_{сек1}} = 3Q_{C_{сек1}} = 34194,6$  ВАр, а потужність двох (сумарно) –  $2Q_{\Delta_{сек1}} = 68389,2$  ВАр, (порівнюючи з одномостовим ТРК, який у роботі [9] використовується з тією ж метою, зазначимо, що у двомостовому ТРК (рис. 1) ємності у плечах трикутників силових конденсаторних батарей, а відповідно й потужності цих батарей, суттєво менші: у роботі [9] в одномостовому ТРК у конденсаторній батареї ємності секцій у плечі складають  $C_{сек1} = 400$  мкФ та  $C_{сек2} = 2600$  мкФ, тобто у  $(400 \text{ мкФ} + 2600 \text{ мкФ}) / (2 \times 850 \text{ мкФ}) = 1,764$  разів більше, ніж у двомостовому ТРК);  
 – параметри трифазних з'єднаних у зірки послідовних  $r - L - C$  однакових фільтрів ФВГ1 та ФВГ2 наведено в таблиці, там же наведено значення реактивних потужностей складових фільтрів, розраховані для перших гармонік напруги і струму:  $Q_{\phi k \text{ ФВГ}}$  – реактивна потужність, яка генерується у мережу на першій гармоніці струму однією фазою фільтра, налаштованого на  $k$ -ту гармоніку;  $Q_{3\phi k \text{ ФВГ}}$  – реактивна потужність, яка генерується у мережу на першій гармоніці струму трьома фазами однієї зірки фільтрів  $k$ -ї гармоніки;  $Q_{6\phi k \text{ ФВГ}}$  – реактивна потуж-

ність, яка генерується у мережу на першій гармоніці струму обома зірками фільтрів  $k$ -ї гармоніки, що містяться у ФВГ1 та ФВГ2);

– реактивна потужність, що генерується у мережу на першій гармоніці струму фільтрами ФВГ1 та ФВГ2, становить  $\sum_{k=5,7,11,13} Q_{6fkФВГ} = 10,264$  кВАр;

– активна потужність, що споживається фільтрами ФВГ1 та ФВГ2 на першій гармоніці струму, становить  $P_{(1)ФВГ} = 16,3$  Вт.

Фільтри	$r_{ФВГ},$ [Ом]	$L_{ФВГ},$ [мГн]	$C_{ФВГ},$ [мкФ]	$Q_{fkФВГ},$ [кВАр]	$Q_{3fkФВГ},$ [кВАр]	$Q_{6fkФВГ},$ [кВАр]
5-ї гармоніки	0.2	107	3.79	0.06	0.18	0.36
7-ї гармоніки	0.2	63.3	3.27	0.051	0.152	0.305
11-ї гармоніки	0.2	2.9	29.8	0.457	1.371	2.742
13-ї гармоніки	0.0675	0.83	74.7	1.143	3.428	6.857

Отже, у запропонованому схемно-технічному рішенні (рис. 1) використовуються ФВГ, потужність яких у  $144$  кВАр/ $10,264$  кВАр  $\approx 14,03$  разів менша, ніж у випадку застосування одномостового ТРК.

Проаналізуємо деякі результати, одержані внаслідок виконання досліджень з використанням розробленої моделі (рис. 3), що свідчать про досягнення поставленої в роботі мети. На рис. 4 наведено часові діаграми струмів і напруги в перехідному режимі ЕМ, що виникає у разі прямого пуску АД потужністю  $110$  кВт: миттєвих значень фазних струму ( $i_{мер}$ ) і напруги ( $u_{мер}$ ) ЕМ; миттєві значення сумарного струму АД і Н ( $i_{АД+Н}$ ); миттєві значення вхідних фазних струмів ТРК ( $i_{ТРК}$ ). Потовщеними лініями на рис. 4 показано струм і напругу фази А. На діаграмах рис. 4 можна виділити три режими.

**Режим № 1** має місце при  $0 \leq t \leq 0,1$  с. До моменту часу  $t = 0$  в ЕМ був усталений режим живлення активно-індуктивного навантаження (Н). У момент  $t = 0$  з метою компенсації реактивної потужності, яка споживається в ЕМ, здійснюється вмикання ТРК. У ньому встановлюється такий кут керування  $\alpha = -94,3$  гр.ел., щоб ТРК компенсував реактивну потужність навантаження  $Q_H$  та реактивну потужність  $Q_{РТ+ЛП}$ . За час  $0 \leq t \leq 0,05$  с закінчується перехідний процес, який виник після ввімкнення ТРК, і в мережі встановлюється усталений режим зі струмами відповідно  $I_{ммер} = 264$  А,  $I_{мН} = 320$  А,  $I_{мТРК} = 225$  А та кутом  $\alpha = \alpha_{уст.№1} = -94,3$  гр.ел.

**Режим № 2** – режим ударних струмів, що має місце на інтервалі  $0,1 \leq t \leq 0,17$  с. Упереджуючи запуск АД, який відбувається у час  $t = t_{зд} = 0,14$  с, у момент  $t = t_{ф} = 0,11$  с у ТРК здійснюється форсована зміна кута управління тиристорами  $\alpha$  до максимально можливого його значення  $\alpha = \alpha_{max} = 83$  гр.ел., а перед самим запуском АД у момент  $t = 0,14 - 10^{-3}$  с паралельно обом вентильно-діодним мостам вмикається друга секція силової конденсаторної батареї з ємністю у плечі трикутника  $C_{сек2} = 600$  мкФ. Внаслідок цього починається процес швидкого зростання реактивного струму ТРК. Параметри цього режиму такі:

– ударне значення струму мережі, що виникає внаслідок прямого пуску АД, має місце в момент  $t = 0,1484$  с і становить  $1525$  А;

– ударне значення струму навантаження (Н та АД сумарно), що виникає внаслідок прямого пуску АД, має місце в момент  $t = 0,1495$  с і становить  $2142$  А;

– максимальне значення струму ТРК, що супроводжує прямий пуск АД, має місце в момент  $t = 0,151$  с і становить  $1000$  А;

– максимальне перевищення фазної напруги мережі у точці підключення навантаження, що відбувається внаслідок форсування потужності ТРК, а саме форсованого збільшення кута управління ТРК ( $t = t_{\phi} = 0,11$  с), має місце у момент часу  $t = 0.1265$  с і становить 57 В;

– максимальне просідання напруги у точці підключення навантаження, що відбувається внаслідок прямого пуску АД, має місце в момент часу  $t = 0.1643$  с і становить 43,12 В.

Як видно з наведених даних, форсоване збільшення кута управління тиристорів ТРК та вмикання секцій  $C_{сек2}$  у його силових конденсаторних батареях призводять до відгалуження на ТРК значної частини пускового струму АД, тим самим зменшуючи (у  $2142$  А /  $1525$  А =  $1.4$  рази) у мережі (РТ та ЛП) надструми перехідного режиму. У свою чергу це зменшує і «просідання» (до некритичних значень) напруги у місці підключення навантаження (Н та АД), забезпечуючи успішний запуск АД та скорочуючи час виходу АД на номінальний (усталений) режим.

**Режим № 3** – квазіусталений пусковий режим (КУПР), настає після  $t > 0.17$  с. У цьому режимі амплітуда активно-індуктивного струму АД протягом 20-ти періодів (а саме на інтервалі  $0.17$  с  $\leq t \leq 0.54$  с) змінюється несуттєво – від 1710 до 1640 А, тобто в середньому не більш ніж на 70 А (4 % від максимального значення). Відповідно амплітуда струму ЕМ на цьому ж інтервалі змінюється від 600 до 530 А, тобто в середньому теж не більше ніж на 70 А, що складає 11.7 % від максимального значення.

З урахуванням таких даних, зазначені струми та сам режим можна вважати квазіусталеними (усталений режим настає після  $t > 0.54$  с, і відповідна частина часових діаграм «залишає межі» рис. 4). Виходячи з наявної інформації, яку містять часові діаграми рис. 4 на інтервалі  $0.46$  с  $\leq t \leq 0.50$  с, вважатимемо за можливе поширити на КУПР для повних струмів і напруг та їхніх складових згасаючих коливань основної частоти такі характеристики параметрів режиму, якими є амплітуди та діючі значення, а також коефіцієнти гармонік струмів і напруги.

Діючі значення струму ЕМ та напруги у місці приєднання навантаження відповідно становлять:  $I_{мер,КУПР} = 407.73$  А,  $U_{НКУПР} = 213,17$  В.

Діючі значення складових коливань основної частоти струму ЕМ та напруги у місці

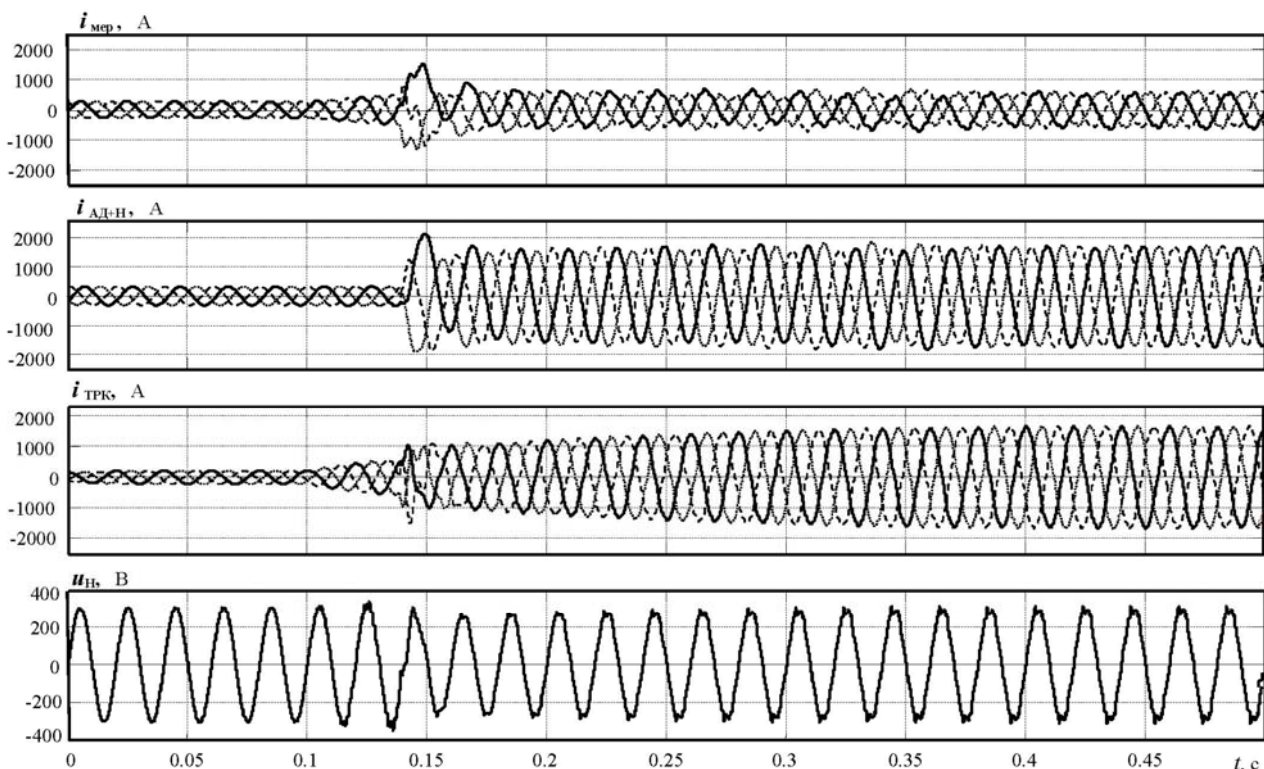


Рис. 4

приєднання навантаження відповідно становлять:  $I_{(1)\text{мер.КУПР}} = 406.8 \text{ А}$ ,  $U_{(1)\text{нКУПР}} = 212,77 \text{ В}$ . Зазначимо, що максимального значення ємнісний за характером струм ТРК досягає в момент  $t = 0.46 \text{ с}$  і становить  $i_{\text{ТРК max}} = 1670 \text{ А}$ .

Коефіцієнти спотворення ( $v$ ) та «гармонік» ( $K_G$ ) струму ЕМ та напруги у місці приєднання навантаження становлять:

$$v_{i_{\text{мер.КУПР}}} = I_{(1)\text{мер.КУПР}} : I_{\text{мер.КУПР}} = 0.9977;$$

$$v_{u_{\text{нКУПР}}} = U_{(1)\text{нКУПР}} : U_{\text{нКУПР}} = 0.9981;$$

$$K_{Gi_{\text{мер.КУПР}}} = [(1 - v_{i_{\text{мер.КУПР}}}^2)^{0.5} : v_{i_{\text{мер.КУПР}}}] \cdot 100\% = 6.8\%;$$

$$K_{Gu_{\text{нКУПР}}} = [(1 - v_{u_{\text{нКУПР}}}^2)^{0.5} : v_{u_{\text{нКУПР}}}] \cdot 100\% = 6.2\%.$$

Як впливає із наведених даних, на більшому інтервалі перехідного процесу в ЕМ, що відповідає КУПР, застосування в ЕМ напівпровідникового ТРК суттєво зменшує (у  $1710 \text{ А} / 600 \text{ А} = 2.85$  разів) частину пускового струму, що протікає в мережі (РТ та ЛП). З часових діаграм рис. 4 видно, що на перших шести та на останніх дванадцяти періодах коливань перехідного струму ЕМ цей струм у точці підключення навантаження до ЕМ співпадає за фазою з напругою, тобто на цих періодах в ЕМ відсутня реактивна складова пускового струму АД (вона відгалужується в силове коло ТРК й замикається по контуру, який утворюють кола АД та ТРК).

**Висновки.** Розроблене на базі двомостового ТРК схемно-технічне рішення пристрою для зменшення негативного впливу пускових струмів АД на параметри режиму ЕМ обмеженої потужності є ефективнішим у порівнянні з використанням одномостового ТРК: у 1.76 рази зменшено потужність силових конденсаторних батарей та у 14 разів – потужність фільтрів вищих гармонік, що містяться у колах ТРК, а частина ударного значення пускового струму АД, яка потрапляє в ЕМ, зменшується в 1,4 рази у порівнянні з ударним значенням пускового струму АД; найбільше значення струму, який відгалужується в ЕМ, на ділянці квазіусталеного пускового режиму в 2.85 разів менша, ніж у пусковому струмі АД.

Використання розробленого пристрою забезпечило на останніх 12 періодах інтервалу пуску АД, що розглядався, зменшення до нуля реактивної складової струму ЕМ (внаслідок чого у цей час в ЕМ протікає лише активний струм) та задовільну в кінці квазіусталеного режиму якість струму в ЕМ та напруги у місці приєднання навантаження ( $K_{Gi_{\text{мер.КУПР}}} = 6.8\%$ ,  $K_{Gu_{\text{нКУПР}}} = 6.2\%$ ).

Фінансується за рахунок держбюджетної теми «Методи та засоби моделювання й обробки інформації при моніторингу електроенергетичних систем» (шифр «ІНТЕЛМЕР- 2»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ Президії НАН України 08.11.2016 р., протокол № 16. Державний реєстраційний номер теми 0117U002583.

1. Softstarter Handbook. URL: <https://library.e.abb.com/public/6b4e1a3530814df0c12579bb0030e58b/1SFC132060M0201.pdf>
2. When to use a Soft Starter or an AC Variable Frequency Drive. Rockwell Automation Publication 150-WP007A-EN-P. October 2014. 22 p. URL: [http://literature.rockwellautomation.com/idc/groups/literature/documents/wp/150-wp007\\_-en-p.pdf](http://literature.rockwellautomation.com/idc/groups/literature/documents/wp/150-wp007_-en-p.pdf)
3. Selecting the right strategy for starting large motors. Application edge. 2016. Vol. 1, No 3. URL: <https://www.tmeic.com/sites/default/files/assets/files/library/Application%20Edge-v1i3-Starting%20Large%20Motors.pdf>
4. Singh B., Singh B.N., Chandra A., Al-Haddad K., Pandey A., Kothari D.P. A review of Single-phase improved power quality AC-DC converters. *IEEE Trans. On indust. Electron.* 2003. Vol. 50. Issue 5. Pp. 962–981.
5. Singh B., Singh B.N., Chandra A., Al-Haddad K., Pandey A., Kothari D.P. A review of three-phase improved power quality AC-DC converters. *IEEE Trans. on indust. electron.* 2004. Vol. 51. No 3. Pp. 641–660.
6. Чиженко О.І., Трач І.В. Коригування режиму слабкої електричної мережі при запуску від неї електродвигуна з'являючої потужності. *Праці Інституту електродинаміки НАН України.* 2017. Вип. 48. С. 27–32.
7. Буткевич О.Ф., Чиженко О.І., Попович О.М., Трач І.В. Вплив FACTS на режим електричної мережі за прямого пуску потужної асинхронної машини у складі комплексного навантаження. *Технічна електродинаміка.* 2018. № 6. С. 62–68.

8. Butkevych O., Chyzenko O., Popovych O., Trach I., Golovan I. A Study of Transitional Modes of the Electric Network with the Powerful Electromechanical Load and FACTS. *Energy Smart Systems (ESS) 2019 IEEE 6<sup>th</sup> International Conference*. 2019. Pp. 261–266.
9. Чиженко О.І., Рибіна О.Б., Трач І.В. Напівпровідниковий регулятор для керування режимами мережі в разі прямого запуску асинхронних двигунів зіставної потужності. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2019. Вип. 54. С. 95–102.

УДК 621.311 + 621.3.001.57

### МИНИМИЗАЦИЯ ОТРИЦАТЕЛЬНОГО ВЛИЯНИЯ ПУСКОВЫХ ТОКОВ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ НА ПАРАМЕТРЫ РЕЖИМА «СЛАБОЙ» ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СЕТИ

А.Ф. Буткевич<sup>1,2</sup>, докт. техн. наук, А.И. Чиженко<sup>1</sup>, докт. техн. наук, И.В. Трач<sup>1</sup>, канд. техн. наук

1 – Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

2 – Национальный технический университет Украины “Киевский политехнический институт им. Игоря Сикорского”,

пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина

*Предложена схема технического решения устройства для прямого пуска асинхронного двигателя (АД) от «слабой» электрической сети (ЭС). Такое устройство уменьшает негативное влияние пускового тока АД на параметры режима ЭС. Показано, что предложенное решение имеет преимущества по сравнению с известными решениями такого же назначения. Библиограф. 9, рис. 4, таблица.*

**Ключевые слова:** электрическая сеть, прямой пуск асинхронного двигателя, тиристорный регулируемый компенсатор.

### NEGATIVE INFLUENCE MINIMIZATION OF ASYNCHRONOUS MOTORS' START-UP CURRENTS ON THE MODE PARAMETERS OF THE “WEAK” ELECTRIC NETWORK

O.F. Butkevych, O.I. Chyzenko, I.V. Trach

1 – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

2 – National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,

pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine

*The scheme of the device's technical solution for direct starting of an induction motor (IM) from a “weak” electric network (EN). Such device reduces the negative influence of the start-up current of the IM on the EN mode's parameters. It is shown that the proposed solution has advantages over known solutions of the same purpose. References 9, figures 4, table.*

**Key words:** electric network, direct start-up of asynchronous motor, thyristor adjustable compensator.

1. Softstarter Handbook. URL: <https://library.e.abb.com/public/6b4e1a3530814df0c12579bb0030e58b/1SFC132060M0201.pdf>
2. When to use a Soft Starter or an AC Variable Frequency Drive. Rockwell Automation Publication 150-WP007A-EN-P. October 2014. 22 p. URL: [http://literature.rockwellautomation.com/idc/groups/literature/documents/wp/150-wp007\\_-en-p.pdf](http://literature.rockwellautomation.com/idc/groups/literature/documents/wp/150-wp007_-en-p.pdf)
3. Selecting the right strategy for starting large motors. Application edge. 2016, vol. 1, issue 3. URL: <https://www.tmeic.com/sites/default/files/assets/files/library/Application%20Edge-v1i3-Starting%20Large%20Motors.pdf>
4. Singh B., Singh B.N., Chandra A., Al-Haddad K., Pandey A., Kothari D.P. A review of Single-phase improved power quality AC-DC converters. *IEEE Trans. On indust. Electron.* 2003. Vol. 50. No 5. Pp. 962–981.
5. Singh B., Singh B.N., Chandra A., Al-Haddad K., Pandey A., Kothari D.P. A review of three-phase improved power quality AC-DC converters. *IEEE Trans. on indust. electron.* 2004. Vol. 51. No 3. Pp. 641–660.
6. Chyzenko O.I., Trach I.V. Correction of the regime of a weak electric network when starting the electric motor with comparable power. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2017. No 48. Pp. 27–32. (Ukr)
7. Butkevych O.F., Chyzenko O.I., Popovych O.M., Trach I.V. An influence of the FACTS upon an electric network's mode during direct start-up asynchronous machine in the complex load's composition. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 6. Pp. 62–68. (Ukr)
8. Butkevych O., Chyzenko O., Popovych O., Trach I., Golovan I. A Study of Transitional Modes of the Electric Network with the Powerful Electromechanical Load and FACTS. *Energy Smart Systems (ESS) 2019 IEEE 6<sup>th</sup> International Conference*. 2019. Pp. 261–266.
9. Chyzenko O.I., Rybina O.B., Trach I.V. Semiconductive regulator for managing the network modes running in direct start of the asynchronous machine of the comparable capacity. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2019. No 54. Pp. 95–102. (Ukr)

Надійшла 28.02.2020

Received 28.02.2020

УДК 621.314

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.040>

## ЗАСТОСУВАННЯ КОНЦЕПЦІЇ SMART GRID З МЕТОЮ ЗБІЛЬШЕННЯ ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ ЛІНІЇ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧІ НАДВИСОКОЇ НАПРУГИ

**В.В. Кучанський**, канд. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна  
e-mail: [kuchanskiyvladislav@gmail.com](mailto:kuchanskiyvladislav@gmail.com)

*Показано, що застосування керованих шунтувальних реакторів у лініях електропередачі надвисокої напруги дає змогу підвищити пропускну здатність. Визначено значення індуктивностей керованих шунтувальних реакторів, за яких досягаються максимальні допустимі значення потужності. Проаналізовано зміну ступеня компенсації зарядної потужності при застосуванні керованих шунтувальних реакторів. З'ясовано, що за певного діапазону індуктивності значення допустимої потужності лінії електропередач залишаються незмінними. Застосування концепції Smart Grid дало змогу модернізувати лінії електропередачі надвисокої напруги відповідно до вимог гнучких ліній електропередачі змінного струму. Наведені результати показують, що керовані шунтувальні реактори є перспективними та затребуваними для керування параметрами режимів об'єднаної енергосистем. Бібл. 15, рис. 3, таблиця.*

**Ключові слова:** лінії електропередачі надвисокої напруги, пропускну здатність, гнучкі лінії електропередачі змінного струму, керовані шунтувальні реактори, натуральна потужність, найбільша допустима потужність.

**Вступ.** У даний час виникли об'єктивні передумови для розвитку електроенергетики України XXI століття на новій технологічній основі, що характеризує перехід до нового розвитку світової економіки шляхом створення інтелектуальної енергосистеми з активно-адаптивною електричною мережею, що побудована на концепції Smart Grid («розумні мережі») [1–6]. Розвиток електроенергетики в передових країнах супроводжується інтенсивним пошуком нових технологій для вирішення проблеми подальшого підвищення ефективності роботи магістральних електричних мереж з метою оптимального розподілу потоків потужності об'єднаної енергосистеми. У США, Індії, Європейському Союзі, Канаді, Китаї концепція Smart Grid є по суті державною політикою технологічного розвитку електроенергетики майбутнього. Таку ж політику почала реалізовувати Україна до міжсистемних ліній електропередачі надвисокої напруги (ЛЕП НВН) 500–750 кВ, що утворюють магістральні електричні мережі.

У таких сучасних умовах експлуатації електроенергетичної галузі необхідно застосовувати технічні засоби регулювання реактивної потужності, що, на відміну від застарілих концепцій [7–9] дали б змогу підвищити пропускну здатність ЛЕП НВН. Результати, наведені в публікаціях [10–12], вказують на те, що застосування керованих шунтувальних реакторів (КШР) у ЛЕП НВН приводить до більш ефективної експлуатації магістральних електричних мереж.

**Загальна характеристика проблеми.** Численні спроби забезпечити відключення шунтуючих реакторів (ШР) у багатьох країнах закінчилися невдало [4, 10–12]. Справа в тому, що при введенні режимів магістральних електричних мереж включення і відключення шунтуючих реакторів необхідно проводити не рідше, ніж один раз на тиждень, а в більшості випадків і частіше аж до щодобового. Наприклад, характерним випадком таких комутацій є добова зміна потужності, за якої частота комутацій ШР призводить до вичерпання ресурсів комутаційної апаратури. За кожної такої операції спрацьовується ресурс вимикачів, а реактор піддається впливу комутаційних перенапруг [1, 13] та, як наслідок, ізоляція реактора швидко пошкоджується. Крім того, відключення шунтуючих реакторів небезпечно для всієї електричної мережі, оскільки при раптовому відключенні лінії вимушена складова перенапруг без шунтуючих реакторів виявляється значно вищою гранично допустимою.

Беручи до уваги всі ці міркування, практично у всіх країнах відмовилися від комутації шунтуючих реакторів, що визначає необхідність аналізу режиму передачі електроенергії по лініях при наявності керованих шунтуючих реакторів [2, 4, 10–12]. Тому доцільність використання КШР для ЛЕП НВН є обґрунтованим та перспективним заходом підвищення ефективності роботи магістральних електричних мереж.

Зарядна потужність лінії електропередачі надвисокої напруги дорівнює:

$$Q_{зар} = j\omega C_n U_{ном}^2 l, \text{ МВАр}, \quad (1)$$

де  $\omega$  – кутова швидкість;  $C_n$  – питома ємність ЛЕП НВН, яка розраховується за формулою  $C_n = C_3 + 3C_M$ ,  $C_3$  – ємність відносно фази та землі,  $C_M$  – міжфазна ємність;  $U_{ном}$  – номінальна напруга лінії,  $l$  – довжина лінії.

Зарядні потужності лінії електропередачі у випадку максимального та мінімального значень питомої провідності  $B$  наведено на рис. 1.

Слід зазначити, що ефективне підвищення значення пропускної здатності потребує управління потоками активної і реактивної потужностей ЛЕП НВН. Одним із способів управління потужностями активної і реактивної потужностей є використання гнучких (керованих) ліній електропередачі (ГЛЕП) змінного струму в рамках концепції Smart Grid [2,14], а також розвиток активно-адаптивної мережі електропостачання з використанням пристроїв регулювання реактивною потужністю у вигляді КШР. При цьому актуальним завданням стає дослідження режимів роботи ліній електропередачі надвисокої напруги з КШР.

Ступінь компенсації зарядної потужності визначається наступним виразом:

$$K = -\frac{n}{\omega^2 C_n l L_p}, \quad (2)$$

де  $L_p$  – індуктивність керованого шунтувального реактора;  $n$  – кількість груп керованих шунтувальних реакторів.

На рис. 2 наведено ступінь компенсації зарядної потужності залежно від довжини лінії у разі застосування різної кількості груп ШР.

Слід зазначити, що в умовах експлуатації не завжди існує доцільність з економічних та технічних міркувань генерувати на генераторах та передавати споживачам реактивну потужність по ЛЕП НВН. Справа в тому, що передача по лінії реактивної потужності збільшує повну потужність, що призводить до збільшення втрат напруги та активної потужності лінії. При цьому виникає необхідність генерації на генераторах електростанції додаткової активної потужності, що направляється в лінію для покриття активних втрат потужності, що зумовлена передачею по ній реактивної потужності.

Характерною особливістю передачі по лінії натуральної потужності є повна компенсація зарядної потужності лінії її втратами в індуктивних елементах, тобто коли виконується умова [15]:

$$j\omega L_l I_l^2 = \frac{1}{j\omega C_n} U_n^2, \quad (3)$$

де  $L_l$  – індуктивність лінії електропередачі;  $I_l$  – навантажувальний струм лінії електропередачі.

Таким чином, при виконанні умови (3) втрати реактивної потужності при передачі потужності в індуктивних та ємнісних провідностях лінії взаємно компенсують один одного та сумарні втрати реактивної потужності в ЛЕП НВН дорівнюють нулю. Тому режим передачі по лінії

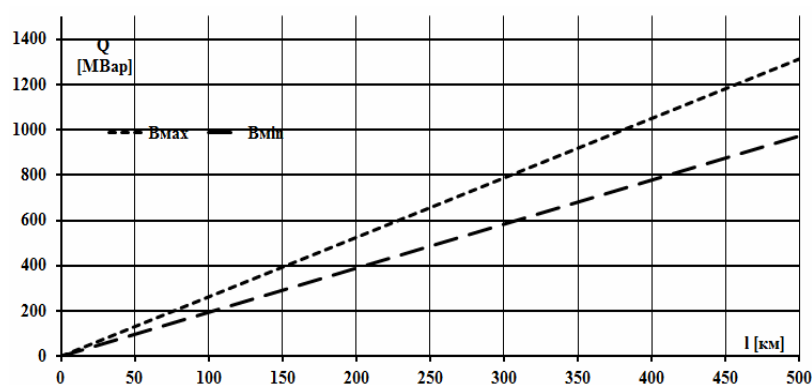


Рис. 1

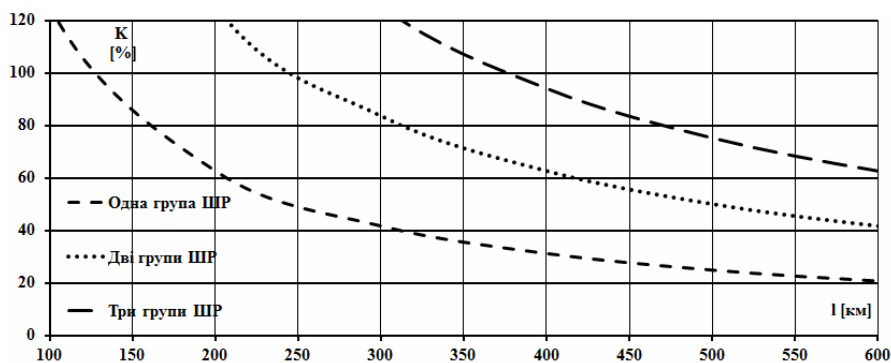


Рис. 2

натуральної потужності завжди характеризується найменшими втратами активної потужності.

Тому однією з головних задач керування режимами роботи ЛЕП НВН є передача чисто натуральної потужності –  $P_{нат}$ , яка супроводжується найменшими втратами активної потужності. Для організації умов передачі по лінії натуральної потужності необхідно відрегулювати струм та напругу на кінцях лінії таким чином, щоб вони співпадали між собою за фазою, тобто коефіцієнт потужності на кінцях ЛЕП НВН повинен бути рівним одиниці  $\cos \varphi = 1$ . У цьому випадку по лінії буде передаватись чисто активна потужність, яка є натуральною. Дійсно, вивівши з рівності (3) величину навантажувального струму лінії  $I_L$  та підставивши її у вираз для активної потужності лінії, отримуємо

$$P_{нат} = \frac{U_H^2}{Z_{xв} \sqrt{\frac{C_n L_p \omega^2 l}{(n - C_n L_p \omega^2 l)}}}, \text{ МВт}, \quad (4)$$

де  $Z_{xв}$  – хвильовий опір лінії.

Пропускна здатність електропередачі при встановленні КШР:

$$P_{макс} = \frac{U_H^2}{Z_{xв} \sin(\lambda \sqrt{1 - \frac{n}{C_n L_p \omega^2 l}}) \sqrt{\frac{C_n L_p \omega^2 l}{(n - C_n L_p \omega^2 l)}}}, \text{ МВт}, \quad (5)$$

де  $\lambda$  – хвильова довжина лінії.

Потужність, яку отримано за виразом (4), передати неможливо, оскільки випадкове збільшення кута зсуву між векторами ЕРС генератора електричної станції відносно вектора напруги на шинах системи буде призводити до лавиноподібного порушення стійкості роботи електропередачі та виходу генератора з синхронізму. Таким чином, найбільша допустима потужність передачі має визначатись за виразом [15]:

$$P_{дон} = \frac{P_{макс} - k\sqrt{P}}{1 + k_{зан}}, \text{ МВт} \quad (6)$$

де  $k_{зан}$  – нормований коефіцієнт запасу статичної стійкості, що приймається рівним 20%;  $P$  – встановлена потужність меншої системи;  $k$  – коефіцієнт, що приймається рівним 0,75 у разі автоматичного регулювання потужності.

Для передавання по лінії  $P_{нат}$  необхідно, щоб виконувалась умова  $P_{дон} / P_{нат} = 1$ , яка має вигляд:

$$P_{дон} / P_{нат} = \frac{U_H^2 - 0.75 \cdot \sqrt{P} \cdot Z_{xв} \cdot \sin(\lambda \sqrt{1 + K}) \sqrt{1 + K}}{U_H^2 \cdot \sin(\lambda \sqrt{1 + K}) \cdot (1 + k_{зан})} = 1. \quad (7)$$

З (4)–(7) можна оцінити вплив зміни індуктивності КШР на значення потужності, що передається по лінії. На рис. 3 наведено графіки залежностей  $P_{нат}$ ,  $P_{макс}$ ,  $P_{дон}$  від зміни  $L_p$

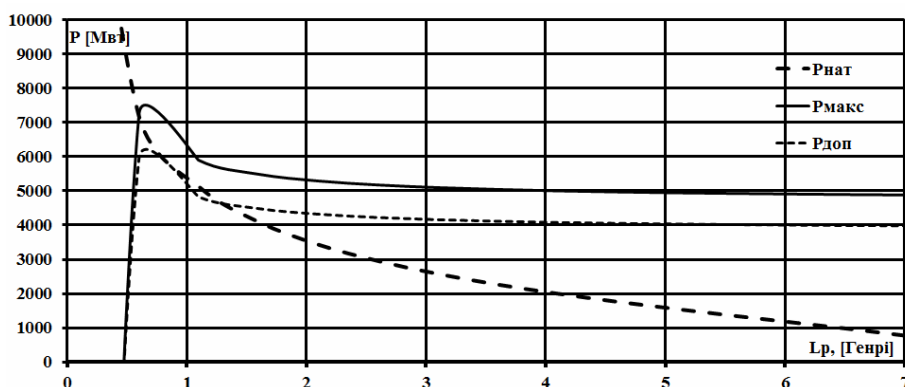


Рис. 3

для лінії ПС Західноукраїнська-Альбертирша (Угорщина). Значення індуктивності однієї некерованої групи з однофазних ШР складає  $L_p = [5.97]$  Гн. Діапазон зміни індуктивності у КШР типу РОДУ-330/750 складає  $L_p \in [0.3 \div 7]$  Гн. Відповідно до вказаного діапазону були

проаналізовані зміни натуральної потужності та пропускної здатності ЛЕП НВН, що наведені на рис. 3. Слід зазначити, що  $P_{\text{доп}}$  визначається умовами існування режимів для передачі активної потужності по лінії та стійкістю.

Як видно з графіку залежності  $P_{\text{нат}}$  від  $L_P$  (рис. 3), значення  $P_{\text{нат}}$  складає 1200 МВт у випадку встановлення некерованого ШР з фіксованим значенням  $L_P = 5.97$  Гн. Разом з тим,  $P_{\text{доп}}$  за  $L_P = 5.97$  Гн становить 4000 МВт. Тобто значення  $P_{\text{нат}}$  при встановленні некерованих ШР в режимі максимальних навантажень буде значно нижче активної потужності, що передається лінією. У такому режимі індуктивні втрати реактивної потужності в лінії будуть більші за її ємнісну зарядну потужність. Для більш ефективного використання зарядної потужності в режимах доцільно виконувати регулювання індуктивності КШР в діапазонах мінімальних значень. При цьому  $P_{\text{нат}}$  буде збільшуватись, а режим реактивної потужності буде більш сприятливим та наближеним до умови (4).

На даний час в Україні експлуатуються 8 ЛЕП НВН 750 кВ, на яких встановлені 22 групи однофазних шунтувальних реакторів. Для кожної лінії були виконані дослідження впливу КШР на значення  $P_{\text{доп}}$ , результати яких наведені в таблиці.

№	Назва лінії	n	l, км	Керовані ШР		Некеровані ШР
				$P_{\text{доп}} / P_{\text{нат}} = 1$		
				$L_P$ , Гн	$P_{\text{доп}}$ , МВт	$P_{\text{доп}}$ , МВт
1	Хмельницька АЕС – Жешув (Польща)	3	396	0,8	6300	4600
2	Южно-Українська АЕС – Ісакча (Румунія)	3	403	0,8	6000	4000
3	ПС Київська – Рівненська АЕС	3	353	0,78	6000	4700
4	ПС Західноукраїнська – ПС Альбертирша (Угорщина)	3	479	0,8	5200	4000
5	Дніпровська – Южно-Українська АЕС	2	332	0,7	5200	3000
6	ПС Західноукраїнська – ПС Вінницька	3	360	0,7	6200	5000
7	ПС Вінницька – Южно-Українська АЕС	2	304	0,7	6000	4500
8	ПС Західноукраїнська – Рівненська АЕС	3	282	0,8	5000	3500

Керування поперечною компенсацією дає можливість підтримувати режим натуральної потужності при потоку енергії, що змінюється під час експлуатації ЛЕП НВН. Такий ефект досягається зміною реактивної провідності передачі при регулюванні заходу компенсації – КШР. Також з рис. 3 видно, що  $P_{\text{доп}}$  при зміні  $L_P \in [4 \div 7]$  носить лінійний характер та залишається майже незмінним, що говорить про те, що КШР потребують більш суттєвого підмагнічування. В діапазоні  $L_P \in [1.8 \div 4]$  відбувається більш суттєве зростання  $P_{\text{доп}}$ . Завдяки застосуванню КШР пропускна здатність ЛЕП НВН може бути збільшена на 1500-3000 МВт. Таке збільшення значення пропускної здатності дозволить більш ефективно експлуатувати ЛЕП НВН внаслідок плавного регулювання індуктивності ШР та відсутності комутації груп ШР.

**Висновки.** Тенденції розвитку сучасних магістральних електричних систем у світі вказують на зростаючу роль концепції Smart Grid як необхідної складової забезпечення ефективності експлуатації об'єднаних енергосистем. Керовані шунтувальні реактори є технічним засобом підвищення ефективності роботи об'єднаної електроенергетичної системи України шляхом збільшення пропускної здатності ЛЕП НВН. Більш повне використання пропускної здатності існуючих електричних мереж, зокрема окремих міжсистемних і міждержавних зв'язків, може забезпечити:

- передачу додаткової електроенергії з надлишкових енергосистем з більш низькими тарифами в дефіцитні з витісненням там менш економічних джерел енергії;

• збільшення видачі активної потужності електростанцій, за рахунок підвищення максимально-допустимих перетоків потужності.

Також застосування ГЛЕП дасть змогу розглянути питання про перенесення термінів введення генеруючих потужностей і будівництва нових високовольтних ліній електропередачі з метою збільшення пропускної здатності електричних мереж, а в окремих випадках, можливо, і відмову від цих заходів.

*Фінансується за держбюджетною темою "Інтелектуальна екологічно безпечна енергетика з традиційними та відновлюваними джерелами енергії" ("Нова енергетика"), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ 13.02.2019 № 34. Державний реєстраційний номер роботи 0119U006587.*

1. Bryantsev A. et al., Power compensators based on magnetically controlled shunt reactors in electric networks with a voltage between 110 kV and 500 kV. 2010 *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America (T&D-LA)*, 2010. Pp. 239–244.
2. Belyaev A.N., Smolovik S.V. An improvement of AC electrical energy transmission system with series compensation by implementation of Controllable Shunt Reactors. *Proceedings of IEEE PES PowerTech 2003*, Bologna, Italy.
3. Butkevych O., Chyzenko O., Popovych O., Trach I. and Golovan I. A Study of Transitional Modes of the Electric Network with the Powerful Electromechanical Load and FACTS. *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*. Kyiv, Ukraine, 2019. Pp. 261–266.
4. Belyaev A.N. and Smolovik S.V. Steady-state and transient stability of 500 kV long-distance AC transmission lines with magnetically controlled shunt reactors. *2005 IEEE Russia Power Tech*, St. Petersburg, 2005. Pp. 1–6.
5. Kuchansky V.V. The application of controlled switching device for prevention resonance overvoltages in nonsinusoidal modes. *Proc. 37th IEEE International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO 2017)*, Ukraine, Kiev, 17-19 April 2017. Pp. 394–399.
6. Eremia M., Liu C.-C., Edris A.-A. *Advanced Solutions in Power Systems: HVDC, FACTS, and Artificial Intelligence*, Wiley: IEEE Press, 2016. Pp. 1063.
7. Tugay Y.I. The resonance overvoltages in EHV network. *IEEE International Conference on Electrical Power Quality and Utilization*. 2009. Lodz. Iss. 1. Pp. 14–18.
8. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І., Кучанський В.В. Дослідження впливу транспозиції лінії електропередачі надвисокої напруги на аномальні перенапруги. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 6. С. 51–56.
9. Kuchansky V.V. Application of Controlled Shunt Reactors for Suppression Abnormal Resonance Overvoltages in Assymetric Modes. *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*. Pp. 122–125.
10. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І. Тенденції розвитку систем електропостачання. *Електротехніка та електроенергетика*. 2000. № 2. С. 73–76.
11. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І. Підвищення надійності та ефективності магістральних електричних мереж. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2009. Вип 23. С. 110–117.
12. Шидловський А.К., Перхач В.С., Скрипник О.І., Кузнецов В.Г. Енергетичні системи з електропередачами та вставками постійного струму. Київ: Наукова думка, 1992.
13. Сулейманов В. Н., Кацадзе Т. Л. Электрические сети и системы. Киев: НТУУ КПИ, 2007. 504 с.
14. Hunko I. Kuchansky V., Nesterko A., Rubanenko O. Modes of electrical systems and grids with renewable energy sources. LAMBERT Academic Publishing, 2019. P. 184.
15. Hunko I.O., Kuchansky V.V., Nesterko A.B. Engineering sciences: development prospects in countries of Europe at the beginning of the third millennium. Vol. 2. Riga: Izdevniecība Baltija Publishing, 2018. 492 p.

УДК 621.314

## **ПРИМЕНЕНИЕ КОНЦЕПЦИИ SMART GRID С ЦЕЛЬЮ УВЕЛИЧЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ СВЕРХВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ**

**В.В. Кучанский**, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина

*Показано, что применение управляемых шунтирующих реакторов в линиях электропередачи сверхвысокого напряжения позволяет повысить пропускную способность. Определены значения индуктивности управляемых шунтирующих реакторов, при которых достигаются максимальные допустимые значения мощности. Проанализировано изменение степени компенсации зарядной мощности при применении управляемых шунтирующих реакторов. Подтверждено, что при определенном диапазоне индуктивности значение допустимой мощности линии электропередач остаются неизменными. Применение концепции Smart Grid позволило модернизировать линии электропередачи сверхвысокого напряжения в соответствии с требованиями гибких линий электропередачи переменного тока. Приведенные результаты указывают, что управляемые шунтирующие реакторы является перспективным и востребованным средством для управления параметрами режимов объединенной энергосистем. Библи. 15, рис. 3, таблица.*

**Ключевые слова:** линии электропередачи сверхвысокого напряжения, пропускная способность, гибкие линии электропередачи переменного тока, управляемые шунтирующие реакторы, натуральная мощность, наибольшая допустимая мощность.

## SMART GRID CONCEPT APPLICATION FOR INCREASING TRANSMITTING CAPACITANCE OF EXTRA HIGH VOLTAGE TRANSMISSION LINE

V.V. Kuchanskyy

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

*It is shown that the use of controlled shunt reactors in the extra high-voltage power lines allows transmitting capacitance. Inductance values of controlled shunt reactors at which maximum permissible power values are determined. The change in the degree of charge power compensation in the use of controlled shunt reactors is analyzed. It is determined that at a certain inductance range, the values of the allowable power of the transmission line remain unchanged. The use of the Smart Grid concept has allowed the high-voltage power lines to be upgraded to the requirements of flexible AC power lines. The above results indicate that controlled shunt reactors are promising and are required to control the parameters of the power systems. References 15, figures 3, table.*

**Key words:** high voltage transmission lines, transmitting capacitance, flexible alternating current transmission lines, controlled shunt reactors, natural power, maximum allowable power.

1. Bryantsev A. et al., Power compensators based on magnetically controlled shunt reactors in electric networks with a voltage between 110 kV and 500 kV, *2010 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America (T&D-LA)*, 2010. Pp. 239–244.
2. Belyaev A.N., Smolovik S.V. An improvement of AC electrical energy transmission system with series compensation by implementation of Controllable Shunt Reactors. *Proceedings of IEEE PES PowerTech 2003*, Bologna, Italy.
3. Butkevych O., Chyzenko O., Popovych O., Trach I. and Golovan I. A Study of Transitional Modes of the Electric Network with the Powerful Electromechanical Load and FACTS, *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2019. Pp. 261–266.
4. Belyaev A.N. and Smolovik S.V. Steady-state and transient stability of 500 kV long-distance AC transmission lines with magnetically controlled shunt reactors. *2005 IEEE Russia Power Tech*, St. Petersburg, 2005. Pp. 1–6.
5. Kuchanskyy V.V. The application of controlled switching device for prevention resonance overvoltages in nonsinusoidal modes. *Proc. 37th IEEE International Conference on Electronics and Nanotechnology (EL-NANO 2017)*, Ukraine, Kiev, 17-19 April 2017. Pp. 394–399.
6. Eremia M., Liu C.-C., Edris A.-A. *Advanced Solutions in Power Systems: HVDC, FACTS, and Artificial Intelligence*, Wiley: IEEE Press, 2016. Pp. 1063.
7. Tugay Y.I. The resonance overvoltages in EHV network. *IEEE International Conference on Electrical Power Quality and Utilization*. 2009. Lodz. No 1. Pp. 14–18.
8. Tugay Yu.I., Kuchansky V.V. Investigation of the effect of transposition of the extra high voltage transmission line on abnormal overvoltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. Vol. 6. Pp. 51–56. (Ukr)
9. Kuchanskyy V.V. Application of Controlled Shunt Reactors for Suppression Abnormal Resonance Overvoltages in Assymetric Modes. *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*. Pp. 122–125.
10. Kuznetsov V.G., Tugay Yu.I. Trends in the development of power supply systems. *Elektrotehnika ta elektroenerhetyka*. 2000. N 2. Pp. 73–76. (Ukr)
11. Kuznetsov V.G., Tugai Yu.I. Improving reliability and efficiency of bulk electrical networks. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2009. No 23. Pp. 110–117. (Ukr)
12. Shidlovsky A.K., Perkhach V.S., Skripnik O.I., Kuznetsov V.G. *Power systems with power transmission and high voltage direct current link*. Kyiv: Naukova Dumka, 1992. (Ukr)
13. Suleimanov V.N., Katsadze T.L. *Electric networks and systems*. Kiev: NTUU KPI, 2007. 504 p. (Rus)
14. Hunko I., Kuchanskyi V., Nesterko A., Rubanenko O. *Modes of electrical systems and grids with renewable energy sources*. LAMBERT Academic Publishing, 2019. 184 p.
15. Hunko I.O., Kuchanskyy V.V., Nesterko A.B. *Engineering sciences: development prospects in countries of Europe at the beginning of the third millennium*. Vol. 2. Riga: Izdevniecība Baltija Publishing, 2018. 492 p.

Надійшла: 16.12.2019

Received: 16.12.2019

## ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

УДК 621.314

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.046>

### ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ АВТОТРАНСФОРМАТОРА ЗІ СТРИЖНЕВИМ МАГНІТОПРОВОДОМ У СКЛАДІ ТРАНСФОРМАТОРНО-КЛЮЧОВОЇ ВИКОНАВЧОЇ СТРУКТУРИ СТАБІЛІЗАТОРА НАПРУГИ ЗМІННОГО СТРУМУ

К.О. Липківський\*, докт. техн. наук, А.Г. Можаровський\*\*, 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)

*Автотрансформатор (АТ) трансформаторно-ключової виконавчої структури (ТКВС) стабілізатора напруги змінного струму значною мірою визначає масогабаритні показники перетворювача в цілому. Одним із методів підвищення ефективності використання встановленої потужності АТ є цілеспрямований перерозподіл втрат у елементах АТ, який дає змогу зменшити нерівномірність їхнього нагріву, збільшити густину струму в його обвитці та внаслідок цього збільшити струм навантаження та його припустиму потужність. У роботі прослідковано особливості цієї процедури та її наслідки для ТКВС з автотрансформатором, що має магнітопровід стрижневої конструкції, можливий вибір якої є одним із низки проявів багатоваріантності побудови трансформаторно-ключової виконавчої структури. Бібл. 12, рис. 2, таблиця.*

**Ключові слова:** трансформаторно-ключова виконавча структура, discrete smart transformer, стабілізатор напруги змінного струму, автотрансформатор, секція обвитки, ефективність використання.

Трансформаторно-ключові виконавчі структури – ТКВС [1] (discrete smart transformer [2], intelligent transformer [3], tap changing transformer [4]), що мають широке коло застосування високоефективних перетворювачів напруги змінного струму (voltage regulator circuit) з дискретно разовими системами керування (discrete time control [5]), апіорі відзначаються різноплановою багатоваріантністю, зокрема:

– функціонального призначення (регулювання напруги за визначеним законом; стабілізація вихідної напруги на заданому, зокрема номінальному рівні з припустимою похибкою за зміни будь-яких дестабілізуючих факторів; стабілізація зі зміною рівня напруги, що підлягає стабілізації, яку ще називають мультизонна стабілізація [6]);

– потужності масиву коефіцієнтів передачі (кількості станів) перетворювача за напругою, яка визначається можливим діапазоном відхиленої вхідної напруги (стабілізатори) або потрібним діапазоном зміни вихідної напруги (регулятори);

– кроків зміни рівня напруги, тобто коефіцієнта передачі (з однаковим абсолютним значенням кроку – найпростіший варіант; з однаковим відносним значенням кроку зміни, що дає змогу отримати більш точне регулювання на різних рівнях напруги, що регулюється; у окремих випадках, навпаки, з більшим кроком за менших напруг і меншим – за більших, як, наприклад, за амплітудно-імпульсного формування квазісинусоїдальної низькочастотної напруги);

– схемотехнічних рішень (розмаїття структур, конфігурацій кожної окремої структури, зміна яких не веде до принципової зміни структури; розміщення та побудова напівпровідникових та іншого виконання комутаторів, що реалізують необхідну зміну коефіцієнта передачі ТКВС за напругою);

– станів кожної конфігурації (без принципової зміни структури), кожному з яких відповідають певні значення коефіцієнта передачі за напругою та струмового завантаження секції обвитки трансформуючого елемента, що визначає сумарні втрати потужності в ній;

– взаємного розташування секцій обвитки трансформуючого елемента та густини струму в окремих секціях, яка може варіюватися з метою зменшення температурної неоднорідності об'єкта;

– повноти перетворення енергії (співвідношення часток енергії, які передаються до споживача електричним та електромагнітним шляхом), що визначає встановлену потужність трансформуючого елемента (трансформатора, автотрансформатора, вольтододавчого трансформатора або їх сполучення) перетворювача напруги, яка може варіюватися з метою зменшення температурної неоднорідності об'єкта;

– типів та матеріалів магнітопроводу трансформуючого елемента ТКВС перетворювача напруги змінного струму.

У попередніх роботах, зокрема у [7], детально досліджувалися ТКВС стабілізаторів напруги змінного струму з автотрансформаторами на магнітопроводах броньової конструкції. Вбачається доцільним зупинитися також на останньому із зазначених вище аспектів багатоваріантності побудови ТКВС. З огляду на це **метою роботи** є визначення рівня підвищення ефективності використання встановленої потужності автотрансформатора з магнітопроводом стрижневої конструкції в складі трансформаторно-ключової виконавчої структури стабілізатора напруги змінного струму шляхом цілеспрямованого перерозподілу втрат у елементах автотрансформатора.

Дослідимо ту ж саму конфігурацію ТКВС (рис. 1), що й у [8], з 6 напівпровідниковими ключовими елементами (комутація яких дає змогу реалізувати 9 нетотожних коефіцієнтів передачі за напругою), яка призначена для стабілізації вихідної напруги на номінальному рівні  $U_n=220$  В з похибкою  $\delta=\pm 3,0\%$  ( $\delta=(\gamma+1)/(\gamma-1)$ , де коефіцієнт  $\gamma=U_{2max}/U_{2min}=226,6/213,4=1,0618$ ) за можливих відхилень вхідної напруги в межах  $168\div 288$  В ( $U_{1min}^*=U_{1min}/U_n=2/\gamma^4(\gamma+1)=0,764$ ,  $U_{1max}^*=2\gamma^5/(\gamma+1)=1,31$ ) (надалі для компактності оперуватимемо переважно відносними значеннями, нормованими за номінальною напругою  $U_n$ ).

Кожному з коефіцієнтів передачі  $K_j$  ( $j=\overline{1,9}$ ) відповідає  $j$ -й стан структури, у якому працює певна пара ключових елементів (КЕ) зі вхідного (V1, V2, V3) та вихідного (V4, V5, V6) комутаторів. У першому стані ( $j=1$ ), на який припадає зміна вхідної напруги  $U_1^*$  від  $U_{1min}^*$  до  $\gamma U_{1min}^*$ , працюють ключові елементи V1, V4, і коефіцієнт передачі є найбільшим:  $K_1=K_{max}=\gamma^4=1,271$ ; у другому стані ( $j=2$ ) ( $U_1^*=\gamma U_{1min}^* \div \gamma^2 U_{1min}^*$  працюють V1, V5):  $K_2=\gamma^3=1,197$ ; у третьому ( $j=3$ ) ( $U_1^*=\gamma^2 U_{1min}^* \div \gamma^3 U_{1min}^*$  працюють V1, V6):  $K_3=\gamma^2=1,127$ ; у четвертому ( $j=4$ ) ( $U_1^*=\gamma^3 U_{1min}^* \div \gamma^4 U_{1min}^*$  працюють V2, V4):  $K_4=\gamma=1,062$ ; у п'ятому ( $j=5$ ) ( $U_1^*=\gamma^4 U_{1min}^* \div \gamma^5 U_{1min}^*$  працюють V2, V6):  $K_5=1$ ; у шостому ( $j=6$ ) ( $U_1^*=\gamma^5 U_{1min}^* \div \gamma^6 U_{1min}^*$  працюють V2, V6):  $K_6=\gamma^{-1}=0,942$ ; у сьомому ( $j=7$ ) ( $U_1^*=\gamma^6 U_{1min}^* \div \gamma^7 U_{1min}^*$  працюють V3, V4):  $K_7=\gamma^{-2}=0,887$ ; у восьмому ( $j=8$ ) ( $U_1^*=\gamma^7 U_{1min}^* \div \gamma^8 U_{1min}^*$  працюють V3, V5):  $K_8=\gamma^{-3}=0,835$ ; у дев'ятому ( $j=9$ ) ( $U_1^*=\gamma^8 U_{1min}^* \div \gamma^9 U_{1min}^*$  працюють V3, V6):  $K_9=\gamma^{-3}=0,786$ .

Реалізація цього масиву коефіцієнтів передачі шляхом комутації КЕ досягається завдяки тому, що потенціали точок відводів обвитки  $\varphi_i$  відносно О (спільної точки вхідного та вихідного контурів) обрано в даній структурі за законом  $\varphi_i=U_{W_0max} \cdot \gamma^{i-1}$  ( $i=\overline{1,7}$ ), де  $U_{W_0max}$  – максимальне значення напруги на базовій секції  $W_0$  у момент переходу з третього в четвертий стан ( $U_{W_0max}=U_{1min} \cdot \gamma^{-2}$ ). За цих обставин напруги на секціях обвитки, нормовані за номінальним значенням  $U_n$ , дорівнюють відповідно:  $U_{W_0}^*=2/\gamma(\gamma+1)$ ;  $U_{W_1}^*=2(\gamma-1)/\gamma$ ;  $U_{W_2}^*=2\gamma(\gamma-1)/(\gamma+1)$ ;  $U_{W_3}^*=2\gamma^2(\gamma-1)/(\gamma+1)$ ;  $U_{W_4}^*=2\gamma^3(\gamma-1)$ . Величини цих напруг не залежать від навантаження і є функцією лише коефіцієнта  $\gamma$ , який визначається заданим діапазоном зміни вхідної напруги

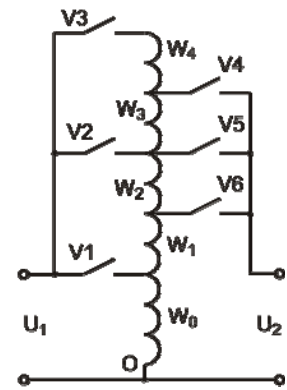


Рис. 1

та припустимою похибкою стабілізації  $\delta$  вихідної напруги. За обраного значення  $U_n=220$  В маємо:  $U_{W_0}=201$  В;  $U_{W_1}=25,63$  В;  $U_{W_2}=14,02$  В;  $U_{W_3}=14,88$  В;  $U_{W_4}=32,58$  В.

Стосовно струмів слід відмітити, що сумарне струмове завантаження секцій обвитки суттєво відрізняється в різних станах. У п'ятому ( $j=5$ ) воно дорівнює нулю, бо через ключі V2 та V5 йде безпосередня передача енергії від мережі до споживача. У першому стані ( $j=1$ ), коли струми в секціях визначаються залежностями  $I_{W_0}^* = I_{W_0}/I_n = 2\gamma(\gamma^4 - 1)/(\gamma + 1)$ ;  $I_{W_1}^* = I_{W_2}^* = I_{W_3}^* = 2\gamma/(\gamma + 1)$ ;  $I_{W_4}^* = 0$  (тут  $I_n$  – номінальне значення вхідного струму, що визначається навантаженням), як свідчить аналіз, воно за будь-якого  $\gamma \in$  максимальним, навіть за відсутності струму в четвертій секції. Саме за цим першим станом відбувається розрахунок АТ згідно з методикою, викладеною в [9]. Дещо меншим сумарне струмове завантаження секцій обвитки відбувається в останньому – дев'ятому стані ( $j=9$ ), коли певне струмове завантаження має також четверта секція  $I_{W_4}^* = I_{W_2}^* = I_{W_3}^* = 2\gamma/(\gamma + 1)\gamma^4$ ;  $I_{W_0}^* = I_{W_1}^* = 2\gamma(1 - \gamma^{-4})/(\gamma + 1)$ , тобто, за будь-яких можливих змін під час розрахунку АТ, наприклад, густини струму в окремих секціях обвитки, це треба брати до уваги.

Маючи отримані залежності напруг та струмів у секціях автотрансформатора, можна перейти безпосередньо до його розрахунку. На відміну від [8] обираємо згідно зі сформульованою метою магнітопровід стрижньової конструкції ПЛ32×64-100, який у разі використання як осердя звичайного двохобвиткового трансформатора дає змогу відповідно до рекомендацій [10] забезпечити живлення споживача потужністю 1,2 кВт, тобто подібного до розглянутого в [8] магнітопроводу броньової конструкції ШЛ40×80. Обраний магнітопровід з електротехнічної сталі 3413 [11] (питомі втрати за прийнятої магнітної індукції 1,5 Тл дорівнюють 1,13 Вт/кг) має масу 5,6 кг [10]. Кожна секція обвитки АТ поділяється за такої умови на дві однакові підсекції, розміщені на різних стрижнях магнітопроводу. Вважаємо, як і у [8], що всі секції обвитки повністю займають вікно осердя без повітряних проміжків, а коефіцієнт заповнення вікна міддю задаємо 0,35.

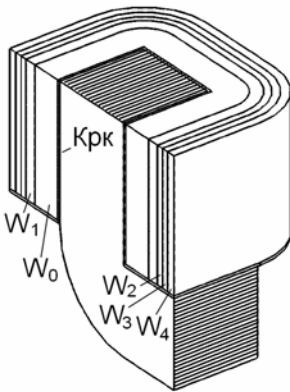


Рис. 2

Для ілюстрації взаємного розташування основних конструктивних елементів автотрансформатора на рис. 2 наведено, виходячи з симетрії АТ у трьох площинах, одну восьму частину об'єкта дослідження, де Крк – каркас котушки, виготовлений з текстоліту товщиною 1 мм. Порядок розміщення секцій половини обвитки, починаючи від стрижня осердя:  $W_0, W_1, W_2, W_3, W_4$ . Кількість витків цих секцій, виходячи з отриманих раніше значень максимальних напруг на них та геометричних параметрів осердя (активна площа перерізу стрижня магнітопроводу згідно з [10] – 18,2 см<sup>2</sup>, розмір вікна – 5 см×10см), становлять відповідно:  $W'_0 = W_0/2 = 172$ ;  $W'_1 = W_1/2 = 22$ ;  $W'_2 = W_2/2 = 12$ ;  $W'_3 = W_3/2 = 13$ ;  $W'_4 = W_4/2 = 28$ .

Обрання припустимої густини струму та максимальних значень струмів у секціях обвитки потребує контролю теплового стану елементів АТ, який визначається втратами енергії в них, зважаючи на те, що за максимально припустимою температурою  $t_{np}$  тут, як і раніше у [8], обрано 81 °С. Виконуючи за цієї умови мультифізичне моделювання двох станів (першого –  $j=1$  та дев'ятого –  $j=9$ ) цього варіанту автотрансформатора (назвемо його варіант А) з допомогою, наприклад, програми Comsol [12], знаходимо максимально припустиме значення густини струму  $j$ , яку обираємо за розрахункову, струми в секціях та втрати енергії в них  $\Delta P_{W_i}$  (Вт) (сумарні в обох котушках) та сумарні втрати в усіх секціях обвитки  $\Delta P_{\Sigma W}$  (Вт), які зведено в таблицю. Також у ній наведено втрати в осерді  $\Delta P_{Fe}$  (Вт), максимальні  $t_{max}$  ( $t_{max} \leq t_{np}$ ) та мінімальні  $t_{min}$  температури (°С) в елементах АТ, масу міді обвитки  $M_{Cu}$  (кг), сталі осердя  $M_{Fe}$  (кг) та максимально припустиме значення потужності споживача  $P_n$  (кВт), що може житися від ТКВС з таким автотрансформатором. (Моделювання проводилося за тих же, що і у [8], спрощень й умов та за тих самих значень теплопровідності осердя ( $\lambda_{оср} = 4$  Вт/(м×К)), обвиток ( $\lambda_{обв} = 2$  Вт/(м×К)) й котушки ( $\lambda_{кту} = 0,2$  Вт/(м×К)) та зна-

чення загального коефіцієнта теплопередачі з поверхні  $\alpha=11,77 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \times \text{К})$ , яке еквівалентне сумі коефіцієнта тепловідведення з поверхні об'єкта моделювання за рахунок конвекції  $\alpha_{\text{кв}}=5 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \times \text{К})$  та випромінювання при степені чорноти поверхні  $\varepsilon=0,8$ .

	АТСК						АТБК						
	А			С			$j_{\text{обв}}$	А		$j$	С		
	$j_{\text{обв}}$	$j=1$	$j=9$	$j_{\text{обв}}$	$j=1$	$j=9$		$j=1$	$j=9$		$j=1$	$j=9$	
$\Delta P_{W0}$	2,39	19,92	12,32	1,99	17,56	10,86	1,70	10,65	6,59	1,42	9,66	5,97	
$\Delta P_{W1}$	2,39	11,25	0,51	2,45	12,39	0,56	1,70	6,01	0,27	1,77	6,99	0,32	
$\Delta P_{W2}$	2,39	6,56	4,06	2,45	7,20	4,45	1,70	3,72	2,30	1,77	4,31	2,66	
$\Delta P_{W3}$	2,39	7,65	4,73	2,45	8,37	5,18	1,70	4,24	2,62	1,77	4,88	3,02	
$\Delta P_{W4}$	2,39	0	12,29	4,31	0	23,00	1,70	0	7,05	3,39	0	15,03	
$\Delta P_{\Sigma W}$		45,38	33,91		45,52	44,06		24,63	18,85		25,84	27,01	
$\Delta P_{Fe}$		6,46	7,28		6,46	7,28		8,69	9,80		8,69	9,80	
$\Delta \Sigma P$		51,83	41,19		51,97	51,34		33,32	28,65		34,53	36,81	
$t_{\text{max}}$		81,0	75,5		81,0	81,0		81,0	75,4		81,0	81,0	
$t_{\text{min}}$		69,3	66,1		69,5	69,9		70,2	67,6		71,5	73,6	
$\Delta t_{\text{max}}$		11,7	9,4		11,5	11,1		10,8	7,8		9,5	7,4	
$P_n$		3,65			3,74			3,39			3,54		
$M_{Cu}$		8,07 (58%)							4,41 (37%)				
$M_{Fe}$		5,8 (42%)							7,54 (63%)				
$P_n/M_{\Sigma}$		0,263			0,284				0,284			0,284	

Дані, наведені в таблиці, підтверджують, що за умов однакової густини струму в секціях обвитки ( $j_{\text{обв}}=2,4 \text{ А}/\text{мм}^2$ ) сумарне струмове навантаження та внаслідок цього сумарні втрати енергії в міді обвитки в дев'ятому стані ( $j=9$ ), коли секціями  $W_4$  тече певний струм, суттєво менші, ніж у визначальному для розрахунку АТ першому стані ( $j=1$ ), хоча в ньому секція  $W_4$  знеструмлена, і втрати в ній відсутні. Найбільший внесок у втрати в міді припадає за таких умов на базову секцію  $W_0$  (~44 %). Зменшення втрат енергії в цій секції шляхом зменшення густини струму в ній (тобто збільшення її площі у вікні осердя) дасть змогу підвищити ефективність використання встановленої потужності АТ. Цього, за фіксованого значення  $t_{\text{нр}}=81 \text{ }^\circ\text{C}$ , можна досягти лише в разі відповідного збільшення густини струму в незадіяній четвертій секції  $W_4$  (зменшення її площі у вікні осердя). Проте ця секція задіяна при роботі ТКВС у 9-му стані, який є другим за сумарним струмовим навантаженням обвитки (див. таблицю). Тут найбільший "внесок" у втрати здійснює саме  $W_4$ . Таким чином, струмове "розвантаження" першого (визначального для розрахунку АТ) стану веде до струмового "підвантаження" дев'ятого стану, тобто за вибіркового варіювання густини струму окремих секцій необхідно порівнювати зміну ситуації в цих двох станах. Проведене зменшення густини струму в секції  $W_0$  до  $1,94 \text{ А}/\text{мм}^2$  та її збільшення до  $4,21 \text{ А}/\text{мм}^2$  в секції  $W_4$  дало змогу отримати деякий проміжний варіант ТКВС, у якому найвища температура в елементах АТ зрівнялася в обох станах – знизилася в першому та зросла в дев'ятому до  $79,9 \text{ }^\circ\text{C}$ , що менше за  $t_{\text{нр}}$  (дані для цього варіанту в таблиці не наведено). Останнє дозволяє додатково одночасно підвищити густину струму в усіх секціях обвитки приблизно на 2,4 %, при якому в елементах АТ буде досягнуто обрану за максимальну температуру  $81 \text{ }^\circ\text{C}$ . Отриманий таким чином варіант ТКВС позначено в таблиці літерою С. Порівняння варіантів А та С свідчить про доцільність виконаної процедури – припустиме максимальне значення вихідної потужності зросло з 3,65 до 3,74 кВт.

У АТ з осердям стрижневої конструкції (АТСК), як і у АТ з осердям броньової конструкції (АТБК), можна шляхом перерозподілу втрат у секціях обвитки досягти певного підвищення ефективності використання його встановленої потужності, хоча воно буде дещо меншим (~2,5 %), ніж у АТБК (~4,4 %). Зауважимо, що рівень підвищення цього показника за вибіркового варіювання густини струму в окремих секціях обвитки АТ суттєво залежить

від обраної конфігурації ТКВС, яка визначається різними факторами, зокрема діапазоном зміни вхідної напруги, у межах якого реалізується стабілізація вихідної напруги. Дещо менша й питома потужність АТ – 0,269 Вт/кГ проти 0,296 Вт/кГ. Також слід відзначити й суттєво вищі втрати енергії в елементах АТ за рахунок збільшення втрат у міді обвитки. Отже, під час вибору доцільної конфігурації магнітопроводу АТ у ТКВС стабілізатора напруги пріоритетами можуть стати інші вимоги, наприклад, зменшення загальної маси АТ, зменшення витрат міді тощо.

Таким чином, у роботі проаналізовано можливості підвищення ефективності використання встановленої потужності секціонованого автотрансформатора шляхом цілеспрямованого перерозподілу втрат у елементах АТ з магнітопроводом стрижневої конструкції в складі виконавчої структури стабілізатора напруги. Виконано порівняльну оцінку з результатами, отриманими для АТ з магнітопроводом броньової конструкції.

*Стаття підготовлена при виконанні НДР "Рестан" ("Розвиток та узагальнення теорії трансформаторно-ключових виконавчих структур (ТКВС) перетворювачів напруги з урахуванням багатоваріантності схемотехнічних рішень та мультифізичності процесів"), державний реєстраційний номер 0115U002579.*

1. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. Киев: Наукова думка, 1983. 216 с.
2. Willems W., Vandoorn 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. IEEE*, 6–9 Oct. 2013, At Lyngby, Denmark. Pp. 1–5. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/ISGTEurope.2013.6695300>
3. Gehm A. A., Quevedo J. D. O., Mallmann E. A., Fricke L. A., Martins, M. L. D. S. & Beltrame R. C. Development of a supervisory system for an intelligent transformer. *In Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015 IEEE 13th Brazilian*. Pp. 1–6. IEEE. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/COBEP.2015.7420242>
4. Huang M., Dong L., Zhang J., Wang J., Hao Z. Research on the Differential Protection Algorithm of Multi-Tap Special Transformer. *Journal of Power and Energy Engineering*. 2014. Vol. 2. No 09. Pp. 98–105. DOI: <http://dx.doi.org/10.4236/jpee.2014.29014>
5. Bimal, K Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. *IEEE Power Electronics Society Newsletter Fourth Quarter*. 2007. V. 19. No 4. Pp. 11–20.
6. Strzelecki R., Matelski W., Małkowski R., Tomasov V., Wolski L. & Krahel A., Distribution Transformer with Multi-Zone Voltage Regulation for Smart Grid System Application, *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems. IEEE*, 17–19 April 2019, Kyiv, Ukraine. Pp. 132–137. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/ESS.2019.8764193>
7. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Визначення впливу зміни меж діапазону вхідної напруги на потужність трансформуючого елемента стабілізатора напруги з трансформаторно-ключовою виконавчою структурою. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 3. С. 46–54.
8. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Вплив розподілу втрат енергії в елементах автотрансформатора трансформаторно-ключової виконавчої структури стабілізатора напруги на ефективність використання його встановленої потужності. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2019. Вип. 53. С. 60–64.
9. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Моделювання трансформуючих елементів з секціонуванням обвиток у складі перетворювачів напруги змінного струму. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 39–44.
10. Белопольский И.И., Каретникова Е.И., Пикалова Л.Г. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. Москва: Энергия, 1973. 400 с.
11. ГОСТ 27427.1-83 Сталь электротехническая тонколистовая. (дата звернення 15.08.2019).
12. COMSOL Multiphysics – <http://www.comsol.com>. (дата звернення 15.08.2019).

УДК 621.314

## **ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АВТОТРАНСФОРМАТОРА СО СТЕРЖНЕВЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ В СОСТАВЕ ТРАНСФОРМАТОРНО-КЛЮЧЕВОЙ ИСПОЛНИТЕЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ СТАБИЛИЗАТОРА НАПЯЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА**

**К.А. Липковский**, докт. техн. наук, **А.Г. Можаровский**, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03680, Украина

*Автотрансформатор (АТ) трансформаторно-ключевой исполнительской структуры (ТКВС) стабилизатора напряжения переменного тока в значительной степени определяет массогабаритные показатели преобразователя в целом. Одним из методов повышения эффективности использования установленной мощности АТ является целенаправленное перераспределение потерь в элементах АТ, которое позволяет уменьшить нерав-*

номерность их нагрева, увеличить плотность тока в его обмотках и вследствие этого увеличить ток нагрузки и его допустимую мощность. В работе прослежены особенности этой процедуры и ее последствия для ТКВС с автотрансформатором, который имеет магнитопровод стержневой конструкции, возможный выбор которой является одним из ряда проявлений многовариантности построения трансформаторно-ключевой исполнительной структуры. Библ. 12, рис. 2, таблица.

**Ключевые слова:** трансформаторно-ключевая исполнительная структура, discrete smart transformer, преобразователь напряжения переменного тока, секционированная обмотка, варьирование плотности тока, тепловое состояние.

## INCREASING THE EFFICIENCY OF USING AN AUTOTRANSFORMER WITH A CORE OF MAGNETIC CIRCUIT AS A PART OF THE TRANSFORMER-AND-SWITCHES EXECUTIVE STRUCTURE OF AN AC VOLTAGE STABILIZER

**K.O. Lypkivskiy, A.G. Mozharovskiy**

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 036890, Ukraine

*The autotransformer (AT) of the transformer-and-switches executive structure (TSES) of an AC voltage stabilizer largely determines the overall dimensions of the converter. One of the methods to increase the efficiency of using the installed power of the AT is the targeted redistribution of losses in the elements of the AT, which can reduce the unevenness of their heating, increase the current density in its windings and, as a result, increase the load current and its allowable power. The paper traces the features of this procedure and its consequences for a TSES with an autotransformer which has a core magnetic circuit, the possible choice of which is one of a number of manifestations of the multivariance of the construction of a transformer-and-switches executive structure.* References 12, figures 2, table.

**Key words:** transformer-and-switches executive structure, discrete smart transformer, AC voltage converter, partitioned winding, variation of current density, thermal processes.

1. Lypkivskiy K.A. Transformer-and-Switches Executive Structures of Alternating Current Voltage Converters. Kiev: Naukova Dumka, 1983. 216 p. (Rus)
2. Willems W., Vandoorn 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. IEEE*, 6–9 Oct. 2013, At Lyngby, Denmark. Pp. 1–5. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/ISGTEurope.2013.6695300>
3. Gehm A. A., Quevedo, J. D. O., Mallmann E. A., Fricke L. A., Martins M. L. D. S. & Beltrame R. C. (2015, November). Development of a supervisory system for an intelligent transformer. *In Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference., 2015 IEEE 13th Brazilian*. Pp. 1–6. IEEE DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/COBEP.2015.7420242>
4. Huang M., Dong L., Zhang J., Wang J., Hao Z. Research on the Differential Protection Algorithm of Multi-Tap Special Transformer. *Journal of Power and Energy Engineering*. 2014. Vol. 2. No 09. Pp. 98–105. DOI: <http://dx.doi.org/10.4236/jpee.2014.29014>
5. Bimal, K Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. *IEEE Power Electronics Society Newsletter Fourth Quarter*. 2007. V. 19. No 4. Pp. 11–20.
6. Strzelecki R., Matelski W., Małkowski R., Tomasov V., Wolski L. & Krahel A., Distribution Transformer with Multi-Zone Voltage Regulation for Smart Grid System Application, *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems*. IEEE, 17–19 April 2019, Kyiv, Ukraine. Pp. 132–137. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/ESS.2019.8764193>
7. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G. Determination of the influence of changes in the limits of the input voltage range on the power of a transformer element of a voltage stabilizer with a transformer-and-switches executive structure. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2019. No 3. Pp. 46–54. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.03.046>
8. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G. Influence of distribution of energy losses in the elements of the autotransformer of the transformer-and-switches executive structure of the voltage stabilizer on the efficiency of using its installed power. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. Kyiv. 2019. No 53. Pp. 60–64. (Ukr)
9. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G. Simulation of the transformative elements with sectioning of the windings as part of AC voltage source converters. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2016. No 3. Pp. 39–44. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.039>
10. Belopolskiy I.I., Karetnikova E.I., Pikalova L.G. Calculation of low-power transformers and reactors. Moskva: Energiya, 1973. 400 p. (Rus)
11. GOST 27427.1-83 Rolled Electrical Steel. (Rus) (accessed 15.08.2019).
12. COMSOL Multiphysics – <http://www.comsol.com>. (accessed 15.08.2019).

Надійшла: 05.09.2019

Received: 05.09.2019

УДК 621.3:539.3

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.052>

## ТОРЦЕВИЙ ЦИЛІНДРИЧНИЙ ІНДУКТОР З ФЕРОМАГНІТНИМ ОСЕРДЯМ ДЛЯ ІМПУЛЬСНОЇ СТРУМОВОЇ ОБРОБКИ ПЛОЩИННОГО ПРОКАТУ МЕТАЛУ

**А.П. Ращепкін**, докт. техн. наук  
 Інститут електродинаміки НАН України,  
 пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна  
 e-mail: [anatoly\\_raschepkin@ukr.net](mailto:anatoly_raschepkin@ukr.net)

*Розроблено метод аналізу електромагнітних процесів у торцевому циліндричному індукторі з феромагнітним осердям для безконтактного збудження в оброблюваному металі імпульсів струму високої густини шляхом використання електропластичного ефекту в методах пластичної деформації, заснованих на додатковому впливі на матеріал струмом високої густини. Визначення електричних параметрів індуктора виконано комп'ютерним моделюванням з використанням методу скінченних елементів. Збудження імпульсу струму в індукторі досягалось шляхом розряду конденсатора з використанням керованого тиристора та за наявності шунтуючого конденсатор діода. Нестационарні, нелінійні електромагнітні процеси розряду в колі розглянуто з використанням відомих у теоретичній електротехніці залежностей шляхом чисельного вирішення нелінійних рівнянь, а розподіл густини струму в металі – методом скінченних елементів. Бібл. 5, рис. 8.*

**Ключові слова:** електропластична деформація, нелінійні та нестационарні електророзрядні процеси, однополярні імпульси струму.

У процесах деформування металів з використанням електропластичного або магнітопластичного ефектів для їхньої реалізації необхідно збуджувати в оброблюваній металевій смузі, як встановлено експериментально, однополярні імпульси густини струму порядку  $10^9$  А/м<sup>2</sup> [1] або магнітне поле напруженістю близько  $10^5$  А/м і тривалістю імпульсів 100–500 мкс [2]. Імпульси струму мають тривалість  $10^{-5}$ – $10^{-4}$  с, що на кілька порядків менше тривалості стимульованих ними стрибків деформації в кристалах. Тому вказаний вплив є, по суті, поштовхами в електронній та фононній підсистемах кристалів, що викликають подолання окремими дислокаціями і групами перешкод, тобто інтенсифікує пластичну деформацію металу. Настільки значні електромагнітні навантаження в індукційній системі викликають великі радіальні зусилля в обмотці індуктора, а також силову електродинамічну взаємодію між індуктором і оброблюваною смугою. Для пошуку шляхів послаблення цих сил розглянуто виконання такого індуктора з феромагнітним осердям. З метою розширення області великих індуктованих густин струму в осьовій зоні індуктора передбачається також використання центрального, наприклад, конічного феромагнітного осердя.

**Метою роботи** є розробка безконтактного, індукційного методу збудження в металевій смузі коротких імпульсів струму великої густини і визначення доцільності застосування феромагнітного осердя в торцевому циліндричному індукторі в процесах електропластичної деформації плоского прокату металів.

Зважаючи на безперервний технологічний процес з багаторазовим повторенням імпульсів, для запобігання перегріву багатовиткова обмотка індуктора виконується водоохолоджуваною,

з положо прямокутного мідного дроту ДПРХМ 5,0×5,0×1,0 БР М1 з електропровідністю  $5 \cdot 10^7$  См/м. Перетин дроту індуктора дорівнює  $16 \cdot 10^{-6}$  м<sup>2</sup>.

Розташування плоского циліндричного індуктора над провідною смугою наведено на рис. 1. Відстань між витками і шарами індуктора з урахуванням величини виткової ізоляції становить  $\Delta i = 1$  мм. Внутрішній  $r_1$  і зовнішній  $r_2$  радіуси обмотки індуктора складають відповідно 10 і 33 мм. Число

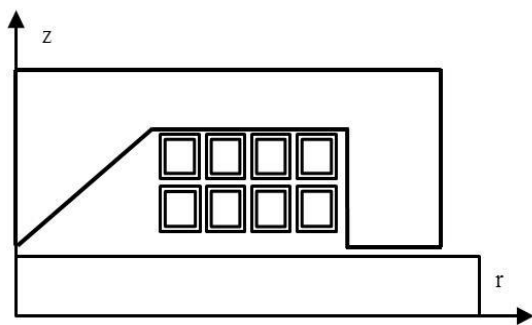


Рис. 1

витків  $w = 8$ , число шарів індуктора  $n = 2$ .

Під час визначення електромагнітних параметрів індуктора в такій системі припускалось, що товщина алюмінієвої смуги з електропровідністю  $3,3 \cdot 10^7$  См/м приймає значення  $c = (2, 4, 6, 8)$  мм, відстань між індуктором і пластиною з огляду на величину виткової ізоляції становить  $d = (1, 2, 4, 6, 8)$  мм. Електричні параметри індуктора (рис. 1) визначалися комп'ютерним моделюванням методом скінченних елементів [3] при живленні обмотки синусоїдальним струмом заданої амплітуди  $I_e$  і різної частоти (від 500 до 10000 Гц) для оцінки впливу тривалості імпульсу або еквівалентній їй частоті струму індуктора за різних величин  $c$  і  $d$ .

Виконані за наведеними даними розрахунки за наявності в системі середовищ з нелінійними електрофізичними властивостями показали, що індуктивність індуктора має значну залежність від величини струму індуктора, а внесений активний опір слабо змінюється зі зміною струму. Електричні параметри індуктора залежать від тривалості імпульсу і величини зазора між оброблюваною пластиною та індуктором. Внесений активний опір індуктора зростає зі збільшенням резонансної частоти струму, але на нього майже не впливає величина зазора між індуктором і пластиною. У свою чергу індуктивність індуктора практично не залежить від частоти струму і товщини алюмінієвої смуги, але значною мірою залежить від величини зазора між індуктором і пластиною. Зокрема, при  $I_e = 11200$  А,  $f = 1000$  Гц,  $d = 4$  і  $c = 8$  мм сумарна амплітудна величина напруги обмотки становить  $u = 14,44 + 192i$ . Тоді активний опір індуктора дорівнює

$$r = \frac{Re(u)}{I_e} + \frac{w \cdot \pi \cdot (r_1 + r_2)}{5 \cdot 10^7 \cdot 16 \cdot 10^{-6}} kr = 0,01. \quad (1)$$

Тут коефіцієнт додаткових втрат за [4] дорівнює

$$kr = 1 + \frac{h^4}{\delta^4} \left( \frac{w \cdot b}{(b + \Delta i) \cdot w + r_1} \right)^2 \frac{n^2 - 0,2}{9} = 3,1, \quad \delta = 10^3 \sqrt{2 / \mu \sigma 2 \pi f}, \quad (2)$$

де  $h$  і  $b$  – висота і ширина дротів обмотки індуктора.

У такий же спосіб визначаються електричний опір обмотки індуктора за інших конструктивних виконань, величин  $I_e$ ,  $f$ ,  $d$ ,  $c$  і електрофізичних властивостей складових матеріалів індукційної системи.

Імпульси електричного струму в індукторі, як і в провідній смугі, отримують шляхом розряду, попередньо зарядженого до напруги  $U_c$  конденсатора ємністю  $C$  на електричне коло (рис. 2), що має визначений вище опір і якусь поки ще не визначену індуктивність.

Для визначення струму в цьому ланцюзі виходимо з основного диференціального рівняння [5]:

$$\frac{d\psi}{dt} + r \cdot i + \frac{1}{C} \int_0^t i dt + U_c(0) = 0, \quad (3)$$

після диференціювання якого за часом приходимо до рівняння другого порядку:

$$\frac{d^2\psi}{dt^2} + r \cdot \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = 0. \quad (4)$$

Оскільки за наявності феромагнітного осердя потокозчеплення індуктора нелінійно залежить від струму, рівняння (4) доцільно представити у вигляді:

$$\frac{d^2\psi}{dt^2} + r \cdot \frac{di}{d\psi} \frac{d\psi}{dt} + \frac{1}{C} \frac{i}{\psi} \psi = 0. \quad (5)$$

Величини  $\frac{d\psi}{di} = Ld$  і  $\frac{\psi}{i} = Ls$  – відповідно динамічна і статична індуктивності, які є

функціями потокозчеплення, обумовленими кривою намагнічування електромагнітної системи в результаті рішення крайової задачі про розподіл магнітного поля в області відповідно

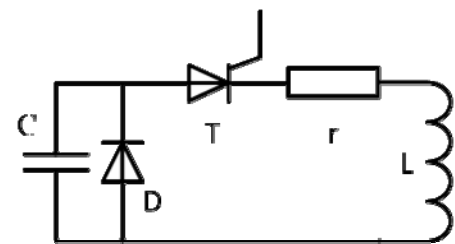


Рис. 2

до рис. 1 методом скінченних елементів. Маємо принаймні три можливості визначення індуктивностей, задаючи ряд значень струму в обмотці:

- визначати потікочеплення індуктора за припущення, що смуга має надпровідність, і таким чином, поле є зосередженим у верхній півплощині, над провідною смугою;
- визначати потікочеплення з огляду на те, що частина потоку замикається в смугі, на глибині проникнення поля в смугу  $\delta$ , припускаючи, що смуга має надпровідність, і таким чином, поле є зосередженим у верхній півплощині, над провідною смугою, віддаленою від індуктора на відстань  $d + \delta$ ;
- визначати потікочеплення для реального виконання електромагнітної системи, беручи до уваги реакції струмів у провідній смугі відповідно до рис. 1, що і приймається в цьому аналізі.

Хоча відмінність між ними максимально не перевищує 7,5 %, остаточну величину індуктивності можна визначити лише експериментальним шляхом. На рис. 3 наведено знайдені в результаті розв'язку крайової задачі залежності статичної ( $L_s$ ) 1 і динамічної ( $L_d$ ) 2 індуктивностей індукційної системи з феромагнітним осердям від потікочеплення обмотки.

Їхні аналітичні залежності, необхідні для вирішення рівняння (5), можна представити у вигляді:

$$L_s = 2,73 \cdot 10^{-6} + 0,18 \cdot 10^{-6} \cdot \exp(-100 \cdot \psi); \quad (6)$$

$$L_d = 2,73 \cdot 10^{-6} + 0,18 \cdot 10^{-6} \cdot \exp(-50 \cdot \psi) \cdot \cos(\pi \cdot \psi \cdot 50 - \pi/6),$$

Наведена аналітична апроксимація залежностей індуктивностей від потікочеплення вносить також деяку похибку в їхні величини, але в підсумку це майже не позначається на аналізі електромагнітних процесів у індукційній системі. Визначення індуктивностей тут виконано за наявності провідної смуги і частоти струму індуктора, рівної 1000 Гц. Тому ємність конденсатора можна наближено оцінити за формулою:

$$C = 1 / ((2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_s) \approx 0,0093, \quad (7)$$

де  $L_s = 2,73 \cdot 10^{-6}$  Гн.

Якщо визначати індуктивності по кривій намагнічування індуктора з рішення крайової задачі у верхній області, над надпровідною смугою в обох вище зазначених випадках, то ємність конденсатора може прийматися довільною, а частота струму індуктора вибиратися, виходячи з необхідної величини тривалості імпульсу струму в індукторі  $T = 1 / (2f)$ . Однак для визначення активного опору обмотки слід попередньо вважати відомою очікувану частоту струму індуктора, що знову-таки призводить до необхідності визначати криву намагнічування індуктора за наявності провідної смуги.

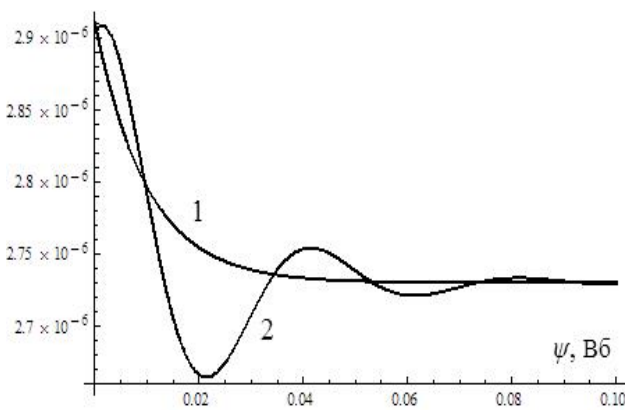


Рис. 3

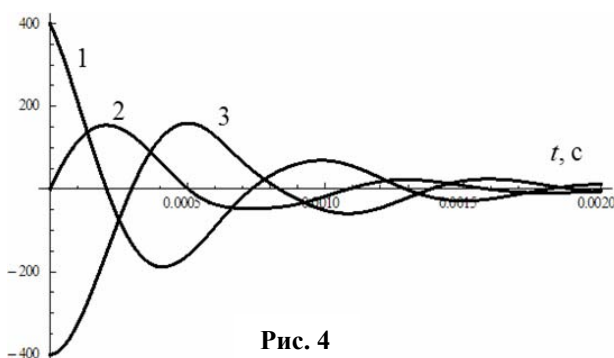


Рис. 4

У результаті вирішення рівняння (5) з початковими умовами, виходячи з припущення, що при  $t = 0$  потікочеплення дорівнює нулю, а конденсатор заряджений до напруги -400 В, відповідно до рівняння (3)

$$\frac{d\psi}{dt} = 400, \quad \psi = 0. \quad (8)$$

Процес розряду конденсатора на ланцюг має вигляд котушки з феромагнітним осердям і активного опору (рис. 4). Тут 1 – напруга на індуктивності, 2 – зміна струму

в індукторі ( $I \times 10^{-2} \text{A}$ ) і 3 – напруга на конденсаторі, що приймає в першому напівперіоді нульове значення при  $t = 0,000296 \text{ с}$ .

При розряді конденсатора за схемою рис. 2 з керованим тиристором останній закривається за досягнення струмом нульового значення, таким чином, обмоткою протікає однополярний імпульс струму (крива 1 на рис. 5). За наявності діода після досягнення напруги конденсатора нульового значення діод відкривається, що призводить до аперіодичного перехідного процесу тільки в ланцюзі індуктора, у результаті чого струм в індукторі ( $I_e, \text{A}$ ) змінюється згідно з кривою 2, після чого електромагнітний процес в індукторі відповідно до (3) описується рівнянням для  $r$ - $L$  ланцюга

$$\frac{d\psi}{dt} + r \cdot \frac{i}{\psi} \cdot \psi = 0 \quad (8)$$

з початковою умовою, отриманою шляхом вирішення рівняння (5),  $\psi(0,000296) = 0,03574$ . Зміна струму в індукторі в цьому разі описується кривою 2 (рис. 5) у результаті вирішення рівняння (8):

$$i = \psi / L_s \quad (9)$$

Крива 1 (рис. 5) з використанням одиничної узагальненої функції  $\theta(x)$ , що дорівнює нулю за негативного і одиниці за позитивного аргументу, добре апроксимується аналітичною залежністю

$$I = 22000 \sin(2\pi 1000t) \exp(-1550t) \theta(0,0005 - t), \quad (10)$$

а крива 2 –

$$I = 22000 \sin(2\pi 1000t) \exp(-1550t) \theta(0,0003 - t) + 13300 \exp(-3600(t - 0,0003)) \theta(t - 0,0003). \quad (11)$$

Нестационарні електромагнітні процеси в індукційній системі з феромагнітним осердям розраховуються методом скінчених елементів з використанням отриманої часової залежності струмів (10), (11) в обмотці індуктора. На рис. 6 кривою 1 позначено зміну на поверхні оброблюваної смуги амплітуди густини струму в часі за струму в індукторі відповідно до (11), тобто за наявності шунтуючого конденсатора діода. Розряд з однополярним імпульсом струму індуктора (10) (крива 1, рис. 5) призводить до помітної зміни картини розподілу густини струму в смугі, викликаючи знакозмінні збудження густини струму практично однакової амплітуди відповідно до кривої 2 (рис.6). Змінюючи ємність конденсатора, можна керувати величиною резонансної частоти контуру і відповідно тривалістю імпульсу. Однак зі збільшенням резонансної за основною гармонікою частоти струму контуру до більше ніж 5000 Гц для всіх розмірів прийнятого конструктивного виконання індукційної системи розряд конденсатора переходить в аперіодичний з істотним зменшенням максимального струму.

Втім, навіть у разі періодичного згасаючого розряду за постійної початкової напруги

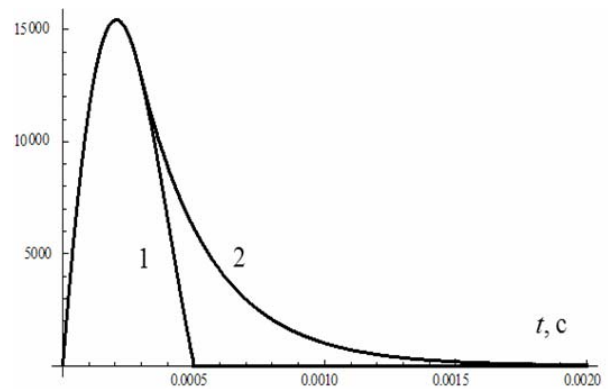


Рис. 5

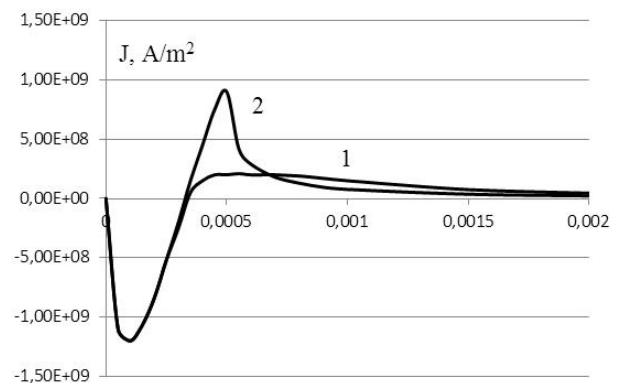


Рис. 6

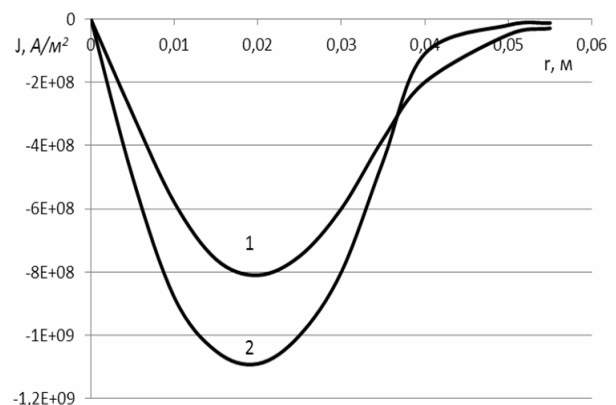


Рис. 7

конденсатора зі зростанням частоти безперервно зменшується амплітуда імпульсу струму, що не дає змогу досягти необхідної тривалості імпульсу і величини густини струму в оброблюваній смузі. Амплітуда імпульсу струму в будь-якому режимі розряду, а отже, і рівень індукованої в смузі густини струму регулюються величиною початкової напруги конденсатора  $U_c$ .

Застосування в індукційній системі центрального феромагнітного осердя сприяє за інших рівних умов збільшенню густини струму в осевій зоні смуги (крива 2), розширенню зони підвищеної густини струму вздовж радіуса і загальному підвищенню густини струму в смузі (рис. 7) у порівнянні (за інших рівних умов) з індукційною системою без феромагнітного осердя (крива 1). Таким чином, видається обґрунтованим застосування феромагнітного осердя в індукційних системах для магнітопластичної деформації металів. Важливо в цьому разі зазначити, що максимум густини струму в смузі збуджується за максимуму наростання імпульсу струму в обмотці (у даному випадку на 0,0001 секунди), а не за максимального струму в обмотці (при 0,0002 секунди). Водночас наведені на рис. 8 електродинамічні сили взаємодії обмотки зі смугою (1), сили впливу на смугу (3), представлену на рисунку з протилежним знаком, і радіальні зусилля в обмотці (2) приймають максимальні значення за максимального струму в обмотці.

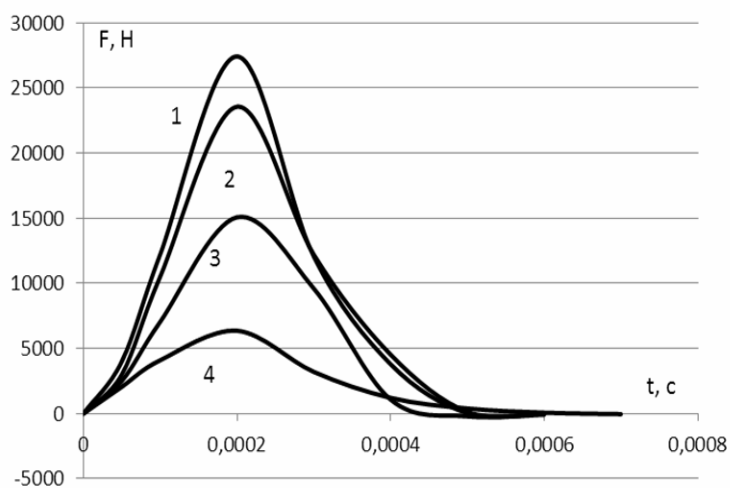


Рис. 8

Як видно, діюча на обмотку сила набагато перевищує силу взаємодії індуктора з металевою смугою. Пояснюється це взаємодією струмів обмотки з власним полем розсіювання в пазовій частині осердя. Для порівняння на рис. 8 зображена крива (4) аксіальної сили зі зворотним знаком, що діє на смугу за таких же струмів у обмотці в беззалізному індукторі. Таким чином, виконаний аналіз вказує на помітне зростання силової взаємодії між оброблюваною смугою та індуктором з феромагнітним осердем порівняно з беззалізним виконанням.

**Висновки.** Використання індуктора з феромагнітним осердем дає змогу збільшити за інших рівних умов силову взаємодію між оброблюваною смугою та індуктором, підвищити густину індукованих у смузі струмів і за наявності центрального феромагнітного осердя розширити за радіусом область розподілу необхідної густини струму. Таким чином, видається доцільним застосування феромагнітних осердь в індукційних системах для магнітопластичної деформації металів.

*Фінансується за рахунок держбюджетної теми «Розвиток теорії електрофізичних процесів в імпульсних системах електрофізичної обробки електропровідних середовищ» (шифр «Бар'єр 2»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ Президії НАН України 04.07.2017 р., протокол №2. Державний реєстраційний номер теми 0117U007714.*

1. Баранов Ю.В., Троицкий О.А., Авраамов Ю.С., Шляпин А.Д. Физические основы электроимпульсной и электропластической обработок и новые материалы. Москва: МГИУ. 2001. 844 с.
2. Васильев М.А. Особенности пластической деформации металлов и сплавов в магнитном поле. Обзор. Успехи физики металлов. 2007. Т. 8. С. 65–105.
3. Comsol multiphysics. <http://www.comsol.com/> (дата звернення: 10.07.2019)
4. Постников И.М. Проектирование электрических машин. Киев: Гос. Изд. Тех. Лит. УССР. 1962. 736 с.
5. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т. 2. Москва-Ленинград: Энергия. 1966. 407 с.

УДК 621.3:539.3

**ТОРЦЕВОЙ ЦИЛИНДРИЧЕСКИЙ ИНДУКТОР С ФЕРРОМАГНИТНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ ДЛЯ ИМПУЛЬСНОЙ ТОКОВОЙ ОБРАБОТКИ ПЛОСКОГО ПРОКАТА МЕТАЛЛОВ****А.П. Ращепкин**, докт. техн. наукИнститут электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

*Разработан метод анализа электромагнитных процессов в торцевом цилиндрическом индукторе с ферромагнитным сердечником для бесконтактного возбуждения в обрабатываемом металле импульсов тока высокой плотности применительно к использованию электропластического эффекта в специальных методах пластической деформации, основанных на дополнительном воздействии на материал током высокой плотности. Определение электрических параметров индуктора выполнено компьютерным моделированием с использованием метода конечных элементов. Возбуждение импульса тока в индукторе осуществлялось путем разряда конденсатора с использованием управляемого тиристора и при наличии шунтирующего конденсатор диода. Нестационарные, нелинейные электромагнитные процессы разряда в цепи рассмотрены с использованием известных в теоретической электротехнике зависимостей путем численного решения нелинейных уравнений, а распределение плотности тока в металле – методом конечных элементов. Библ. 5, рис. 8.*

**Ключевые слова:** электропластическая деформация, нелинейные и нестационарные электроразрядные процессы в индукторе, однополярные импульсы тока.

**THRESHOLD CYLINDRICAL INDUCTOR WITH FERROMAGNETIC CORE FOR PULSE CURRENT PROCESSING OF FLAT ROLLING OF METALS****A. P. Rashchepkin**Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

*A method is developed for analyzing electromagnetic processes in an end cylindrical inductor with a ferromagnetic core for contactless excitation of high-density current pulses in a processed metal with respect to the use of the electroplastic effect in special methods of plastic deformation based on additional exposure to high-density current. Determination of the electrical parameters of the inductor is performed by computer simulation using the finite element method. The current pulse in the inductor was excited by discharging the capacitor using a controlled thyristor and in the presence of a diode shunt capacitor. Nonstationary, nonlinear electromagnetic discharge processes in the circuit are considered using the known in theoretical electrical engineering dependencies by numerical solution of nonlinear equations, and the current density distribution in the metal by the finite element method. References 5, figures 8.*

**Key words:** electroplastic deformation, nonlinear and non-stationary electric-discharge processes in the inductor, unipolar current pulses.

1. Baranov Yu.V., Troitsky O.A., Avraamov Yu.S., Shlyapin A.D. Physical principles of electropulse and electroplastic treatments and new materials. Moskva: MGIU. 2001. 844 p. (Rus)
2. Vasiliev M.A. Features of plastic deformation of metals and alloys in a magnetic field. Overview. Successes in the physics of metals. 2007. Vol. 8. Pp. 65–105. (Rus)
3. Comsol multiphysics. <http://www.comsol.com/> (accessed 10.07.2019).
4. Postnikov I.M. Designing of electrical machines. Kiev, 1962. 736 p. (Rus)
5. Neiman L.R., Demirchyan K.S. Theoretical Foundations of Electrical Engineering. Vol. 2. Moskva-Leningrad: Energia Publishing House. 1966. 407 p. (Rus)

Надійшла 02.12.2019

Received 02.12.2019

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.058>

## RETURN-ROTARY MOTION CONTROL SYSTEM OF ROTOR OF BRUSHLESS MAGNETOELECTRIC MOTOR

**K.P. Akinin\***, **A.E. Antonov\*\***, **V.G. Kyreyev\*\*\***, **A.A. Filomenko\*\*\*\***

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine  
e-mail: [aoe@ied.org.ua](mailto:aoe@ied.org.ua)

*A subject of this paper is a development of the system of control by return-rotary motion of rotor of brushless magneto-electric motor. In the paper we studied a method for calculating a control system of the rotation angle amplitude of the rotor shaft by specifying the phase stability margin based on the frequency characteristics of an open-loop system. A calculation of the loop of the current effective value of stator windings is carried out on the basis of a given limitation accuracy. Using the obtained analytical dependences allows us to automatically calculate the controller parameters depending on the frequency of mechanical vibrations of the rotor shaft in a given operating range. In the paper we provide the examples of transient responses for controlling the rotation angle amplitude and current effective value at the motor start and mechanical load changes. Reference 9, figure 5, table 3.*

**Key words:** brushless magneto-electric motor, return-rotary motion, control system, carrier frequency, frequency characteristic.

**Introduction.** Generation of the paths of return-rotary motion (RRM) of an actuating element is one of the problems arising during the development of electric drives. The electromechanical systems, in which the actuators perform the RRM, include technological and medical equipment, devices for special machinery and other.

An implementation of electromechanical systems of the RRM can be based on different physical principles, e.g., using special mechanical transmissions [1, 2], electric drives based on induction motors [3], or doubly-fed motors [4].

In this paper we considered a structure of electric drive based on a special brushless magneto-electric motor (BMM) without the use of any transmission mechanisms [5]. In this case, an actuating element of the device is installed directly on a motor shaft, so that it is possible to directly control frequency and amplitude of the mechanical oscillations by acting on a stator winding. Therefore, the important problem is to control by RRM with the given performance indexes.

The **purpose of the paper** is to develop a system for controlling the RRM path of BMM with a given amplitude of the rotation angle of the rotor subject to the limitation of the stator current effective value.

**The main material and research results.** BMM for RRM is an electromechanical system in which alternating voltage of the stator is an input action, and the amplitude of rotor oscillations is an output parameter. The previous research [Paper] showed a nonlinear dependence of the input and output parameters of the system. Thus, stabilization of the amplitude of the rotor's rotation angle is possible in the range of a carrier frequency of oscillations  $f_o$  up to 25-30 Hz. In a high-frequency part of the range, it is necessary to limit stator current effective value at a given level. The output parameters are: an amplitude of the rotor's rotation angle and the stator current effective value can be determined on each one-half period of the stator alternating voltage, while the obtained values are stored as feedback signals during the next one-half periods. The latter circumstance determines a time delay effect in a control system loop. Since the BMM operates in the range of the carrier frequency  $f_o$  from 5 to 50 Hz, the parameters of the control system should be tuned taking into account the changing frequency values. There are no special requirements for the accuracy and speed of response of the controlled parameters.

The BMM for RRM is a structure consisting of a slotless stator with winding, an external magnetic circuit and additional permanent magnet for realizing the effect of a magnetic spring, as

well as rotor on bearing assembly with a two-pole permanent magnet and actuating element mounted on its shaft [5]. A mathematical model of such motor is described by the following equations [6]:

$$L \frac{di}{dt} = -Ri - k_m \omega \cos \alpha + u; \quad (1)$$

$$M = k_m i \cos \alpha; \quad (2)$$

$$M_\omega = k_\omega \omega; \quad (3)$$

$$M_\alpha = k_\alpha \sin \alpha; \quad (4)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_\omega - M_\alpha - M_R - M_L; \quad (5)$$

$$\frac{d\alpha}{dt} = \omega, \quad (6)$$

where  $\omega$ ,  $\alpha$  – angular speed and rotation angle of the rotor shaft;  $L$ ,  $R$  – inductance and active resistance of the stator winding;  $i$ ,  $u$  – current and stator control voltage;  $k_m$  – torque coefficient;  $J$  – rotor inertia;  $M_\omega$ ,  $M_\alpha$ ,  $M_R$ ,  $M_L$  – torques of viscous friction and elasticity, reactive torque of bearings and the torque of load, respectively;  $k_\omega$ ,  $k_\alpha$  – viscosity and elasticity coefficients. The reactive torque of bearings is determined according to the equation  $M_R = M_B \text{sign}(\omega)$ , where  $M_B$  – bearing friction torque. Also, we assume the following dependence for setting the load torque  $M_L = k_L \omega$ , where  $k_L$  – viscosity coefficient of the motor load.

A structure of BMM with a voltage modulator that operates at the carrier frequency  $f_o$  is shown in Fig. 1, where  $U_A$  – stator voltage amplitude;  $x_o(\omega_o t)$  – periodic carrier signal, where  $\omega_o = 2\pi f_o$ ;  $\alpha_A$ ,  $I$  – amplitude of the rotation angle of the rotor shaft and the stator current effective value;  $\max(|\alpha|)$ ,  $RMS(i)$  – procedures for determining

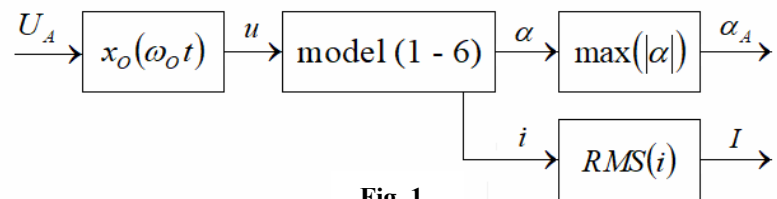


Fig. 1

an amplitude of the module of rotation angle of the rotor shaft and stator current effective value at each one-half of the stator alternating voltage.

In this research, we assume that the carrier periodic signal has a sinusoidal shape  $x_o(t) = \sin \omega_o t$ . In this case, the stator voltage is defined as

$$u = U_A \sin \omega_o t. \quad (7)$$

The elements of the theory of automatic control systems (ACS) at the carrier frequency were developed back in the 60s of the XX century for structures containing sensors and actuating motors of AC current [7].

In our case, parameters of the controller of the rotation angle amplitude can be chosen by using amplitude and phase frequency characteristics of an open-loop system, which can be represented as

$$A_S(\omega) = A_C(\omega) A_\alpha(\omega); \quad (8)$$

$$\varphi_S(\omega) = \varphi_C(\omega) + \varphi_\alpha(\omega), \quad (9)$$

where  $A_p(\omega)$ ,  $A_\alpha(\omega)$ ,  $\varphi_p(\omega)$ ,  $\varphi_\alpha(\omega)$  – amplitude and phase frequency characteristics of the controller and BMM.

To study the BMM properties, an amplitude-modulated signal is fed to an input of the system (Fig. 1)  $U_A(t) = x(t)$ , where  $x(t) = 1 + a \sin \Omega t$  – modulating signal;  $a = 0,5$ ;  $\Omega = \frac{\omega_o}{n}$ ;  $n \geq 2$

– whole number. Wherein, the variable values of the rotation angle  $\alpha$  and the stator current  $i$  are modulated output variable signals. As a result of the  $\max(|\alpha|)$  and  $RMS(i)$  procedures, we have

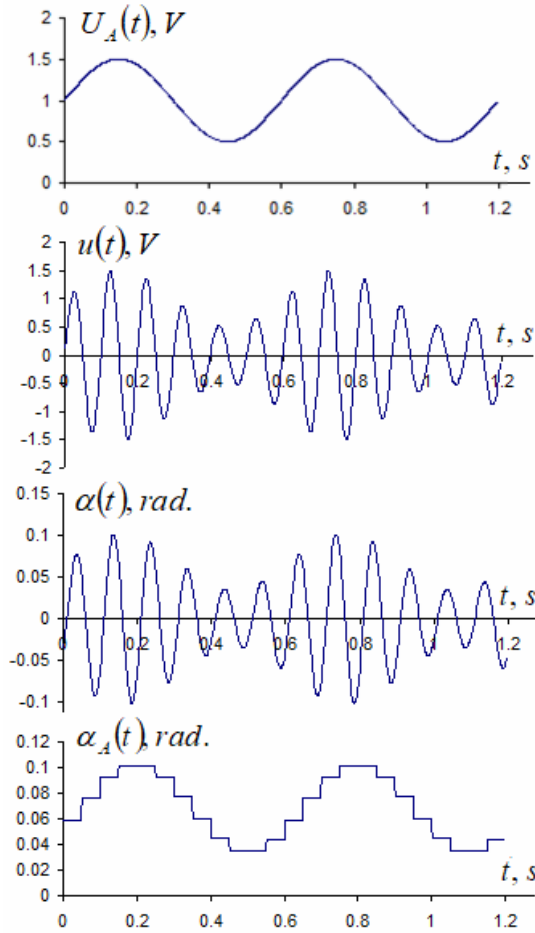


Fig. 2

demodulated signals  $\alpha_A$  and  $I$ , discretely repeating the envelopes of  $\alpha$  and  $i$  variables. The researches have shown that a modulus of an amplitude frequency characteristic of the envelope of the output signal  $\alpha_A$  with an accuracy of no worse than 7 % corresponds to the dependence of the rotation angle amplitude on the frequency of linearized system of equations (1)-(6) under  $M_p = 0$  conditions, as well as  $\cos \alpha = 1$  and  $\sin \alpha = \alpha$ , which is acceptable for  $\alpha_A < \frac{\pi}{6}$ . The phase shift of the variable quantized signal  $\alpha_A$  relative to a given envelope  $x(t)$  is approximately determined by the formula

$$\varphi = \frac{\pi}{n}. \quad (10)$$

Fig. 2 shows a sequence of the signals  $U_A(t)$ ,  $u(t)$ ,  $\alpha(t)$ , and  $\alpha_A(t)$  at  $f_o = 10 \text{ Hz}$  and  $n = 6$ .

The dependences of the amplitude of the rotation angle  $\alpha$  and the amplitude of current  $i$  on the frequency for linearized system of equations (1)-(6) can be defined as

$$A_\alpha(\omega) = \frac{k_1}{\sqrt{(1-b_2\omega^2)^2 + \omega^2(b_1-b_3\omega^2)^2}}; \quad (11)$$

$$A_i(\omega) = \frac{\sqrt{B_1^2(\omega) + B_2^2(\omega)}}{R\left((1-b_2\omega^2)^2 + \omega^2(b_1-b_3\omega^2)^2\right)}, \quad (12)$$

where  $k_1 = \frac{k_m}{Rk_\alpha}$ ;  $b_1 = \frac{L}{R} + \frac{k_\omega}{k_\alpha} + \frac{k_m^2}{Rk_\alpha}$ ;  $b_2 = \frac{J}{k_\alpha} + \frac{Lk_\omega}{Rk_\alpha}$ ;  $b_3 = \frac{LJ}{Rk_\alpha}$ ;  $b_4 = \frac{k_\omega}{k_\alpha}$ ;  $b_5 = \frac{J}{k_\alpha}$ ;

$$B_1(\omega) = (1-b_5\omega^2)(1-b_2\omega^2) + b_4\omega^2(b_1-b_3\omega^2); \quad B_2(\omega) = b_4\omega(1-b_2\omega^2) - \omega(1-b_5\omega^2)(b_1-b_3\omega^2).$$

The ACS of the angle amplitude can be implemented on the basis of an integral controller (I-controller), which has an amplitude and phase frequency characteristic of the form

$$A_C(\omega) = \frac{k_C}{\omega}; \quad (13)$$

$$\varphi_C(\omega) = -\frac{\pi}{2}, \quad (14)$$

where  $k_C$  – amplification factor of I-controller of the amplitude of rotation angle.

A choice of the value of the transmission factor of controller based on the frequency characteristics can be carried out provided that the specified phase stability margin  $\gamma$  is determined, which is defined by formula

$$\gamma = \pi + \varphi_C(\omega_c) + \varphi(\omega_c), \quad (15)$$

where  $\omega_c = \frac{\omega_o}{n}$  – cut-off frequency, the value of which is less than the carrier frequency  $\omega_o$ .

At a given value of the phase stability margin  $\gamma$ , the I-controller amplification coefficient  $k_{PI}$  is determined provided that an amplitude frequency characteristic of the open-loop system is equal to unity ( $A_s(\omega)=1$ ) at the cut-off frequency  $\omega_c$  according to the formula

$$k_C = \frac{\omega_c}{A_\alpha(\omega_c)}. \quad (16)$$

Table 1 shows the calculating results of the I-controller parameters of the rotation angle amplitude and performance indexes of the transient response of output signal  $\alpha_A$  of the closed loop system, which consists of the controller and BMM (Fig. 1) with a step input signal and the value of carrier frequency  $f_0 = 10 \text{ Hz}$ , where

$t_c$  is a control time determined by a time at which the output signal reaches a five percent zone from the steady-state value;  $\sigma$  is an overshooting as a relative value of the maximum deviation of the output signal;  $N$  is a number of the calculation option.

Table 2 shows the same parameters but for the other frequency values. The presented data confirm a possibility of calculating the controller according to formulas (10-16) in the frequency range from 5 to 30 Hz. At the same time, we can note the differences in the performance indexes of transient responses at different frequencies, which can be explained by insufficiently accurate determination of the phase angle  $\varphi$  (10), as well as signal distortions  $\alpha_A(t)$  at the carrier frequency of about 30 Hz.

The speed of controlling the rotation angle amplitude in the range of the carrier frequency from 5 to 10 Hz can be increased by using a proportional-integral controller (PI-controller), which has an amplitude and phase-frequency characteristic of the form

$$A_C(\omega) = \frac{k_C}{\omega} \sqrt{1 + T_C^2 \omega^2}; \quad (17)$$

$$\varphi_C(\omega) = -\frac{\pi}{2} + \text{arctg} T_C \omega, \quad (18)$$

where  $k_C, T_C$  – amplification factor and time constant.

In this case the controller parameters are determined as

$$T_C = \frac{1}{\omega_c} \text{tg} \left( \gamma - \frac{\pi}{2} + \varphi(\omega_c) \right), \quad (19)$$

$$k_C = \frac{\omega_c}{A_\alpha(\omega_c) \sqrt{1 + T_C^2 \omega_c^2}}. \quad (20)$$

Table 1

$N$	$n$	$\varphi, \text{el. grad.}$	$\gamma, \text{el. grad.}$	$k_C, V / \text{rad.}$	$t_C, s$	$\sigma, \%$
1	3	60	30	307	0,10	35,0
2	4	45	45	230	0,10	21,5
3	5	36	54	184	0,15	11,2
4	6	30	60	154	0,15	5,0
5	8	22,5	67,5	115	0,25	0,2
6	10	18	72	92,1	0,35	0,0
7	12	15	75	77,8	0,45	0,0
8	15	12	78	61,4	0,60	0,0

Table 2

$N$	$f_0, \text{Hz}$	$n$	$k_C, V / \text{rad.}$	$t_C, s$	$\sigma, \%$
9	5	4	113	0,2	12,5
10		6	74,4	0,4	3,5
11		8	56,3	0,5	0,0
12		10	45,1	0,8	0,0
13	20	4	581	0,05	24,8
14		6	389	0,075	6,7
15		8	290	0,125	0,5
16		10	232	0,175	0,0
17	30	4	1403	0,0333	23,0
18		6	939	0,0667	5,1
19		8	701	0,1	3,6
20		10	562	0,1667	1,6

Table 3

$N$	$n$	$\varphi, \text{el. grad.}$	$\gamma, \text{el. grad.}$	$k_C, V / \text{rad.}$	$T_P, s$	$t_C, s$	$\sigma, \%$
21	3	60	45	297	0,01279	0,1	15,4
22	3	60	60	266	0,02757	0,15	0,0
23	4	45	60	222,5	0,01706	0,1	3.0

Table 3 shows the calculation results of the PI-controller parameters of the rotation angle amplitude and quality indicators of the transient response of the control at a value of the carrier frequency  $f_o = 10 \text{ Hz}$ .

Fig. 3 shows the graphs of transient responses for the calculation options  $a - 4, b - 6, c - 8, d - 11, e - 15, f - 19, g - 21, h - 22, i - 23$ , respectively.

The presented data show satisfactory results in a low-frequency region of the control range. At the same time, the researches showed difficulties in tuning PI-controller in the region of carrier frequencies close to 30 Hz. However, this is not a problem, since a dynamics of the processes with the I-controller in this frequency range is quite acceptable.

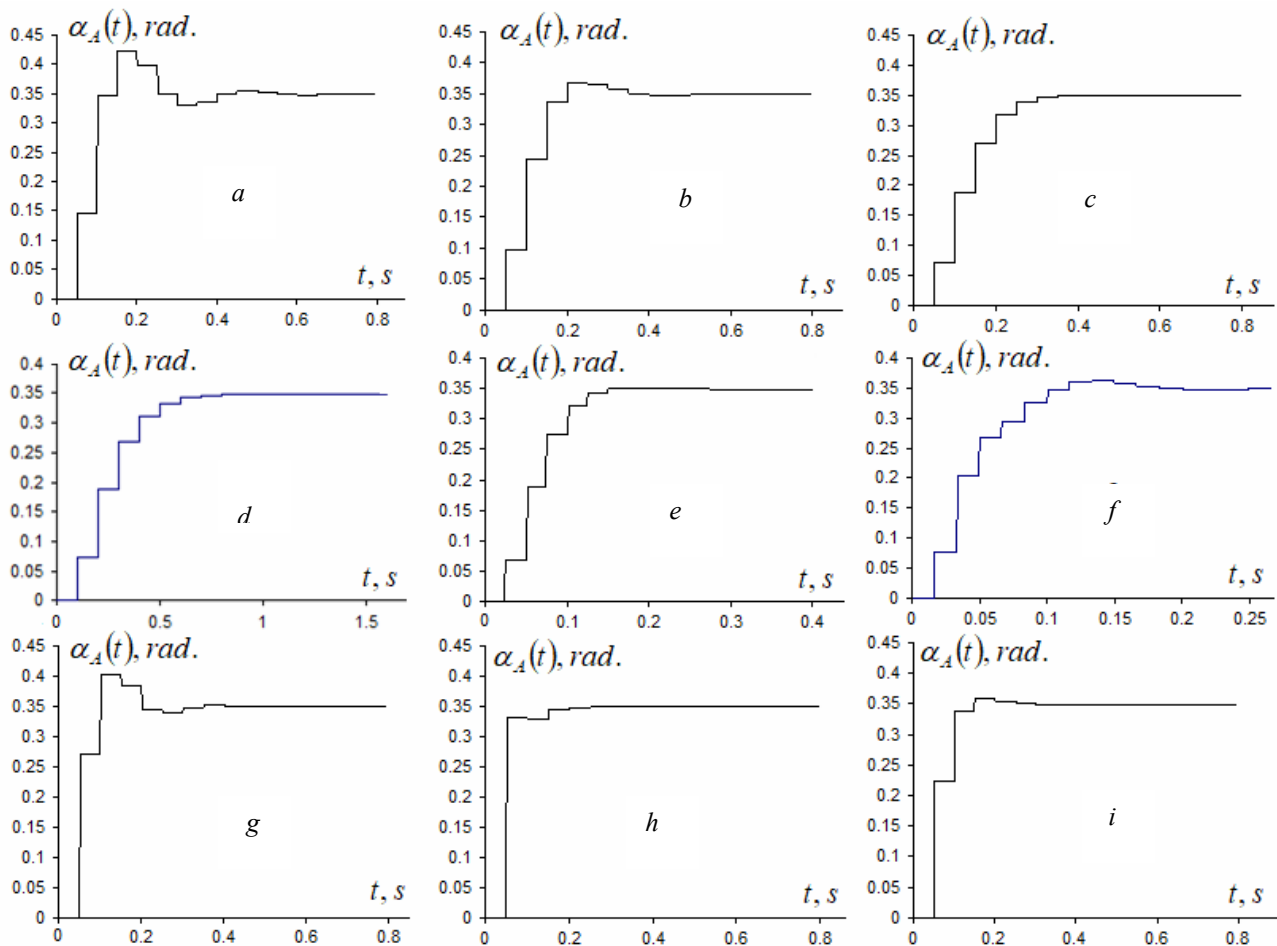


Fig. 3

A second function of the BMM control system is a current limit of the stator winding in the range of carrier frequency of more than 30 Hz. To implement this function, an additional closed loop with a nonlinearity is introduced into the system [8], like

$$x_2 = 0 \text{ if } I < I_o \quad (21)$$

or

$$x_2 = I - I_o \text{ if } I > I_o, \quad (22)$$

where  $I_o$  – a task at which current starts to be limited. In addition, a low-frequency filter is introduced into the closed loop of the current limit.

Thus, we can present a final structure of BMM control system, which is shown in Fig. 4, where R – is a regulator of the rotation angle amplitude with a saturation nonlinearity; F – is a filter.

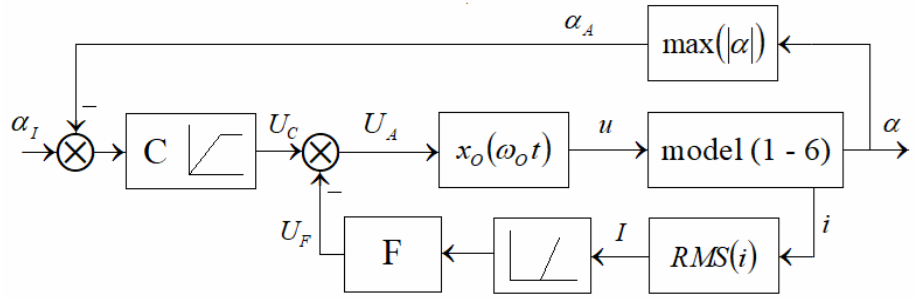


Fig. 4

Below there are equations of the amplitude I-controller with a saturation and low-frequency filter

$$U_C(m) = U_C(m-1) + (\alpha_I - \alpha_A)k_c h; \tag{23}$$

$$U_C(m) = U_{\max} \text{ if } U_C(m) > U_{\max}; \tag{24}$$

$$U_F(m) = U_F(m-1) + (x_2 - U_F(m-1))k_F \frac{h}{T_F}; \tag{25}$$

$$U_A = U_C - U_F, \tag{26}$$

where  $U_C$  – output signal of the controller;  $\alpha_I$  – input signal of the system;  $U_{\max}$  – maximum value of the controller output signal;  $m$  – number of an integration step;  $h$  – integration step;  $U_F$  – output signal of the filter;  $k_F, T_F$  – amplification factor and time constant of the filter.

The equations of the PI-controller with a saturation are [9]

$$U_P = (\alpha_I - \alpha_A)k_R T_R \text{ if } U_P < U_{\max} \text{ or } U_P = U_{\max} \text{ if } U_P > U_{\max}; \tag{27}$$

$$U_I(m) = U_I(m-1) + (\alpha_I - \alpha_A)k_R h \text{ if } U_I < U_{\max} - U_P; \tag{28}$$

$$U_I(m) = U_{\max} - U_P \text{ if } U_I > U_{\max} - U_P; \tag{29}$$

$$U_C = U_P + U_I, \tag{30}$$

where  $U_P, U_I$  – proportional and integral components of the PI-controller output signal.

A calculation of the filter transmission factor in the current limitation loop is carried out under the condition of ensuring a specified accuracy of the current limitation. Based on the condition (13) and taking into account a frequency characteristic  $A_i(\omega)$  (12), we have the following formula for a steady state mode of the current limitation

$$k_F = \frac{A_i(\omega_o)U_{\max} - \sqrt{2}I}{A_i(\omega_o)(I - I_o)}. \tag{31}$$

Coefficient  $\sqrt{2}$  was introduced in the formula since an amplitude of the sinusoidal current is  $\sqrt{2}$  times greater than the effective value of the current.

The time constant  $T_F$  is determined under the condition of excluding possible current fluctuations due to the discrete nature of the signal  $I$  as

$$T_F = \frac{20}{f_o}. \tag{32}$$

Since the current limitation mode is carried out only in a high-frequency part of the operating range, an introduction of the filter with such value of time constant does not lead to a deterioration of the transient performance.

When calculating the RRM processes, we assume that viscosity coefficient of the motor load  $k_L$  changes in accordance with the equation

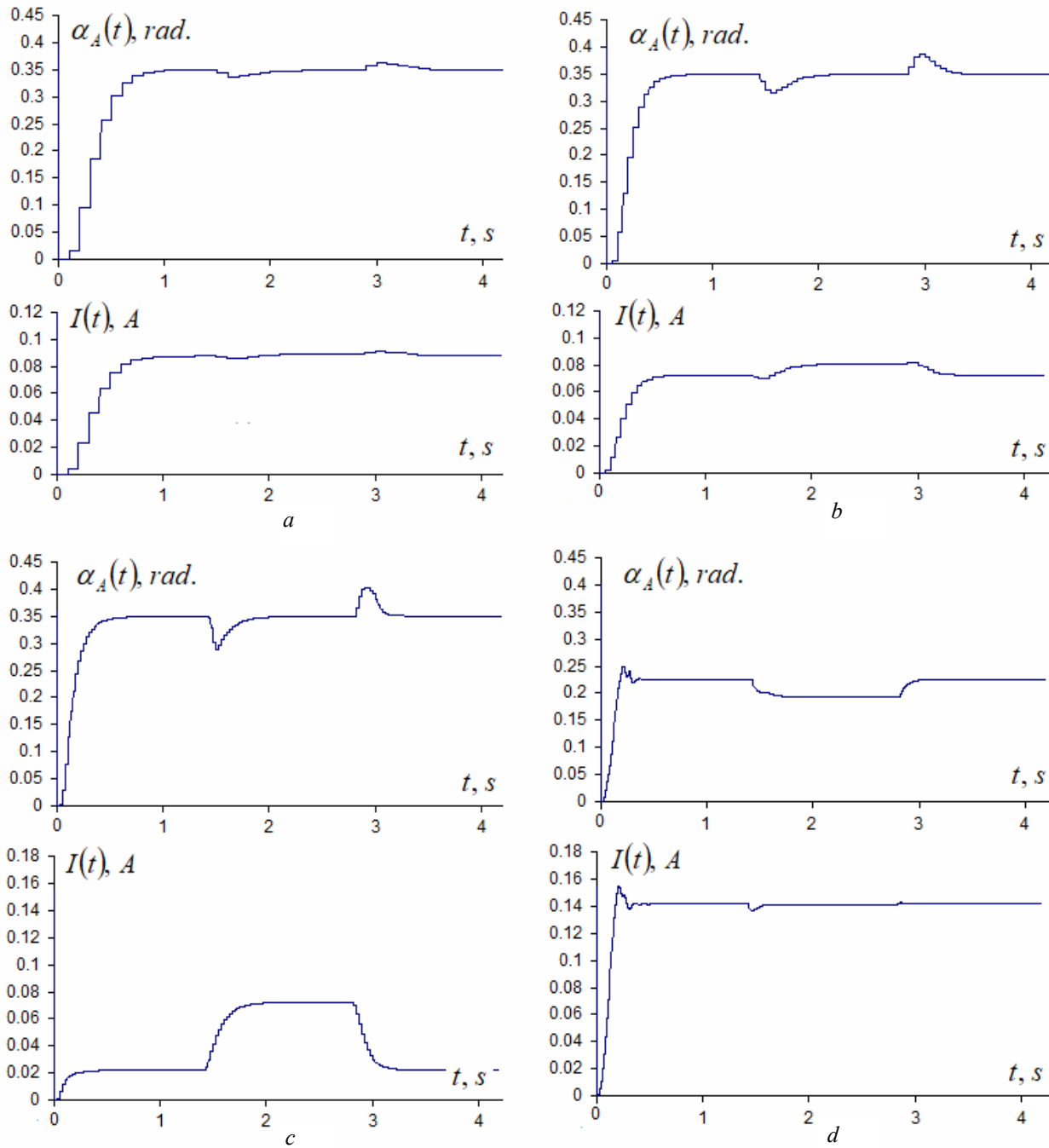


Fig. 5

$$T_L \frac{dk_L}{dt} = k_R - k_L, \quad (33)$$

when the reference load coefficient  $k_R$  changes stepwise, where  $T_L = 0,1 s$  – time constant. Moreover, to ensure a smooth start of the BMM, a response time of the reference signal change is introduced

$$\alpha_I(m) = \alpha_I(m-1) \left( 1 - \frac{h}{T_2} \right) + \alpha_R \frac{h}{T_2}, \quad (34)$$

where  $\alpha_R$  – reference signal;  $T_2 = 0,1 s$  – time constant.

To show the BMM operation in RMM mode, we calculated the dynamics of regulation with I-controller at the motor start and the load parameter stepwise change  $k_R$  from zero to the maximum value and back to zero. The dynamics was calculated using the formulas (1–7, 21–26, 33, 34)

for such values of the system parameters –  $L = 0,012 \text{ Hz}$ ,  $R = 40 \text{ Ohm}$ ,  $k_m = 0,125 \text{ Nm/A}$ ,  $J = 2,4 \cdot 10^{-6} \text{ kg m}^2$ ,  $k_\omega = 6,5 \cdot 10^{-5} \text{ Nm s/rad.}$ ,  $k_\alpha = 0,0448 \text{ Nm/rad.}$ ,  $M_G = 2 \cdot 10^{-4} \text{ Nm}$ ,  $\alpha_R = \frac{\pi}{9} \text{ rad.}$ ,  $U_{\max} = 15 \text{ V}$ ,  $I_O = 0,14 \text{ A}$ . The maximum value of  $k_R$  coefficient is  $2,1 \cdot 10^{-4} \text{ Nm s/rad.}$

The values of system parameters depending on the carrier frequency  $f_o$  were calculated by formulas (11, 13–16, 31, 32) at  $n = 8$ .

Fig. 5 (a–d) shows the graphs of transient responses of the rotation angle amplitude change  $\alpha_A$  and current effective value  $I$  at the carrier frequencies  $f_o$  of 5 (a), 10 (b), 20 (c), and 40 (d) Hz in the modes of motor start and load changes. When  $f_o = 40 \text{ Hz}$  and a given accuracy of current limitation is 1 %, the filter parameters in the current limitation loop have the following values  $k_F = 2692 \text{ V/A}$  and  $T_F = 0,5 \text{ s}$ . In the current limitation mode in the frequency range of more than 30 Hz, the value of controller parameters of the angle amplitude is stored as it was at this frequency value. At the same time, in the stabilization mode of rotation angle amplitude, the values of filter parameters do not matter.

**Conclusion.** 1. The researches have confirmed the possibility of an analytical calculation of the controller parameters of rotation angle amplitude of the motor rotor during the RRM by setting a value of the phase stability margin.

2. A structure of the control system allows a transition from the stabilization mode of the rotation angle amplitude of the rotor to the mode of limiting the stator current effective value, which is possible due to the introduction of nonlinearity and low-frequency filter into additional current closed loop.

3. Using the obtained analytical dependencies allows us to automatically calculate the parameters of the controller and filter depending on the value of carrier frequency in a given operating range. In the case of non-sinusoidal carrier periodic signal formation, it is necessary to obtain amplitude frequency characteristics of the open-loop system by means of calculation based on the system of equations (1-6).

*Фінансується за держбюджетною темою «Створити методи активної компенсації реактивних зусиль, моментів та просторових переміщень в електромеханічних системах магнітоелектричного типу та розробити принципи побудови пристроїв на їх основі» (шифр «ІНДЕМ»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ 15.10.2013 р., протокол № 14. Державний реєстраційний номер роботи 0113U006532.*

1. Smeliahin A.Y. The structure of mechanisms and machines. Moskva: Vysshaya shk., 2006. 304 p. (Rus)
2. Yusofl A.S., Che-Ani A.I., Hussain Z., Hmzah N., Boudvill R., Rahman M.F.A. Back-Drivability of Powered Knee Free Swing and Knee Extension. *7th IEEE International Conference on Control System. Computing and Engineering (ICCSCE 2017)*. 24–26 November 2017. Penang. Malaysia. Pp. 331–335.
3. Lukovnikov V.Y. Electric drive of oscillatory motion. Moskva: Energoatomizdat, 1984. 152 p. (Rus)
4. Zahrivnyi E.A., Havrilov Yu.A. The method of excitation and regulation of autoresonance oscillation in the electric drive of the return-rotary motion. Patent RF No 2410826. 2009. (Rus)
5. Antonov A.E., Kyreyev V.G. Massage device. Patent UA 74668. 2006. (Ukr)
6. Akinin K.P., Kyreyev V.G., Filomenko A.A., Lavrinenko B.A., Mikhailik E.M. Re-search of electromechanical characteristics of brushless magnetolectric motors of return-rotary motion. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2019. No 54. Pp. 47–51. (Rus)
7. Ivey K.A. AC carrier control systems. Moskva: Mashinostroenie, 1968. 320 p. (Rus)
8. Popovych M.G., Losynskiy O.Yu., Klepikov V.B. Electromechanical systems of the automatic control and electric drives. Kyiv: Lybid, 2005. 680 p. (Ukr)
9. Akinin K.P., Plugatar A.P. Regulators based on microcontrollers for electromechanical systems. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2010. No 27. Pp. 77–81. (Rus)

УДК 621.313.8

### СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ЗВОРОТНО-ОБЕРТАЛЬНИМ РУХОМ РОТОРА БЕЗКОНТАКТНОГО МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНОГО ДВИГУНА

**К.П. Акинін**, докт. техн. наук, **О.Є. Антонов**, докт. техн. наук, **В.Г. Кіреєв**, канд. техн. наук, **А.А. Філоменко**

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

*Описано систему керування зворотно-обертальним рухом ротора безконтактного магнітоелектричного двигуна. Досліджено метод розрахунку системи управління амплітудою кута повороту вала ротора на основі частотних характеристик розімкненої системи шляхом задання запасу стійкості за фазою. Розрахунок контуру обмеження діючого значення струму статорних обмоток проведено на підставі заданої точності такого обмеження. Використання отриманих аналітичних співвідношень дає змогу автоматично розраховувати параметри регуляторів залежно від значення частоти механічних коливань вала ротора в заданому робочому діапазоні. Наведено приклади розрахунку перехідних процесів регулювання амплітуди кута повороту і діючого значення струму при пуску двигуна і зміні механічного навантаження. Бібл. 9, рис. 5, табл. 3.*

**Ключові слова:** безконтактний магнітоелектричний двигун, зворотно-обертальний рух, система керування, несуча частота, частотна характеристика.

УДК 621.313.8

### СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ВОЗВРАТНО-ВРАЩАТЕЛЬНЫМ ДВИЖЕНИЕМ РОТОРА БЕСКОНТАКТНОГО МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ДВИГАТЕЛЯ

**К.П. Акинин**, докт. техн. наук, **А.Е. Антонов**, докт. техн. наук, **В.Г. Киреев**, канд. техн. наук, **А.А. Филоменко**

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

*Описана система управления возвратно-вращательным движением ротора бесконтактного магнитоэлектрического двигателя. Исследован метод расчета системы управления амплитудой угла поворота вала ротора на основе частотных характеристик разомкнутой системы путем задания запаса устойчивости по фазе. Расчет контура ограничения действующего значения тока статорных обмоток проведен на основе заданной точности такого ограничения. Использование полученных аналитических соотношений позволяет автоматически рассчитывать параметры регуляторов в зависимости от значения частоты механических колебаний вала ротора в заданном рабочем диапазоне. Приведены примеры расчета переходных процессов регулирования амплитуды угла поворота и действующего значения тока при пуске двигателя и изменении механической нагрузки. Библ. 9, рис. 5, табл. 3.*

**Ключевые слова:** бесконтактный магнитоэлектрический двигатель, возвратно-вращательное движение, система управления, несущая частота, частотная характеристика.

Надійшла 10.02.2020

Received 10.02.2020

УДК [(621.314.222.6:538.7).004.17:621.365.5].001.2 DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.067>**ТЕПЛОВА СТІЙКІСТЬ ТРАНСФОРМАТОРА ДО ДІЇ ГЕОМАГНІТНИХ СТРУМІВ****В.Ф. Іванков**<sup>1</sup>, канд. техн. наук, **А.В. Басова**<sup>2</sup>, канд. техн. наук, **І.В. Хімюк**<sup>3</sup>, канд. техн. наук<sup>1,2</sup> – ПрАТ «Запоріжтрансформатор»,  
Дніпровське шосе, 3, Запоріжжя, 69600, Україна  
<sup>3</sup> – Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Українаe-mail: [vcpkpi@ied.org.ua](mailto:vcpkpi@ied.org.ua)

Визначено частотний спектр струму намагнічування, який збуджується додатково до номінального струму в обмотці вищої напруги. Розрахунками магнітного поля, втрат, а також нагрівів обмоток, елементів конструкції та бака підтверджено теплову стійкість п'ятистріжневого трансформатора потужністю 630 МВА до дії геомагнітних індукованих струмів. Бібл. 6, рис. 3.

**Ключові слова:** трансформатори, геомагнітні індуковані струми, втрати, нагрів, розрахунки.

**Вступ.** Змінна сонячна магнітна активність викликає зміни магнітного поля Землі, які індукують в її провідних шарах електричні потенціали. При значних відстанях між точками заземлення нейтралей обмоток трансформаторів протяжних високовольтних ліній, особливо при їхньому меридіанному розташуванні, приєднаними до електроустановки дротами протікають квазіпостійні геомагнітні індуковані струми (ГІС)  $I_{ГІС}$  [1–3]. Якщо не застосовуються так звані методи активного блокування або компенсації постійних струмів, то виникає можливість насичення магнітних систем (МС) за рахунок накладення змінного і постійного магнітних потоків. Замикання в обмотках вищої напруги (ВН) трифазних трансформаторів постійного струму  $I_{DC}=I_{ГІС}/3$  спричиняє у ВН появу незбалансованого несинусоїдального струму намагнічування (СТН) додатково до номінальних змінних струмів. Це може призводити до підвищення нагріву елементів конструкції [1–3], особливо на стрижнях МС та баку.

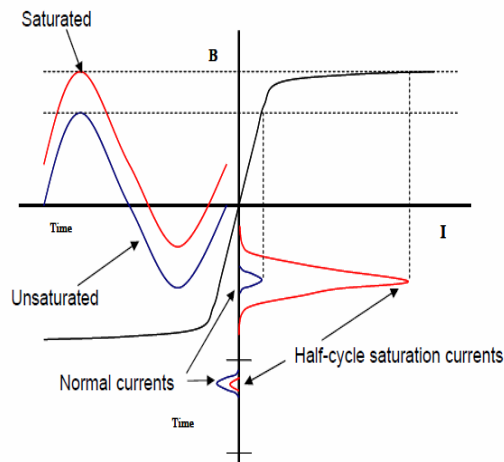
Індукцію в ненасиченому й насиченому стрижнях і виникнення СТН з півперіодним максимумом ілюструє рис. 1 [3]. Найбільші СТН є характерними для трифазних п'ятистріжневих або однофазних одностріжневих трансформаторів з боковими ярами.

**Метою роботи** є визначення теплової стійкості потужного силового трансформатора до дій геомагнітних струмів.

**Об'єкт.** У цій роботі об'єктом досліджень є п'ятистріжневий трансформатор типу ТДЦ-630000/500 з фазною номінальною напругою  $U=525/\sqrt{3}$  кВ, частотою  $f_1=50$  Гц, номінальним струмом 346,4 А і з масляним охолодженням виду OFAF. У специфікації на трансформатор обумовлено струм  $I_{DC}=30/3=10$  тривалістю 30 хв.

**Струм намагнічування.** Визначення амплітуд, гармонічного спектра СТН проводиться аналітичним методом [4]. Прийmemo, що активний опір обмотки ВН набагато менший за її динамічний індуктивний опір, який через насичення МС визначається індуктивністю  $L_{sat}$  обмотки без стрижня  $x_{sat} = \omega L_{sat}$ ,  $\omega = 2\pi f$ .

Пікоподібний СТН за кута насичення  $\alpha$  виникає на інтервалі  $\pi - \alpha \leq \omega t \leq \pi + \alpha$  і визначається формулою [4]  $i_{mag}(t, \alpha) = -A(\cos \omega t + \cos \alpha)$ , де  $A = \sqrt{2} U / x_{sat}$ , а кут насичення знаходиться з умови рівності постійного струму і нульової гармоніки розкладення СТН:  $I_{DC} = i_0 = A(\sin \alpha - \alpha \cos \alpha) / \pi$ . Максимальне значення СТН дорівнює  $i_{max} = A(1 - \cos \alpha)$ . Фаза СТН визначається фазою

**Рис. 1**

прикладеної напруги, тому максимуми збалансованих робочих струмів обмоток НН і ВН зсунуті на кут  $\pi/2$  чи на інший так званий кут навантаження  $\varphi$ .

Для досліджуваного трансформатора визначено індуктивність  $L_{sat}=1,8$  Гн і, наслідуючи наведені вище алгоритми, параметри СТН. Результати розрахунків представлено

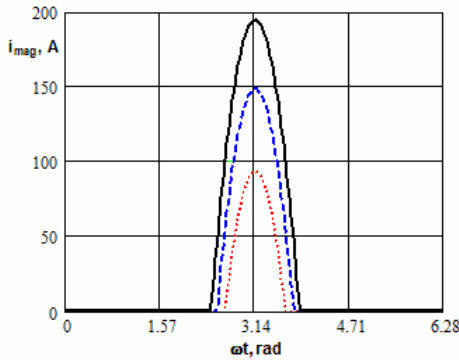


Рис. 2

на рис. 2. Часові залежності СТН показано для струмів  $I_{DC}$  10, 20, 30 А відповідно точками, пунктирною і суцільною лініями. Співвідношення струмів гармонік та першої гармоніки  $i_n / i_1$ ,  $n = 2, \dots$  надано в табл. 1

**Втрати.** У більшості відомих робіт приймається умова навантаження, коли кут між векторами струму та напруги дорівнює  $90^\circ$ , тобто коефіцієнт потужності  $\cos(\varphi)=1$ . Тому номінальний струм в обмотках досягає максимуму в момент  $\pi/2$ , а СТН – у момент  $\pi$ , тобто із зсувом також на  $90^\circ$ . Тому джоулеві (теплові) втрати від сумарного первинного струму  $i_p$  у ВН, який

визначається номінальним первинним струмом  $I_{np}$  і струмом намагнічування  $i_{mag}$ , є сумою втрат від їхніх діючих (середніх квадратичних – *rms*) значень:  $i_p^2(rms) = I_{np}^2 + i_{mag}^2(rms-DC)$ . При цьому для визначення омичних втрат у ВН додатково враховуються втрати від струму  $I_{DC}$ , які в наведеній формулі вилучені із значення *rms* струму намагнічення. Для умов, коли  $\cos(\varphi) \neq 1$ , втрати необхідно визначити векторною сумою з врахуванням кута  $\varphi$ .

Якщо кут навантаження дорівнює  $90^\circ$ , вектори номінальних струмів в обмотках і вектори вищих гармонік розкладення СНТ є ортогональними. Тому в цій роботі наведену вище формулу використовуємо і для визначення омичних втрат та додаткових втрат на вихрові струми в обмотках, у деталях конструкції з немагнітної та з феромагнітної сталі, які зумовлю-

ються відповідними магнітними полями (МП).

**Коефіцієнти збільшення втрат від вищих гармонік.** Застосуємо відомий метод визначення втрат від несинусоїдальних струмів (полів) за втратами від першої гармоніки і коефіцієнтами  $k$  збільшення втрат від вищих гармонік відповідно для омичних втрат в обмотках,

у немагнітних і феромагнітних частинах конструкції:  $k_{i^2R} = \sum_n^K i_n'^2$ ,  $k_N = \sum_n^K i_n'^2 \cdot n^2$ ,

$$k_F = \sum_n^K i_n'^2 \cdot n^{0.85}.$$

У табл. 2 для низки значень струмів  $I_{DC}$  наведено значення кутів насичення, струмів  $i_{max}$ , діючі значення першої  $i_1$  гармоніки косинус-розкладення СТН і значення вказаних коефіцієнтів збільшення втрат  $k$ .

Таким чином, розрахунок втрат у трансформаторі при ГІС зводиться до трьох етапів. На першому етапі виконується розрахунок МП і втрат  $P_n$  за номінальних, збалансованих струмів у обмотках з ненасиченою МС. На другому – розрахунок МП і втрат  $P_{mag,1}$  від струму першої гармоніки СТН у ВН у разі насиченої МС. На третьому – складання втрат за раніш наведеним виразом для джоулевих втрат з використанням коефіцієнтів  $k$  на вищі гармоніки:  $P_{ГІС} = P_n + kP_{mag,1}$

Розрахунки МП, втрат, нагрівів виконано за галузевими чисельно-аналітичними,

Таблиця 1

n	I <sub>DC</sub> , А		
	10	20	30
2	0,93	0,88	0,85
3	0,81	0,71	0,63
4	0,67	0,51	0,39
5	0,51	0,31	0,18
6	0,35	0,14	0,02
7	0,21	0,01	0,07
8	0,09	0,06	0,09
9	0,00	0,09	0,06
10	0,06	0,07	0,02

Таблиця 2

I <sub>DC</sub> , А	$\alpha$ , rad	$i_{max}$ , А	$i_1$ , А	$k_{i^2R}$	$k_N$	$k_F$
10	0,503	94,0	19,5	3,4	31,0	7,5
20	0,637	148,9	38,4	2,7	16,7	5,1
30	0,733	194,7	57,0	2,3	11,8	4,0

розрахунково-емпіричними методиками і методами чисельного моделювання [5], застосування яких для досягнення мети досліджень детально представлено в [6].

#### Магнітне поле в активній частині.

З використанням 2D FEM-моделі виконано розрахунок МП у перерізі за поперечною віссю фази трансформатора. У режимі номінальних струмів стрижень ненасичений, тому зазвичай силові лінії концентруються (рис. 3 а) у головному каналі розсіяння, при цьому осьова складова індукції МП дорівнює 310 мТл.

Нескомпенсоване МП першої гармоніки СТН  $I_1 = i_1 / \sqrt{2} = 13,8$  А має виражений соленоїдальний характер (рис. 3 б). Стрижень МС насичений до значення відносної магнітної проникності 3 о.е. Осьова складова індукції МП на внутрішній вертикальній твірній обмотки ВН дорівнює 12 мТл і приблизно такої ж інтенсивності (10 мТл) досягає на поверхні стрижня.

Зауважимо, що у випадку номінальних струмів ця складова на поверхні ідеального феромагнітного стрижня відсутня.

На рис. 3 в червоною лінією показано знакозмінну нормальну складову індукції МП до поверхні стрижня МС у номінальному режимі, синьою лінією з точками – для струму СТН. Значення приведені у в.о. до максимальних відповідно 147 і 34 мТл. Також на рис. 3 в чорною лінією у в.о. показано розподіл за висотою стрижня осьового поля СТН, приведеного до 10 мТл.

Зауважимо, що наведений підхід є дещо спрощеним відносно врахування струмів третьої і кратних їй (непарних) гармонік СТН, які з обмотки ВН трансформуються і замикаються в обмотці НН за схемою з'єднання «трикутник» [2]. МП вказаних гармонік необхідно було б визначити за умови насиченого стрижня, але від струмів цих гармонік як в НН, так і у ВН.

При цьому слід врахувати, що їх ампервитки не рівні між собою через неідеальний магнітний зв'язок обмоток, розташованих на насиченому стрижні. Такі струми визначили б деякий середній розподіл силових ліній між рис. 3 а і б. За цим полем необхідно було б визначити і відповідні втрати. У цій роботі вказане явище не враховано через малі значення СТН.

**Сумарні втрати, нагрів масла у баку.** Для номінального режиму досліджуваного трансформатора розраховано сумарні втрати: в МС, в обмотках, в елементах конструкції активної частини, в баку і за їхнім значенням – перевищення температур (ПТ) середнього і верхнього масла у баку над температурою охолодного середовища (ТОС).

Постійні часу нагріву обмоток, елементів конструкції активної частини, бака, як і задана тривалість дії ГІС (30 хв), менші, ніж постійна часу нагріву масла у баку трансформатора (декілька годин). Це дозволяє припустити незмінність температур масла під час дії ГІС, а також визначити перевищення температур обмоток та елементів конструкції в умовах усталеного теплового режиму з використанням галузевих методик [5].

Вказані умови відповідають так званому «базовому ГІС: струми з амплітудами від низьких до помірних, які підтримуються протягом від долей години до декількох годин» [2].

У стандарті [2] рекомендовано також визначити термічну реакцію трансформаторів при «імпульсах ГІС: імпульси струмів великої амплітуди тривалістю від долей хвилини до декількох хвилин». При таких умовах теплові процеси не є усталеними, можливо їх слід розглядати як діабатичні, тобто без теплообміну з охолодним маслом. Вказані режими ГІС по-

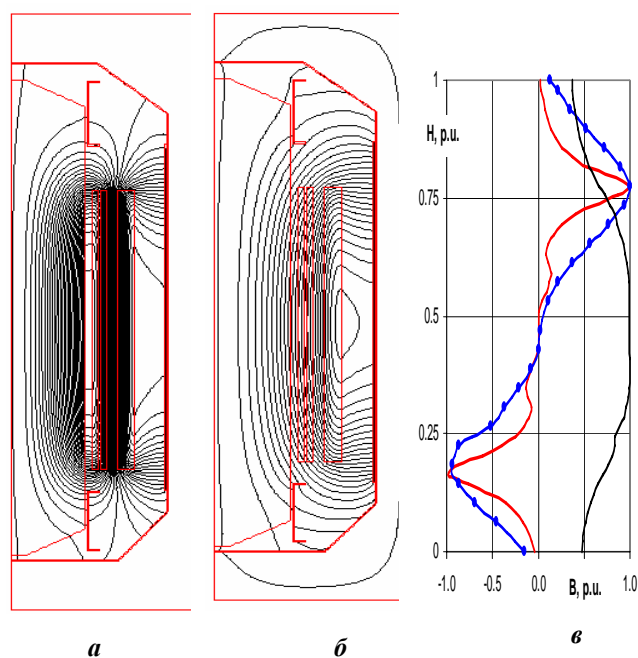


Рис. 3

винні бути визначені в специфікації замовника трансформатора, які необхідно визначати за експериментальними та теоретичними дослідженнями для відповідних мереж експлуатації устаткування [2, 3].

**Втрати, нагрів в обмотках.** Розрахунок додаткових втрат на вихрові струми виконано за відомими виразами Фільда. Розрахунки нагрівів котушкових обмоток трансформатора проведено за галузевою розрахунково-емпіричною методикою для виду охолодження OFAF. Для номінального режиму визначено, що найбільш нагрітою є обмотка ВН.

**Втрати, нагрів в елементах конструкції.**

*Пресувальна (підйомна) пластина з немагнітної сталі на стрижні МС.* Розрахунок проведено за значеннями розподілу нормальної складової МП до поверхні стрижня по рис. 3 в чисельним методом з урахуванням осьових вирізів по висоті пластини для зниження вихрових струмів і втрат. Найбільших значень нагріву досягають на краях пластини в зоні максимального МП навпроти верхніх торців обмоток. У режимі ГС враховуються додаткові втрати в пластині від осьового поля за рис. 3 в.

*Крайній пакет стрижня МС.* Розрахунок виконувався за моделлю немагнітної пластини, товщина якої визначалася емпіричною залежністю для шару листів електротехнічної сталі з врахуванням розмірів пакета і амплітуди нормальної до поверхні складової індукції МП за рис. 3 в. Для крайнього пакета додатково враховувалися втрати від магнітного потоку в стрижні МС.

*Ярмова балка (верхня).* Із застосуванням чисельної тривимірної FEM-моделі трансформатора визначено, що найбільш нагрітим є місце зварювання немагнітної горизонтальної полиці з виступами для пресування обмоток і вертикальної феромагнітної стінки балки.

*Бак з магнітними шунтами.* Для розрахунків використано чисельно-аналітичну квазітривимірну розрахункову модель трансформатора. На першому етапі суперпозицією МП обмоток окремих стрижнів моделі розраховується просторово-часовий розподіл тривимірного первинного МП у повітрі по контуру, який співпадає з поверхнею бака, без бака. На другому – поле та втрати на імпедансній поверхні феромагнітного бака і, зрештою, – нагрів бака.

Із застосуванням чисельної тривимірної моделі трансформатора також досліджено втрати і нагрів немагнітної вставки в кришці бака від сумарного МП обмоток і відведень НН для номінального режиму роботи. За значних СТН слід врахувати можливе збільшення втрат у кришці бака за рахунок трансформування третьої і кратних їй гармонік у обмотку НН.

*Внутрішні пакети стрижня МС.* Втрати в МС трансформатора в номінальному режимі визначаються через питомі втрати електротехнічної сталі в однорідних ділянках, а в зонах шихтування пластин – з відповідними коефіцієнтами підвищення втрат. Розрахунок втрат при ГС ускладнений через недостатню вивченість складного півперіодного перемагнічування сталі по «зсунутій» частковій петлі гістерезису. За відомими експериментальними даними збільшення втрат в МС при струмах DC може досягати близько 30 %. При теплових розрахунках групи пакетів, відокремлені охолодними каналами, замінюються еквівалентними прямокутниками з рівномірними втратами в перерізі, з анізотропною тепловою провідністю і з неоднорідними умовами теплообміну.

**Висновок.** [6] ПТ над ТОС найбільш нагрітої обмотки ВН складає 63 К, а найбільш нагрітої точки – 77 К, що не перевищує відповідні нормовані значення 65 і 78 К при ТОС 20° С [1]. Визначено, що вже при струмі  $I_{DC}$  50 А вказані ПТ досягають недопустимих значень 67 і 82 К. ПТ над ТОС в немагнітних пресувальних пластинах зростає з 50 К у номінальному режимі до 63 К у разі дії ГС, у крайніх пакетах стрижнів МС – з 41 до 52 К, внутрішнього пакета стрижня – з 68 до 74 К, верхньої ярмової балки – з 58 до 67 К, стінки бака – з 47 до 57 К, не перевищуючи, однак, нормованого значення 95 К.

Таким чином, підтверджено термічну стійкість досліджуваного трансформатора до дії заданого рівня геомагнітних індуктованих струмів.

1. IEC 60076-7. 2018. Power transformers-Part 7: Loading guide for mineral-oil-immersed power transformers. 89.
2. IEEE Std C57.163–2015. IEEE Guide for Establishing Power Transformer Capability while under Geomagnetic Disturbances. 38.
3. Effects of Geomagnetic Disturbances on the Bulk Power System. GMDTF Interim report: Norton American Electric Reliability Corporation. 2012. 137 p.
4. Bolduc L., Aubin J. Effect of direct currents in power transformers. Part I. A general theoretical approach. Part II. Simplified calculations for large transformers. *Electric Power Systems Research*, 1977–1978. No 1. Pp. 291–304.
5. Іванков В.Ф., Басова А.В., Хімюк І.В. Методи моделювання трансформаторів та реакторів. Київ: Наш формат, 2017. 490 с.
6. Ivankov V.F., Basova A.V. Calculation of geomagnetic induced currents effecting on the high-power transformer. *Electrical Engineering And Power Engineering*, 2019. No 4. Pp. 8–21.

УДК [(621.314.222.6:538.7).004.17:621.365.5].001.2

### ТЕПЛОВАЯ СТОЙКОСТЬ ТРАНСФОРМАТОРА К ДЕЙСТВИЮ ГЕОМАГНИТНЫХ ТОКОВ

**В.Ф. Иванков**<sup>1</sup>, канд. техн. наук, **А.В. Басова**<sup>2</sup>, канд. техн. наук, **И.В. Химюк**<sup>3</sup>, канд. техн. наук,

1,2 – ЧАО «Запорожтрансформатор»,

Днепровское шоссе, 3, Запорожье, 69600, Украина

3 – Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

*Определен частотный спектр тока намагничивания, который возбуждается дополнительно к номинальному току в обмотке высшего напряжения. Расчетами магнитного поля, потерь, а также нагревов обмоток, элементов конструкции и бака подтверждена тепловая стойкость пятистержневого трансформатора мощностью 630 МВА к действию геомагнитных индуктируемых токов. Библ. 6, рис. 3.*

**Ключевые слова:** трансформаторы, геомагнитные индуктируемые токи, потери, нагрев, расчеты.

### HEAT RESISTANCE OF THE TRANSFORMER TO ACTION OF GEOMAGNETIC CURRENTS

**V.F. Ivankov**<sup>1</sup>, **A.V. Basova**<sup>2</sup>, **I.V. Khimjk**<sup>3</sup>,

1,2 – PrJSC «ZTR»,

Dniprovskre shose, 3, Zaporizhya, 69600, Ukraine

3 – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

*The frequency spectrum of magnetization current, which is excited in addition to the nominal current in the winding of the higher voltage, were defined. Calculations of the magnetic field, losses, as well as heating of windings, structural elements and tank confirmed the thermal resistance of the five-core transformer with a capacity of 630 MBA to the action of geomagnetic inducted currents. References 6, figures 3.*

**Key words:** transformers; geomagnetic induced currents; losses; temperature rises; calculations.

1. IEC 60076-7. 2018. Power transformers-Part 7: Loading guide for mineral-oil-immersed power transformers, 89.
2. IEEE Std C57.163–2015. IEEE Guide for Establishing Power Transformer Capability while under Geomagnetic Disturbances. 38.
3. Effects of Geomagnetic Disturbances on the Bulk Power System. 2012. GMDTF Interim report: Norton American Electric Reliability Corporation, 137.
4. Bolduc L., Aubin J. 1977/1978. Effect of direct currents in power transformers. Part I. A general theoretical approach. Part II. Simplified calculations for large transformers. *Electric Power Systems Research*. No 1. Pp. 291–304.
5. Ivankov V.F., Basova A.V., Khimiuk I.V. Metody modeling of transformers and reactors. Kyiv: Nash format, 2017. 490 p. (Ukr)
6. Ivankov V.F., Basova A.V. Calculation of geomagnetic induced currents effecting on the high-power transformer. *Electrical Engineering And Power Engineering*. 2019. No 4. Pp. 8–21.

Надійшла 05.01.2020

Received 05.01.2020

## ТЕХНІЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ЗРАЗКА ВЕНТИЛЬНО-ІНДУКТОРНОГО СТАРТЕР-ГЕНЕРАТОРА

Л.І. Мазуренко\*, докт. техн. наук, О.В. Джура\*\*, канд. техн. наук, М.О. Шихненко\*\*\*, О.А. Білик\*\*\*\*

Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна  
e-mail: [mlins@ied.org.ua](mailto:mlins@ied.org.ua)

*Розглянуто вентиляно-індукторну машину як альтернативу стартер-генераторам на основі асинхронних машин та машин постійного струму. Представлено структурну схему експериментального зразка вентиляно-індукторного стартер-генератора. Проведено експериментальні дослідження стартер-генератора в режимі двигуна при пусках за наявності регулювання рівня фазного струму. Досліджено роботу вентиляно-індукторного стартер-генератора в генераторному режимі, проаналізовано квазісталі та перехідні процеси, викликані зміною навантаження. Водночас визначено динамічні та статичні показники якості енергії в разі накидання та скидання навантаження: тривалість перехідних процесів, перехідне та стале відхилення напруги постійного струму, її коефіцієнт пульсації та гармонічний склад. Показано, що генерована електроенергія за якістю відповідає стандартам. Дані експериментальних досліджень підтверджують можливість використання вентиляно-індукторної машини як стартер-генератора за умови його виконання відповідно до описаного в статті технічного рішення. Бібл. 10, рис. 5, таблиця.*

**Ключові слова:** вентиляно-індукторна машина, вентиляний перетворювач, стартер-генератор, система керування, акумуляторна батарея, перехідний процес, гармонічний склад.

**Вступ.** Для запуску двигунів енергоблоків і транспортних засобів як електричних стартерів доцільно використовувати стартер-генератор. Під час пуску він працює як двигун, а після запуску – як генератор. Застосування стартер-генератора дає значну економію за масою пускових пристроїв, оскільки в одній машині поєднано двигун і генератор.

У конструктивному відношенні стосовно безпосередньо електричних машин стартер-генератори як на основі машини постійного струму, так і асинхронної машини, практично не відрізняються від класичних машин цих типів. Однак стартер-генератор на основі машини постійного струму (наприклад, типу ГСР-СТ) має паралельну і послідовну обмотки збудження: у режимі двигуна працюють або обидві обмотки, або тільки послідовна; у режимі генератора збудження здійснює паралельна обмотка [1]. Асинхронний стартер-генератор укомплектований напівпровідниковим перетворювачем, виконаним за схемою автономного інвертора напруги. У генераторному режимі перетворювач виконує функції системи збудження і забезпечує асинхронний генератор реактивною потужністю. У режимі двигуна за його допомогою здійснюється запуск первинних двигунів відповідно до заданих умов [2, 3].

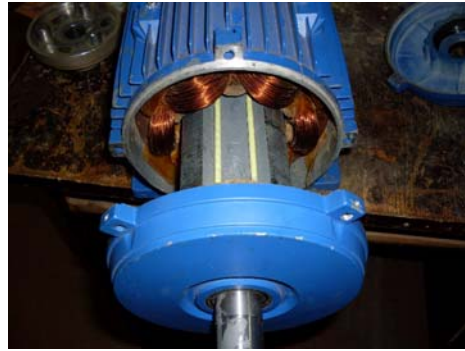
Перспективне використання вентиляно-індукторних машин (ВІМ) як стартер-генераторів описано в [4]. Водночас питання розробки і створення їх фізичних моделей та дослідження режимів у технічній літературі розглянуто недостатньо [5–7].

**Метою статті** є проілюструвати одне із можливих технічних рішень, яке використано при розробці та створенні експериментального зразка вентиляно-індукторного стартер-генератора (ВІСтГ) та результати дослідження його стартерного і генераторного режимів.

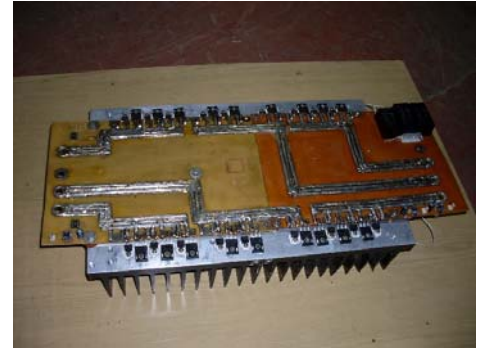
**Експериментальний зразок ВІСтГ.** Зразок складається з ВІМ, комутатора фаз (вентиляний перетворювач), блоку накопичувальних конденсаторів та системи керування. Вентиляно-індукторну машину (рис. 1 а) виконано за схемою: шість полюсів статора (рис. 2 а) і чотири полюси ротора (рис. 2 б). Комутатор створено на основі MOSFET транзисторів та зворотних діодів, закріплених на теплопровідному радіаторі та сполучених з блоком конденсаторів (БК) та з фазними обмотками ВІМ (рис. 1 б). Стартер-генератор має такі номінальні дані: потужність – 3 кВт; напруга постійного струму – 28 В; частота обертання – 3000 об/хв.

Технічне рішення, використане в процесі розробки та створення експериментального зразка ВІСтГ, ілюструє його блок-схема (рис. 3).

У стартерному режимі на БК подається напруга від акумуляторної батареї (АБ). Датчик положення ротора (ДПР А В С) формує сигнал логічної одиниці для логічного елемента та фази, відносно полюса статора якої полюс ротора зсунуто на кут  $0...30^\circ$ . Цей логічний елемент керує драйвером верхнього та нижнього плечей комутатора відповідної фази (Др А – Др С). Сигнал з датчика струму (ДС А – ДС С), який на початку дорівнює нулю через відсутність струму у фазі, подається через підсилювач (П) на інверсний вхід компаратора з гістерезисом (КГ). На неінверсний вхід цього компаратора подається сигнал з формувача опорної напруги ФОН1, який забезпечує рівень обмеження струму фази ВІМ. За такої подачі сигналів на виході компаратора (КГ) присутня позитивна напруга, яка для логічного елемента і є логічною одиницею. При натисканні кнопки «пуск» на відповідному вході цього логічного елемента з'являється ще одна логічна одиниця, що призводить до появи логічної одиниці на його виході. Це своєю чергою спричинює формування драйвером верхнього та нижнього плечей



а



б

Рис. 1



а



б

Рис. 2

струму у фазі, подається через підсилювач (П) на інверсний вхід компаратора з гістерезисом (КГ). На неінверсний вхід цього компаратора подається сигнал з формувача опорної напруги ФОН1, який забезпечує рівень обмеження струму фази ВІМ. За такої подачі сигналів на виході компаратора (КГ) присутня позитивна напруга, яка для логічного елемента і є логічною одиницею. При натисканні кнопки «пуск» на відповідному вході цього логічного елемента з'являється ще одна логічна одиниця, що призводить до появи логічної одиниці на його виході. Це своєю чергою спричинює формування драйвером верхнього та нижнього плечей

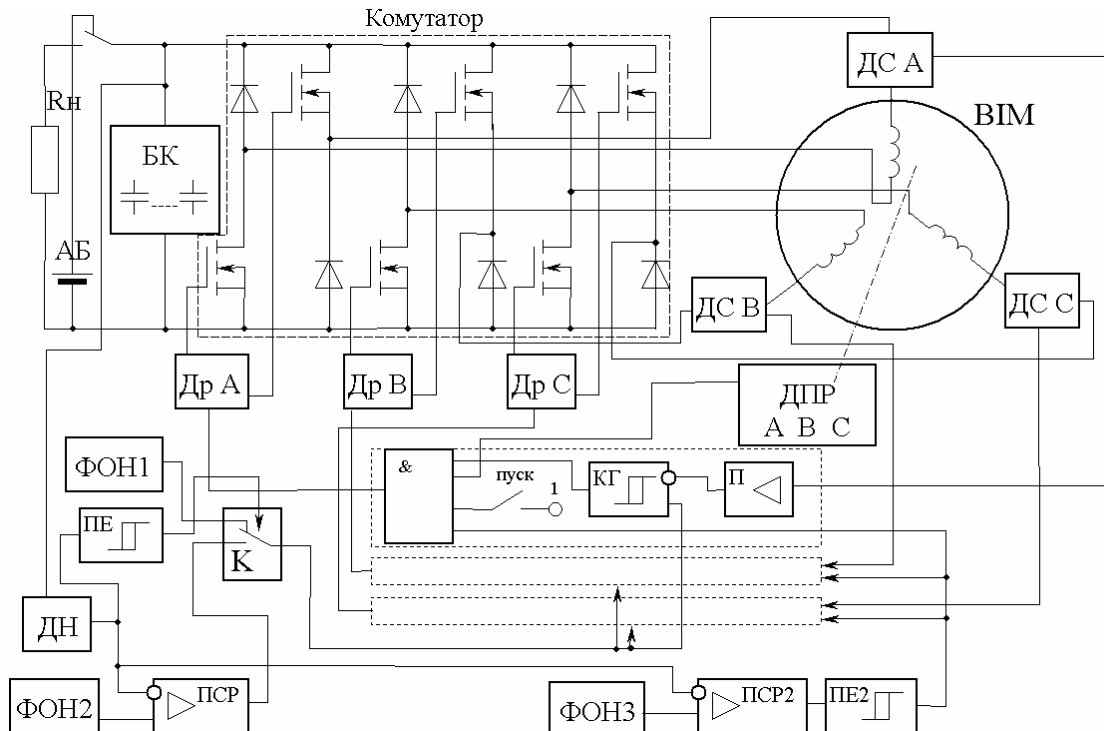


Рис. 3

напруг на затворах відповідних MOSFET ключів та до подання напруги на обмотку відповідної фази ВІМ. У фазі починає зростати струм.

У випадку розташування полюса ротора зі зсувом  $25...30^\circ$  до полюса статора індуктивність фази статора має найменше значення і наростання струму відбувається досить інтенсивно, що з огляду на нерухомість ротора може призвести до виникнення значних струмів ключів комутатора. Для уникнення цього здійснюється обмеження струму фази. При перевищенні напругою підсиленого сигналу датчика струму напруги ФОН1 на величину уставки гістерезису на виході компаратора формується від'ємна напруга, яка для логічного елемента & є нулем. На виході цього елемента формується такий самий логічний нуль, що змушує драйвери перевести ключі комутатора в закритий стан. Струм обмотки фази замикається через відповідні зворотні діоди та АБ, зменшуючи своє значення. Коли підсилений сигнал з датчика струму стає меншим, ніж напруга ФОН1 на величину уставки гістерезису, на виході компаратора з'являється позитивна напруга, яка знову вмикає ключі відповідної фази, і струм в обмотці починає зростати. Зі зникненням сигналу ДПР у результаті обертання ротора, процес збудження відповідної фази припиняється і розпочинається в іншій. Зміною напруги ФОН1 здійснюється регулювання максимального значення струму фази, а отже і механічного моменту на валу машини та частоти обертання ВІМ в стартерному режимі.

У генераторному режимі, коли напруга на БК починає зростати, за певного її значення пороговий елемент (ПЕ) перемикає вихід комутатора К на ланцюг стабілізації, що складається з генератора опорної напруги ФОН2 та підсилювача сигналу розузгодження (ПСР). Напруга на виході ПСР починає зменшуватися, що призводить до більш раннього вимкнення фази внаслідок відміни на виході компаратора КГ логічної одиниці і відповідно на вході елемента &, при меншому рівні підсиленого сигналу з датчика струму. У результаті цього зменшується і струм обмотки фази, що спричинює уповільнення наростання напруги БК. У разі холостого ходу процес зупиняється при напрузі БК і струмі фази такого рівня, коли вся згенерована енергія витрачається на втрати в обмотках, комутаторі й БК та на механічні втрати. При накиданні навантаження напруга БК починає зменшуватися, що призводить до збільшення напруги на виході ПСР та до збільшення значення струму фази. Це своєю чергою нівелює зменшення напруги на БК. Елементи ФОН3, підсилювач сигналу розузгодження ПСР2 та пороговий елемент ПЕ2 формують систему захисту від аварійних ситуацій, яка блокує подачу імпульсів на відкриття транзисторів при досягненні напругою БК певного критичного значення, яке визначається ФОН3.

**Експериментальні дослідження ВІСтГ.** Для експериментального дослідження ВІСтГ вал ВІМ через пальцеву муфту був стикований з валом асинхронного двигуна (АД) типу 4А100L2У3 потужністю 5,5 кВт. За допомогою осцилографа Siglent SDS1102CML+ знімалися розгонні характеристики в стартерному режимі, форми струму й напруги фаз, пульсації напруги на конденсаторах у генераторному та стартерному режимах. Для розрахунку коефіцієнта корисної дії ВІСтГ та інших характеристик у генераторному режимі до фаз асинхронної машини було підключено комплект К506, що вимірював її потужність, напругу та струм фаз, а в ланцюг навантаження постійного струму ВІСтГ був включений амперметр та вольтметр.

Стартерний режим ВІСтГ має здійснюватися при мінімальних втратах у електричній машині та елементах вентильного перетворювача. За таких умов необхідно забезпечити заданий час пуску та плавність розкрутки первинного двигуна, оскільки різкі удари та поштовхи можуть призвести до виходу його з ладу [2].

Стартер має розкручувати, наприклад, газову турбіну, в якій номінальна частота обертання складає 4000...9000 об/хв, до частоти 1200...1500 об/хв. Ускладнення під час пуску викликають стрибки струму через напівпровідникові елементи комутатора. Найбільш простим рішенням за цих обставин є обмеження фазного струму, що здійснюється шляхом відключення фази від джерела напруги за досягнення її струмом заданого значення. Такий підхід реалізовано в експериментальному зразку (рис. 3).

Осцилограми на рис. 4 а ілюструють характер зміни частоти обертання і фазного струму експериментального зразка ВІСтГ у випадку обмеження фазного струму (масштаб

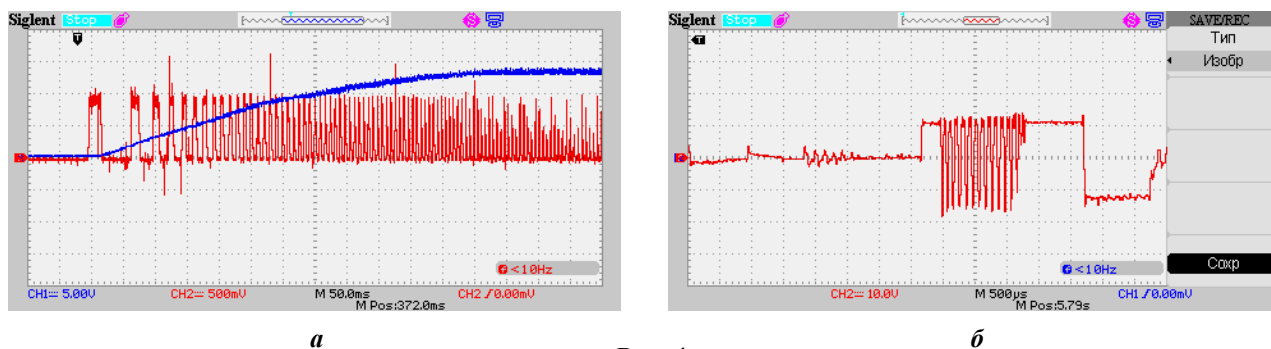


Рис. 4

mt=50 мс/поділ; mn=919,33 об/хв/поділ; mI=86,67 А/поділ). Тривалість розгону до частоти обертання 1500 об/хв складає 0,23 с за умови, що ЕРС акумуляторної батареї – 25,5 В, а її внутрішній опір – 0,0782 Ом. Характер зміни фазної напруги в разі обмеження струму показано на рис. 4 б. Осцилограма отримана за частоти обертання 1742 об/хв та напруги постійного струму близько 12 В (mt=0,5 мс/поділ; mU=10 В/поділ).

Використовуючи обмеження струму, можна як зменшити викиди струму через напівпровідникові елементи, так і забезпечити заданий час запуску.

У генераторному режимі ВІСтГ досліджувались коливання вихідної напруги постійного струму та час її відновлювання при накиданні та скиданні навантаження (динамічні показники) та показник відхилення цієї напруги під навантаженням від її рівня в режимі холостого ходу (статичний показник). Ці показники характеризують якість електроенергії незалежно від типу генератора й області його використання [2, 8]. Результати досліджень ілюструє осцилограма вихідної напруги постійного струму на рис. 5. Перехідне відхилення напруги постійного струму при накиданні/скиданні номінального навантаження становить  $\delta U=2,4\%$  та  $\delta U=6,85\%$ , а час відновлення напруги – 0,2 та 0,15 с (mt=100 мс/поділ; mU=0,5 В/поділ). Статичний показник відхилення напруги не перевищує 1...2 %.

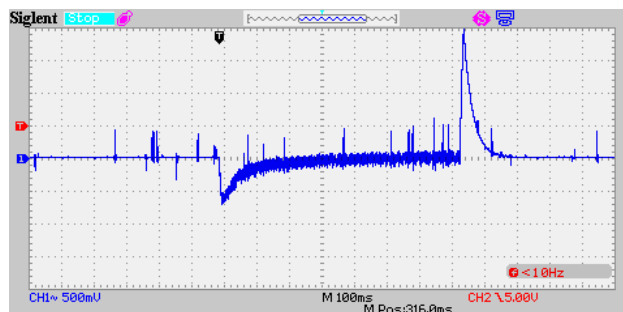


Рис. 5

Важливим показником якості на постійного струму є коефіцієнт пульсацій  $k_{II}$ , який визначається відношенням діючого значення змінної складової пульсуючої напруги до її номінального значення [2, 9]. Зі зростанням навантаження цей коефіцієнт зростає. При ємностях конденсаторів у колі постійного струму експериментального зразка понад 0,03 Ф напруга задовольняє стандарт, що визначає якість напруги двигунів постійного струму [10]. Коефіцієнт  $k_{II}$  – менший, ніж 8 %. За номінального навантаження при ємностях у колі постійного струму  $C=0,4$  Ф та  $C=0,9$  Ф  $k_{II}$  складає лише 0,49 та 0,22 % відповідно.

Таблиця 1

$U_d$ , В	$I_d$ , А	$I_{\phi(max)}$ , А	$U_L$ , В	$I_L$ , А	$P_{1AD}$ , Вт	$Q_{1AD}$ , ВАр	$\eta_{AD}$	$P_{2BICMГ}$ , Вт	$P_{2BICMГ}$ , Вт	$\eta_{BICMГ}$
28,4	105,6	395	380	8,63	4950	2550	0,877	4343	2999	0,691
28,6	97,6	319	380	7,68	4400	2500	0,879	3869	2791	0,721
28,8	83,2	250	383	6,55	3650	2350	0,88	3214	2396	0,746
29	59,2	154	387	5,15	2600	2200	0,873	2269	1717	0,757
29,1	45,2	150	390	4,5	2000	2200	0,857	1714	1315	0,767
29,1	33,2	109	392	4,07	1600	2250	0,839	1342	966	0,72
29,2	21,6	79	394	3,78	1170	2200	0,81	948	631	0,666
29,2	17	67	396	3,68	980	2200	0,793	777	496	0,638
29,2	0	27	398	0	305	1650	0,711	217	0	0

У табл. 1 представлено результати дослідження робочих характеристик ВІСтГ у генераторному режимі, де:  $U_l, I_l$  – відповідно лінійні напруга та струм АД;  $P_{1АД}, Q_{1АД}$  – активна та реактивна потужності, що споживаються АД;  $P_{1ВІСтГ}, P_{2ВІСтГ}$  – підведена і корисна потужності ВІСтГ;  $U_d, I_d$  – напруга і струм кола постійного струму;  $\eta_{АД}, \eta_{ВІСтГ}$  – ККД асинхронного двигуна та ВІСтГ. За номінального навантаження 3 кВт значення ККД сягає 70 %. Це на 12 % більше, ніж, наприклад, ККД стартер-генератора типу Ст-18 [1].

**Висновки.** Розроблено та створено експериментальний зразок ВІСтГ з такими номінальними даними: потужність – 3 кВт, напруга постійного струму – 28 В, частота обертання – 3000 об/хв.

Дослідження експериментального зразка продемонстрували:

- у стартерному режимі застосування обмеження фазного струму дає змогу сформувати перехідний процес таким чином, що фазні струми є безпечними для транзисторів вентиляно-перетворювача. Крім того, можливе регулювання часу розгону стартера до заданої частоти обертання;
- у генераторному режимі ВІСтГ динамічні й статичні показники якості енергії задовольняють стандарти;
- значення коефіцієнта корисної дії в генераторному режимі ВІСтГ – 70 %, що на 12 % більше, ніж ККД Ст-18;
- експериментальні дослідження ілюструють доцільність використання запропонованого технічного рішення в стартер-генераторах вентиляно-індукторного типу.

*Фінансується за держбюджетною темою «Розвиток теорії, розроблення методів інтелектуалізації технологічних процесів та засобів керування, моніторингу, діагностування і вимірювання в електроенергетичних та електротехнічних системах» (шифр «Інтехен-2»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ від 18.12.2019 р., протокол № 339. Державний реєстраційний номер роботи 0118U005367.*

1. Тузов В.П. Электротехнические устройства летательных аппаратов: Учеб. пособие для авиац. неэлектротехн. спец. вузов. Москва: Высш. шк., 1987. 152 с.
2. Мазуренко Л.И. Асинхронный стартер-генератор с транзисторным преобразователем для транспортных энергоустановок постоянного тока. Дисс. ... канд. техн. наук. Институт электродинамики АН УССР. Киев. 1990. 266 с.
3. Мазуренко Л.И., Лищенко А.И. Асинхронные генераторы с вентиляльным и вентиляно-емкостным возбуждением для автономных энергоустановок. Київ: Наук. думка, 2011. 271 с.
4. Мазуренко Л.І., Шихненко М.О., Джура О.В., Білик О.А. Дослідження стартерного режиму вентиляно-індукторного стартер-генератора. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». 2020. № 3 (1357). С. 97–100. DOI: <http://doi.org/10.20998/2409-9295.2020.3.16>
5. Miller T.J.E. Electronic Control of Switched Reluctance Machines. Oxford: Newnes, 2001. 272 с.
6. M.Ma, Z.Chang, Y.Hu, F.Li, C.Gan and W.Cao. An Integrated Switched Reluctance Motor Drive Topology With Voltage-Boosting and On-Board Charging Capabilities for Plug-In Hybrid Electric Vehicles (PHEVs). *IEEE Access*, 2018. Vol. 6. Pp. 1550–1559. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8141878> (дата звернення: 10.03.2020)
7. Нгуен К.К. Исследование электромеханического комплекса: вентиляно - индукторный электропривод - центробежный насос. *Известия высших учебных заведений. Электромеханика*. Новочеркасск, 2016. № 4. С. 55–64. DOI: <http://doi.org/10.17213/0136-3360-2016-4-55-64>
8. Бертинов А.И., Мизюрин, С.Р., Резников, С.Б., Бочаров, В.В., Алешечкин В.А. Качество электроэнергии бортовых систем электроснабжения и способы его улучшения. *Электричество*. 1981. № 6. С. 32–36.
9. Шихненко М.О., Мазуренко Л.І. Перехідні процеси та якість електроенергії автономного вентиляно-індукторного генератора. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Харків, 2019. Вип. 1(45). С. 57–63. DOI: <http://doi.org/10.30929/2072-2052.2019.1.45.57-63>
10. ГОСТ 13822-82. Электроагрегаты и передвижные электростанции, дизельные. Общие технические условия. Москва: Изд-во стандартов, 1989. 30 с.

УДК 621.313

**ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ И ИССЛЕДОВАНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ОБРАЗЦА ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО СТАРТЕР-ГЕНЕРАТОРА**

**Л. И. Мазуренко**, докт. техн. наук, **А. В. Джура**, канд. техн. наук, **М.О. Шихненко**, **О. А. Білик**

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

*Рассмотрено вентильно-индукторную машину в качестве альтернативы стартер-генераторам на основе асинхронных машин и машин постоянного тока. Представлено структурную схему экспериментального образца вентильно-индукторного стартер-генератора. Проведены экспериментальные исследования стартер-генератора в режиме двигателя при пусках с наличием регулирования уровня фазного тока. Исследована работа вентильно-индукторного стартер-генератора в генераторном режиме, проанализированы квазиустановившиеся и переходные процессы, вызванные изменением нагрузки. При этом определены динамические и статические показатели качества при набросе и сбросе нагрузки: продолжительность переходных процессов, переходное и устойчивое отклонение напряжения постоянного тока, ее коэффициент пульсаций и гармонический состав. Показано, что генерируемая электроэнергия по качеству соответствует стандартам. Данные экспериментальных исследований подтверждают возможность использования вентильно-индукторной машины в качестве стартер-генератора при ее исполнении в соответствии с описанным в статье техническим решением. Библ. 10, рис. 5, таблица.*

**Ключевые слова:** вентильно-индукторная машина, вентильный преобразователь, стартер-генератор, система управления, аккумуляторная батарея, переходный процесс, гармонический состав.

#### TECHNICAL IMPLEMENTATION AND RESEARCH OF THE SWITCHED RELUCTANCE STARTER-GENERATOR EXPERIMENTAL SAMPLE

**L.I. Mazurenko, O.V. Dzhura, M.O. Shykhnenko, O.A. Bilyk**

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

*The switched reluctance machine is considered as an alternative to starter-generators based on asynchronous and DC machines. An experimental sample structural diagram of the switched reluctance starter-generator is presented. Experimental research of the starter-generator in the motor mode when starting with the presence of the phase current level regulation were carried out. The operation of the switched reluctance starter-generator in the generator mode was investigated, quasi-steady-state and transient processes caused by a change in load were analyzed. Herewith dynamic and static quality indicators were determined during throw and drop the load: transient processes duration, DC voltage transient and steady deviation, its ripple coefficient and harmonic composition were established. It is shown that the generated electrical energy in quality meets the relevant standards. Data from experimental research confirm the possibility of using the switched reluctance machine as a starter generator when executed in accordance with the technical solution described in the article. References 10, figures 5, table.*

**Key words:** switched reluctance machine, semiconductor converter, starter-generator, control system, battery, transient process, harmonic composition.

1. Tuzov V.P. Electrical devices of aircraft: Textbook for aviation non-electrical specialties of universities. Moskva: Vysshaya shkola, 1987. 152 p. (Rus)
2. Mazurenko L.I. Asynchronous starter-generator with transistor converter for direct current transport power. Cand. tech. sci. diss. Institute of electrodynamics AS of USSR. Kiev. 1990. 266 p. (Rus)
3. Mazurenko L.I., Lishchenko A.I., Asynchronous generators with valve and valve-capacitive excitation for autonomous power installations. Kyiv. Naukova dumka, 2011. 272 p. (Rus)
4. Mazurenko L.I., Shykhnenko M.O., Dzhura O.V., Bilyk O.A. The research of the switched reluctance starter-generator in starter mode. *Bulletin of NTU KhPI. Series: Electric machines and electromechanical energy conversion*. Kharkiv, 2020. No 3 (1357). Pp. 97–100. (Ukr) DOI: <http://doi.org/10.20998/2409-9295.2020.3.16>
5. Miller T.J.E. Electronic Control of Switched Reluctance Machines. Oxford: Newnes, 2001. 272 p.
6. M.Ma, Z.Chang, Y.Hu, F.Li, C.Gan and W.Cao. An Integrated Switched Reluctance Motor Drive Topology With Voltage-Boosting and On-Board Charging Capabilities for Plug-In Hybrid Electric Vehicles (PHEVs). *IEEE Access*, 2018. Vol. 6. Pp. 1550–1559. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8141878> (Accessed: 10.03.2020)
7. Nguyen Q.K. Research the electromechanical complex: switched reluctance drive – centrifugal pump. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Elektromekhanika*. Novocherkassk, 2016. No 4. Pp. 55–64. (Rus) DOI: <http://doi.org/10.17213/0136-3360-2016-4-55-64>
8. Bertinov A.I., Mizyurin, S.R., Reznikov, S.B., Bocharov, V.V., Aleshechkin, V.A. The quality of electricity on-board power supply systems and ways to improve it. *Elektrichestvo*. 1981. No 6. Pp. 32–36. (Rus)
9. Shykhnenko M.O., Mazurenko L.I., Dzhura O.V., Bilyk O.A. Transient processes and power quality of an autonomous switched reluctance generator. *Elektromekhanichni i enerhozberihaiuchi systemy*. Kharkiv, 2019. No 1(45). Pp. 57–63. (Ukr) DOI: <http://doi.org/10.30929/2072-2052.2019.1.45.57-63>
10. GOST 13822-82. Electric power units and mobile power stations, diesel. General specifications. Moskva: Izdatelstvo standartov, 1989. 30 p. (Rus)

## ПОЛІПШЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПОКАЗНИКІВ ВЕКТОРНО-КЕРОВАНОГО АВТОНОМНОГО АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

**Б.І. Приймак**, канд. техн. наук

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського",  
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна  
e-mail: b.i.pryumak@gmail.com

*Розглядається задача поліпшення енергоефективності автономного векторно-керованого асинхронного генератора (АГ). Для визначення оптимального значення магнітного потоку за критерієм мінімуму втрат потужності синтезована нейронна мережа. На входи мережі подаються сигнали оцінки моменту та швидкості генератора. При оптимізації втрат та оцінюванні потокозчеплення ротора враховано криву намагнічування генератора. Результати моделювання підтверджують істотне поліпшення енергетичних характеристик АГ при задовільних динамічних показниках контуру стабілізації напруги ланки постійного струму. Бібл. 8, рис. 5.*

**Ключові слова:** асинхронний генератор, векторне керування, оптимізація, енергоефективність.

**Вступ.** Значний інтерес в останні роки викликає проблема побудови якісних систем автоматичного керування (САК) асинхронними генераторами (АГ) із короткозамкненим ротором [1–5]. Векторно-керовані АГ з інвертором напруги (ІН) можуть збуджуватися від батареї і живити автономну мережу постійного струму. Проте енергетичні властивості таких генераторів вимагають свого поліпшення. На сьогодні відомі роботи щодо мінімізації втрат в асинхронному генераторі [1–3]. Ці роботи ґрунтуються на отриманні аналітичного виразу для оптимального потоку, виходячи із моделі втрат. Істотним недоліком такого підходу є те, що він не враховує криву намагнічування, яка має значний вплив на енергетичні властивості АГ.

У цій роботі запропоновано здійснювати оптимізацію сумарних втрат потужності у векторно-керованому автономному АГ на основі штучної нейронної мережі (НМ). Для цього було отримано модель втрат потужності в АГ та синтезовано нейронну мережу, що визначає оптимальне потокозчеплення. Після цього була побудована схема та модель енергоефективної САК АГ і виконано її дослідження.

**Мета роботи** – побудова та дослідження енергоефективної системи векторного керування АГ з оптимізацією сумарних втрат потужності на основі штучної нейронної мережі.

**Математичний опис об'єкта керування.** При синтезі векторного керування АГ базовим є математичний опис ідеалізованої асинхронної машини [6]. У системі рухомих координат  $(d, q)$ , що обертається зі швидкістю  $\omega_0$ , електромагнітні процеси у короткозамкнутому АГ можна описати як:

$$\begin{aligned}
 U_{sd} &= R_s I_{sd} + d\psi_{sd}/dt - \omega_0 \psi_{sq}; \\
 U_{sq} &= R_s I_{sq} + d\psi_{sq}/dt + \omega_0 \psi_{sd}; \\
 0 &= R_r I_{rd} + d\psi_{rd}/dt - (\omega_0 - z_p \omega) \psi_{rq}; \\
 0 &= R_r I_{rq} + d\psi_{rq}/dt + (\omega_0 - z_p \omega) \psi_{rd}; \\
 \psi_{sd} &= L_s I_{sd} + L_m I_{rd}; \quad \psi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd}; \\
 \psi_{sq} &= L_s I_{sq} + L_m I_{rq}; \quad \psi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq}; \\
 \psi_{md} &= L_m I_{md}; \quad I_{md} = I_{sd} + I_{rd}; \\
 \psi_{mq} &= L_m I_{mq}; \quad I_{mq} = I_{sq} + I_{rq}; \\
 M_e &= (3z_p/2) K_r (\psi_{rd} I_{sq} - \psi_{rq} I_{sd}); \\
 P_2 &= (3/2) (U_{sd} I_{sd} + U_{sq} I_{sq}),
 \end{aligned} \tag{1}$$

де індексами  $d$  та  $q$  позначено проекції на однойменні координатні осі узагальнених векторів напруги статора  $\bar{U}_s = [U_{sd}, U_{sq}]^T$ , струму статора  $\bar{I}_s = [I_{sd}, I_{sq}]^T$ , струму ротора  $\bar{I}_r = [I_{rd}, I_{rq}]^T$ , струму намагнічування  $\bar{I}_m = [I_{md}, I_{mq}]^T$ , потокозчеплення статора  $\bar{\psi}_s = [\psi_{sd}, \psi_{sq}]^T$ , потокозчеплення ротора  $\bar{\psi}_r = [\psi_{rd}, \psi_{rq}]^T$ ; основного потокозчеплення  $\bar{\psi}_m = [\psi_{md}, \psi_{mq}]^T$ ;  $M_e$  – електромагнітний момент генератора;  $z_p$  – кількість пар полюсів;  $\omega$  – кутова швидкість ротора;  $P_2$  – вихідна активна потужність генератора;  $R_s, R_r$  – відповідно активні опори фаз статора та ротора, зведеного до статора;  $L_m$  – індуктивність намагнічування;  $L_s = L_m + L_{s\sigma}$ ,  $L_r = L_m + L_{r\sigma}$  – повні індуктивності фаз статора та ротора, де  $L_{s\sigma}, L_{r\sigma}$  – індуктивності від полів розсіювання статора та ротора відповідно;  $K_r = L_m/L_r$ .

Якщо система рухомих координат зорієнтована за вектором потокозчеплення ротора, що математично виражається у вигляді умов

$$\psi_{rq} = 0; \quad d\psi_{rq}/dt = 0; \quad \psi_{rd} = |\bar{\psi}_r|, \quad (2)$$

то з (1) отримуємо модель АГ у вигляді системи диференціальних рівнянь (3)–(5)

$$d\psi_r/dt = -\psi_r/T_r + I_d L_m/T_r; \quad (3)$$

$$dI_d/dt = -I_d R'_s/L' + U_d/L'_s + (\omega_0 L'_s I_q + K_r \psi_r/T_r)/L'_s; \quad (4)$$

$$dI_q/dt = -I_q R'_s/L'_s + U_q/L'_s - (\omega_0 L'_s I_d + K_r \psi_r z_p \omega)/L'_s; \quad (5)$$

$$P_2 = (3/2)(U_d I_d + U_q I_q), \quad (6)$$

де  $\psi_r \equiv \psi_{rd} = |\bar{\psi}_r|$ ;  $I_d \equiv I_{sd}$ ,  $I_q \equiv I_{sq}$ ,  $U_d \equiv U_{sd}$ ,  $U_q \equiv U_{sq}$  – відповідно потокова і моментна компоненти вектора струму та компоненти вектора напруги статора АГ;  $T_r = L_r/R_r$  – стала часу ротора;  $L'_s = L_{s\sigma} + K_r L_{r\sigma}$ ;  $R'_s = R_s + K_r^2 R_r$ . При цьому швидкість обертання  $\bar{\psi}_r$  та момент визначатимуться як

$$\omega_0 = z_p \omega + K_r R_r I_q / \psi_r, \quad M_e = (3/2) z_p K_r I_q \psi_r. \quad (7)$$

Апроксимувавши динаміку інвертора напруги (ІН) аперіодичною ланкою 1-го порядку, отримуємо

$$dU_d/dt = -U_d/T_u + u_d K_u/T_u; \quad (8)$$

$$dU_q/dt = -U_q/T_u + u_q K_u/T_u, \quad (9)$$

де  $K_u, T_u$  – відповідно коефіцієнт передачі та стала часу ІН;  $u_d, u_q$  – сигнали керування. Ланка постійного струму на виході інвертора може бути описана диференціальним рівнянням

$$dU_{dc}/dt = I_c/C_{dc}, \quad (10)$$

де  $U_{dc}$  – напруга ланки постійного струму;  $C_{dc}$  – накопичувальний конденсатор у ланці постійного струму;  $I_c$  – струм заряджання конденсатора. Цей струм дорівнює  $I_c = I_{dc} - I_L$ , де  $I_{dc}$  – струм ланки постійного струму;  $I_L$  – струм навантаження. Нехтуючи втратами в інверторі, на основі балансу потужностей генератора та ланки постійного струму  $-P_2 = U_{dc} I_{dc}$  отримуємо  $I_{dc} = -P_2/U_{dc}$ ;  $I_L = U_{dc}/R_L$ , де  $R_L$  – опір навантаження.

Опис (1)–(10) успішно використовується при розробленні систем традиційного векторного керування, де швидкість ротора змінюється в широкому діапазоні, а потокозчеплення ротора стабілізується на номінальному рівні  $\psi_{rn}$  (індексом  $n$  у статті позначатимуться номінальні значення величин). За цих умов можна прийняти  $L_m = const = L_{mn}$ . Проте при енергетично оптимальному керуванні намагніченість магнітопроводу істотно змінюється, і виникає потреба врахування ефекту насичення заліза АГ. У цьому разі  $L_m$  можна визначити як

$L_m(\psi_m) = \psi_m / I_m(\psi_m)$ , де  $\psi_m = |\bar{\psi}_m|$ ;  $I_m = |\bar{I}_m|$ ;  $I_m(\psi_m)$  – обернена крива намагнічування АГ. Функцію  $L_m(\psi_m)$  зручно апроксимувати поліномом

$$L_m = L_{mn} \sum_{i=0}^p a_i \psi_m^{p-i}, \tag{11}$$

де  $a_i$  – коефіцієнти,  $p$  – степінь полінома,  $\psi_m = \sqrt{\psi_r^2 + (K_r L_{r\sigma} I_q)^2}$ . Індуктивності  $L_{s\sigma}$  та  $L_{r\sigma}$  змінюються мало, а тому вважаються постійними. На рис. 1 наведено залежність  $L_m(\psi_m)$  при

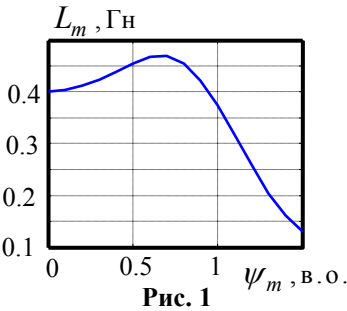


Рис. 1

$p = 5$  для АГ, що застосовується нижче у числових дослідженнях.

За умов істотних варіацій  $L_m$  ускладнюється задача оцінювання  $\bar{\psi}_r$ , яка має важливе значення для забезпечення високої якості векторного керування АГ та точності оптимізації втрат. Застосування в цьому разі оцінювачів (спостерігачів) потокозчеплення ротора, розроблених для  $L_m = const$  [6], призводитиме до значних відхилень між реальним  $\psi_r$  та його оцінкою  $\hat{\psi}_r$ , саме яка є сигналом зворотного зв'язку для регулятора потокозчеплення.

Звідси ясно, що в САК АГ треба використовувати оцінювач  $\bar{\psi}_r$ , що враховує криву намагнічування. Саме такий оцінювач, запропонований в [7], ми застосуємо нижче.

**Модель втрат потужності в АГ.** Як відомо, електромагнітні втрати потужності в АГ включають електричні втрати в активних опорах статора та ротора, магнітні втрати в залізі статора і ротора, а також додаткові втрати. Механічні втрати у генераторі від його магнітного стану не залежать, тому їх не розглядатимемо. Опис (1) щодо відображення енергетичних властивостей реальної машини є досить неточним, оскільки він враховує лише втрати в опорах статора та ротора. Тому для опису втрат у задачах оптимізації доцільно застосовувати Т-подібну схему заміщення фази АГ, де наявні також і магнітні втрати, які складають близько 20 % від номінальних втрат у генераторі. Цю схему зображено на рис. 2, де  $R_m$  – опір, що враховує магнітні втрати в АГ;  $s = (\omega_0 - z_p \omega) / \omega_0$  – ковзання генератора. Додаткові втрати можуть бути враховані шляхом відповідного збільшення навантаження. У [8] на основі Т-подібної схеми заміщення отримана наступна формула для сумарних електромагнітних втрат

$$P_\Sigma = (3/2) \left( (R_s(1 + \alpha_m) + \alpha_m R_m) I_d^2 + (R_s(1 + \beta_m) + \beta_m R_m + K_r^2 R_r + K_r^2 K_a \omega^2) I_q^2 + 2R_s K_r L_m I_d I_q \omega_0 / R_m \right), \tag{12}$$

де  $K_a$  – коефіцієнт додаткових втрат;  $\alpha_m = (\omega_0 L_m / R_m)^2$ ;  $\beta_m = (\omega_0 K_r L_{r\sigma} / R_m)^2$ . Магнітний опір у (12) за нехтування незначною складовою втрат у роторі можна обчислювати як

$$R_m(f_0) \approx (K_h / f_0 + K_e)^{-1}, \tag{13}$$

де  $K_h$  – коефіцієнт втрат від гістерезису;  $K_e$  – коефіцієнт втрат від вихрових струмів;  $f_0 = |\omega_0| / 2\pi$  – частота

напруги статора АГ. Для усталених процесів із (3) та (7) матимемо

$$I_d = \psi_r / L_m; \quad I_q = 2M_e / (3z_p K_r \psi_r); \quad \omega_0 = z_p \omega + 2R_r M_e / (3z_p \psi_r^2). \tag{14}$$

Підставивши вирази (14) у (12), отримуємо формулу для сумарних втрат як функцію  $P_\Sigma = f(\psi_r, \omega, M_e)$ . Шляхом мінімізації цієї функції з урахуванням (11) та (13) оптимальне значення потокозчеплення ротора  $\psi_{r0}$  при  $M_e = const$ ,  $\omega = const$  визначатиметься як

$$\psi_r^0 = \arg \min_{\psi_r} P_\Sigma(\psi_r, \omega, M_e) |_{\omega, M_e}. \tag{15}$$

**Синтез НМ для визначення оптимального потокозчеплення.** Для розроблюваної нами САК АГ треба синтезувати НМ (рис. 3 а), яка б з високою точністю відтворювала нелінійну функціональну залежність

$\psi_r^o(\omega, M_e)$ . Для такої задачі добре надаються мережі з прямими зв'язками (the feedforward networks).

Процедура синтезу НМ полягає у виборі кількості захованих шарів та нейронів у них, тобто шарів, що розташовані між входами мережі та вихідним шаром нейронів; у виборі функцій активації нейронів; у навчанні мережі, завдяки якому отримуються чисельні значення її параметрів. На рис. 3 а представлено архітектуру НМ, яку ми застосовуємо. Мережа має два входи, один захований шар нейронів і один вихідний нейрон. На входи мережі подаються швидкість  $\omega$  та оцінка моменту  $\hat{M}_e$ , а на виході НМ формується оцінка  $\hat{\psi}_r^o$ . На рис. 3 а кружечками умовно позначено нейрони, а стрілками – зв'язки між нейронами та зміщення, що подаються на них.

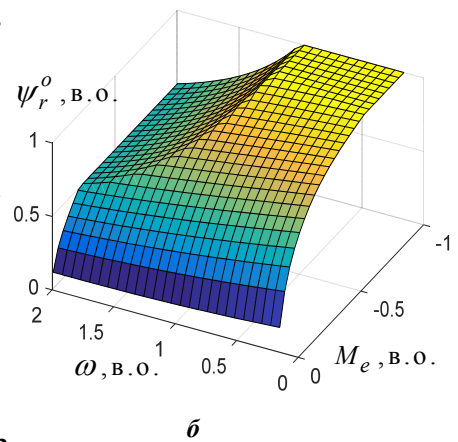
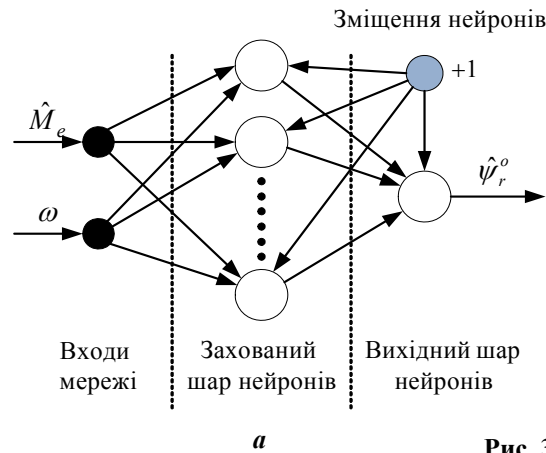


Рис. 3

При навчанні НМ на множині  $\Omega(\omega, M_e) = \{\omega \in [0.15, 2]\omega_n; M_e \in [-0.01, -1]M_{en}\}$  було вибрано 11 градацій  $\omega$  та 17 градацій  $M_e$ . Далі за (15) для векторів входу  $\bar{X}_k = [M_{ek}/M_{en}, \omega_k/\omega_n]^T$ ,  $k = \overline{1, N}$  було визначено виходи мережі  $\bar{Y}_k = \psi_{rk}^o$ ,  $k = \overline{1, N}$ , де  $N = 187$ . На сформованій навчальній множині за алгоритмом Левенберга-Марквардта була навчена НМ. У захованому шарі мережі використано 4 нейрони, а навчання тривало 1000 епох до досягнення помилки мережі  $E_{net} = 4,837 \cdot 10^{-6}$ . Поверхня  $\psi_r^o(\omega, M_e)$  з обмеженням потокозчеплення представлена на рис. 3 б, де по осях відкладено нормовані змінні, що вимірюються у відносних одиницях (в.о.).

**Система енергоефективного керування АГ.** Для побудови САК АГ було взято за основу класичну систему векторного керування асинхронним двигуном [6], розвинуту за рахунок введення контуру стабілізації напруги ланки постійного струму, оцінювача вектора потокозчеплення ротора, що враховує криву намагнічування генератора, та нейромережного оптимізатора втрат потужності. На рис. 4 наведено функціональну схему запропонованої енергоефективної САК АГ.

Загальним призначенням цієї системи є стабілізація напруги  $U_{dc}$  у ланці постійного струму на рівні завдання  $U_{dc}^*$  за різних швидкостей та навантажень АГ із мінімізацією втрат потужності в усталених режимах роботи. У системі можна умовно виокремити силову частину, частину векторних перетворень, оцінювач потокозчеплення ротора (ОПР), частину регулювання та частину енергетичної оптимізації. До силовій частини належать АГ, ІН з ШІМ та ланка постійного струму. У цій ланці розташовані накопичувальний конденсатор  $C_{dc}$ , акумуляторна батарея (АБ) та навантаження з опором  $R_L$ . Частину векторних перетворень системи складають перетворювачі координат і блок компенсування зв'язків БКЗ. У блоках перетворення координат відбуваються перетворення сигналів між рухомими координатами  $(d, q)$  та трифазною системою напруг  $(a, b, c)$ . У БКЗ компенсуються перехресні зв'язки в АГ – вирази в дужках у (4), (5)) з використанням даних  $\gamma = \{I_d, I_q, \hat{\psi}_r, \omega\}$ .

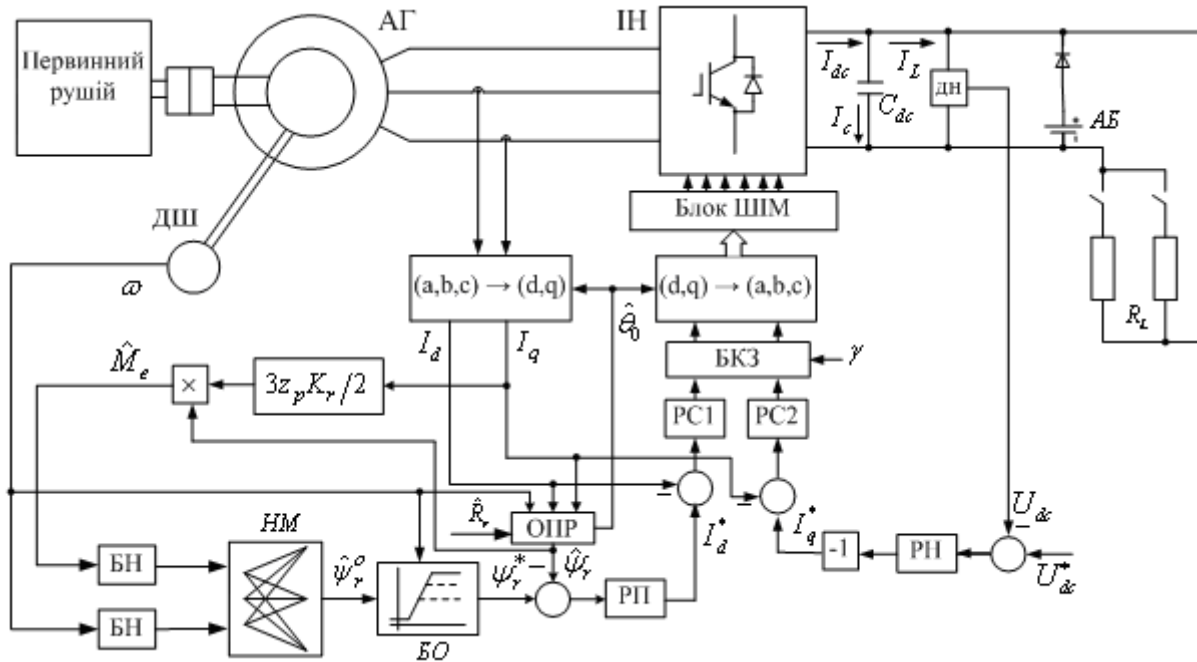


Рис. 4

ОПР визначає оцінки модуля  $\hat{\psi}_r$  та кута повороту  $\hat{\theta}_0$  вектора  $\bar{\psi}_r$ , де  $\theta_0 = \arg(\bar{\psi}_r)$ . На вхід ОПР надходить оцінка  $\hat{R}_r$  опору ротора для адаптування системи до змін теплового стану АГ, що, як відомо, поліпшує якість векторного керування. Для визначення  $\hat{R}_r$  може бути застосовано один із відомих способів [6]. Частина регулювання системи складають пропорційно-інтегральні (ПІ) регулятори напруги (РН), потокозчеплення ротора (РП), компонент вектора струму РС1, РС2, а також давачі струмів фаз статора, давач швидкості (ДШ) і давач напруги (ДН). У САК блоки нормування (БН), ланки визначення оцінки моменту  $\hat{M}_e$ , НМ та блок обмеження (БО) складають підсистему оптимізації втрат. НМ визначає оцінку  $\hat{\psi}_r^o$  оптимального потокозчеплення, яка у БО обмежується зверху на рівні  $\psi_{r,\lim} = \min\{\psi_{r,m}, \psi_{r,m}\omega_n / \omega\}$  і знизу на допустимому рівні. Сигнал  $\psi_r^*$  є завданням для регулятора  $\psi_r$ .

**Результати моделювання.** При побудові моделі САК АД малося на меті досягти високого ступеня реалістичності, тому вона являла собою відтворену засобами програмного середовища MatLab/Simulink/SimPowerSystem функціональну схему на рис. 4. У моделі було використано дані АГ потужністю 1.3 кВт з номінальними напругою  $U=220$  В та струмом  $I=3.56$  А фази статора (діючі значення), кількістю обертів вала  $N=1452$  об/хв та значеннями параметрів  $R_s = 6.46 \hat{\Omega}$ ,  $R_r = 3.87 \hat{\Omega}$ ,  $R_m = 1380 \hat{\Omega}$ ,  $L_s = 0.389 \hat{\text{Гн}}$ ,  $L_r = 0.398 \hat{\text{Гн}}$ ,  $L_m = 0.374 \hat{\text{Гн}}$ . Частота ШІМ в інверторі дорівнювала 8 кГц. Ємність конденсатора становила  $C_{dc} = 1$  мФ. Контури регулювання потокозчеплення ротора та напруги ланки постійного струму побудовані за класичною підпорядкованою структурою при налаштуванні ПІ-регуляторів  $I_d, I_q$  та  $\psi_r$  на модульний оптимум, а  $U_{dc}$  – на симетричний оптимум. Струми обмежувались на рівні 1.5 в.о., а період визначення  $\hat{\psi}_r^o$  у НМ складав 3 мс.

Дослідження показників енергоефективної САК АГ здійснювалося при змінах навантаження та швидкості генератора за наступним сценарієм. На інтервалі часу  $t=0\dots1$  с відбувалось збудження АГ від АБ напругою 24 В на швидкості  $\omega = 0.85$  в.о., і система переходила в усталений режим стабілізації напруги на рівні  $U_{dc}^* = 540$  В з навантаженням  $P_L = 250$  Вт. На інтервалі часу  $t=1\dots3$  с досліджувались процеси енергоефективного керування АГ, які зображені на рис. 5. Згідно з рис. 5 а, навантаження, змінюючись стрибкоподібно, послідовно

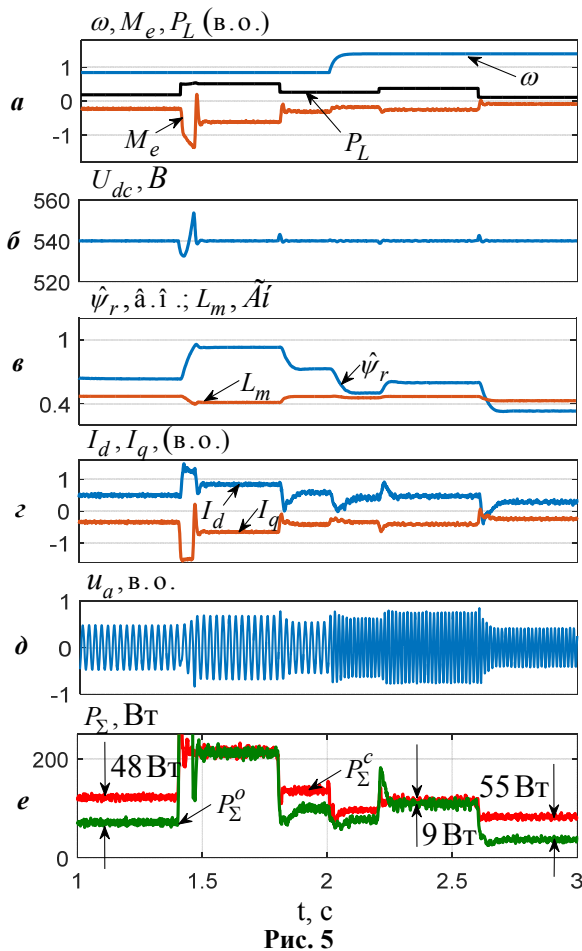


Рис. 5

набувало значень 250–680–350–500–150 Вт, а швидкість привідного рушія при  $t=2$  с плавно змінювалася з 0.85 до 1.4 в.о.

З рис. 5 б видно, що тільки накид навантаження, рівний третині від номінального, спричинив певне збурення процесу стабілізації  $U_{dc}(t)$ . Тут напруга відхиляється від номінальної вниз на 7.5 В та вгору на 13.7 В при часі компенсування збурення, рівному 85 мс. Такі динамічні відхилення пов'язані із виходом струму  $I_q$  на рівень обмеження (рис. 4 з) і є помірними, вони сягають лише 2.5 % від номіналу.

Рис. 5 в показує, що при зміні навантаження та швидкості АГ потокозчеплення ротора змінюється відповідно до визначеного в НМ оптимального завдання. В усталених процесах тут підтримується рівність  $\psi_r = \hat{\psi}_r = \hat{\psi}_r^o$ . Рис. 5 д засвідчує, що задання напруги фази генератора  $u_a(t)$ , яке подається на блок ШІМ, не сягає номінального рівня.

На рис. 5 е наведено графік втрат потужності  $P_\Sigma^o(t)$  у разі енергоефективного керування АГ і, для порівняння, графік втрат потужності  $P_\Sigma^c(t)$  у випадку традиційного керування

генератором зі стабілізацією потоку на рівні  $\psi_r^* = \min\{\psi_{rn}, \psi_{rn}\omega_n / \omega\}$ . На цьому рисунку зазначено зменшення втрат у різних режимах роботи, що наочно демонструє чималий позитивний ефект. Отже, можна підсумувати, що запропонована енергоефективна САК АГ має високі енергетичні характеристики та задовільні динамічні показники стабілізації напруги ланки постійного струму.

**Висновки.** 1) Для поліпшення енергетичних характеристик векторно-керованих АГ перспективно застосовувати штучні НМ. 2) У порівнянні з відомими аналогами, НМ забезпечує вищу точність оптимізації втрат на швидкостях як нижчих, так і вищих за номінальну завдяки врахуванню кривої намагнічування. 3) В системах енергоефективного керування АГ при оцінюванні потокозчеплення крім варіацій опору ротора важливо враховувати і нелінійність магнітного кола.

1. Leibold R., Garcia G., Valla M.I. Field-oriented controlled induction generator with loss minimization. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*. 2002. Vol. 49. No 1. Pp. 147–156.
2. Mesemanolis A., Mademlis C., Kioskeridis I. High-efficiency control for a wind energy conversion system with induction generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2012. Vol. 27. No 4. Pp. 958–967.
3. Mesemanolis A., Mademlis C., Kioskeridis I. Optimal Efficiency Control Strategy in Wind Energy Conversion System With Induction Generator. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2013. Vol. 1. No 4. Pp. 238–246.

4. Мазуренко Л. І., Романенко В. І., Джура О. В. Технічна реалізація й експериментальні дослідження асинхронного генератора з вентильним збудженням та векторним керуванням. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2015. № 4. С. 34–40.
5. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Zhelinskyi N. Feedback linearizing field-oriented control of induction generator: theory and experiments. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 4. Pp. 48–56.
6. Novotny D.W., Lipo T.A. Vector control and dynamics of AC drives, Oxford: Clarendon press, 2005, 440 p.
7. Приймак Б.І. Оцінювання потоку ротора асинхронного двигуна з врахуванням нелінійності магнітного кола. *Технічна електродинаміка*. 2005. № 4. С. 51–57.
8. Приймак Б.І. Моделі втрат потужності у керованій асинхронній машині для задач енергозбереження. *Технічна електродинаміка*. 2005. № 1. С. 29–38.

УДК 62-52 : 621.313

## УЛУЧШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ВЕКТОРНО-УПРАВЛЯЕМОГО АВТОНОМНОГО АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

**Б.И. Приймак**, канд. техн. наук

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт им. Игоря Сикорского", пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина

*Рассматривается задача улучшения энергоэффективности автономного векторно-управляемого асинхронного генератора (АГ). Для определения оптимального значения магнитного потока по критерию минимума потерь мощности синтезирована нейронная сеть. На входы сети подаются сигналы оценки момента и скорости генератора. При оптимизации потерь и оценке потокосцепления ротора учтена кривая намагничивания генератора. Результаты моделирования подтверждают существенное улучшение энергетических характеристик АГ при удовлетворительных динамических показателях контура стабилизации напряжения звена постоянного тока. Библи. 8, рис. 5.*

**Ключевые слова:** асинхронный генератор, векторное управление, оптимизация, энергоэффективность.

## IMPROVEMENT OF ENERGY INDICATORS OF VECTOR-CONTROLLED STAND-ALONE INDUCTION GENERATOR

**B.I. Pryymak**

National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine

*The problem of improving the energy efficiency of a stand-alone vector-controlled induction generator (IG) is considered. To determine the optimum value of the magnetic flux by the criterion of minimum power loss, a neural network was synthesized. The estimation of the torque and speed of the generator are fed to the inputs of the network. Generator magnetization curve is taken into account when optimizing losses and estimating rotor flux. The simulation results confirm a significant improvement in the energy characteristics of IG with satisfactory dynamic parameters of the DC link voltage stabilization circuit. References 8, figures 5.*

**Key words:** induction generator, vector control, optimization, energy efficiency

1. Leidhold R., Garcia G., Valla M.I. Field-oriented controlled induction generator with loss minimization. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*. 2002. Vol. 49. No 1. Pp. 147–156.
2. Mesemanolis A., Mademlis C., Kioskeridis I. High-efficiency control for a wind energy conversion system with induction generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2012. Vol. 27. No 4. Pp. 958–967.
3. Mesemanolis A., Mademlis C., Kioskeridis I. Optimal Efficiency Control Strategy in Wind Energy Conversion System With Induction Generator. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2013. Vol. 1. No 4. Pp. 238–246.
4. Mazurenko L., Romanenko V., Dzura O. Implementation and experimental study of the induction generator with vector control. *Elektromechanical and energy systems. Quarterly research and production journal*. 2015. No 4. Pp. 34–40. (Ukr)
5. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Zhelinskyi N. Feedback linearizing field-oriented control of induction generator: theory and experiments. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 4. Pp. 48–56.
6. Novotny D.W., Lipo T.A. Vector control and dynamics of AC drives, Oxford: Clarendon press, 2005. 440 p.
7. Pryymak B.I. Induction motor rotor flux estimation into account the nonlinearity of magnetic circuit. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2005. No 4. Pp. 51–57. (Ukr)
8. Pryymak B.I. Power loss models in controlled induction machine for the energy saving tasks. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2005. No 1. Pp. 29–38. (Ukr)

Надійшла 27.02.2020

Received 27.02.2020

**ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА**

УДК 621.315.2:004.94

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.086>**ЕФЕКТИВНІСТЬ ЕКРАНУВАННЯ ПІДЗЕМНОЇ НАДВИСОКОВОЛЬТНОЇ КАБЕЛЬНОЇ ЛІНІЇ ЗА ДОПОМОГОЮ ФЕРОМАГНІТНОГО ЕКРАНА РІЗНОЇ КОНФІГУРАЦІЇ****І.М. Кучерява**

Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна  
e-mail: [r.irinan@gmail.com](mailto:r.irinan@gmail.com)

*Виконано комп'ютерне моделювання розподілу магнітного поля підземної надвисоковольтної кабельної лінії (330 кВ) з феромагнітним екраном різної форми. Показано, що застосування H-подібного екрана без зазорів дає змогу забезпечити безпечний рівень магнітного поля на поверхні землі над кабелями. Проаналізовано залежність рівня магнітного поля від товщини H-подібного феромагнітного екрана. Бібл. 11, рис. 3.*

**Ключові слова:** підземні кабелі, надвисоковольтна кабельна лінія, феромагнітний екран, безпечний рівень магнітного поля, комп'ютерне моделювання.

**Вступ.** На сьогодні в усьому світі широко використовуються силові кабелі з поліетиленою ізоляцією на високу і надвисоку напруги [1]. Такі кабелі створюють у навколишньому просторі значне магнітне поле, що потребує засобів захисту з метою зниження рівня поля з урахуванням діючих норм електромагнітної безпеки [2]. Джерелами змінного магнітного поля є струми в металевих елементах кабелів – струми, що наводяться в екранах і протікають у жилах.

Зменшення магнітного поля кабельних ліній високої напруги здійснюється різними способами, у тому числі із застосуванням магнітних, електромагнітних і феромагнітних екранів різних конструкцій [3–5]. Екрани є надійним конструктивним засобом, що дає змогу не тільки послабити магнітне поле, яке створюється силовими кабелями, але й керувати його розподілом у навколишньому середовищі. Керування розподілом магнітного поля навколо кабелів та екранів здійснюється, головним чином, внаслідок їхньої віддаленості один від одного, взаємного розташування, а також форми й розмірів екрана, що використовується.

Ефективність екранування в значній мірі залежить від матеріалів екранів [3, 6]. Це можуть бути електропровідні, магнітні, зокрема, феромагнітні матеріали, що мають різні електрофізичні властивості. Одним із сучасних матеріалів, який застосовується для екранування магнітного поля, є низьковуглецева електросталь Magnetil [7, 8]. Цей матеріал має високу електропровідність ( $\sigma = 9,1 \cdot 10^6$  См/м), прийнятні магнітні властивості (магнітну проникність  $\mu_r = 3000$ ) і використовується для виготовлення феромагнітних екранів [8].

*Метою даної роботи є дослідження і визначення ефективності екранування підземної надвисоковольтної кабельної лінії (330 кВ) за допомогою феромагнітного екрана, виготовленого з Magnetil'у, який має різну форму і різну товщину.*

Ефективність екранування зв'язується з рівнем магнітного поля на поверхні землі безпосередньо над кабельною лінією, а необхідне екранування – з рівнем поля на поверхні землі не більше 0,5 мкТ, що є максимальним значенням безпечного електромагнітного впливу відповідно до санітарних норм [2].

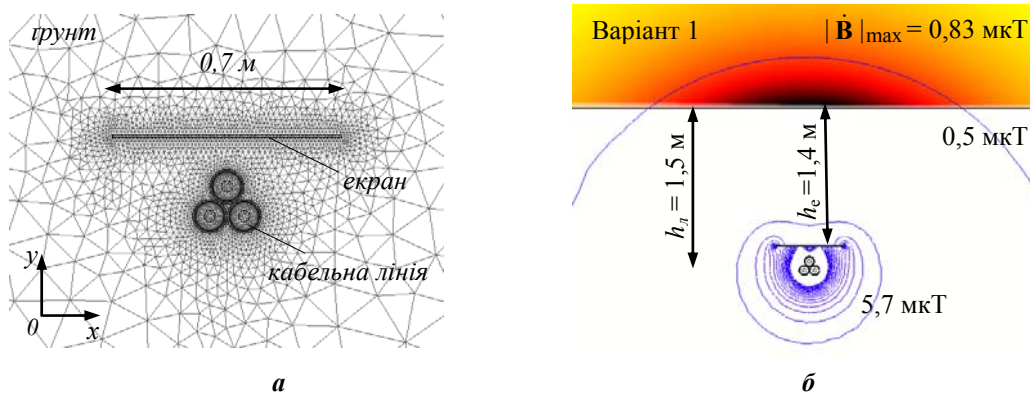


Рис. 1

Дослідження виконується шляхом комп'ютерного моделювання в програмі Comsol [9]. Кабельна лінія, що розглядається, нині діє в Україні, її характеристики представлено в роботі [10].

**Математична модель для дослідження.** Моделювання магнітного поля проводиться для стаціонарного режиму в двовимірному випадку в декартовій системі координат  $Oxy$  (рис. 1 а) у припущенні, що кабельна лінії має досить велику довжину і прокладена паралельно поверхні землі.

Польова задача формулюється відносно комплексної величини векторного магнітного потенціалу  $\dot{\mathbf{A}} = (0, 0, \dot{A}_z)$  (з єдиною ненульовою складовою  $\dot{A}_z(x, y)$ ) та комплексних величин напруги і струму. Модель ґрунтується на підходах і рівняннях, наведених в роботах [4, 11], і складається з системи інтегро-диференціальних рівнянь загального вигляду:

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

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

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

Рівняння (2) записано на основі закону Кирхгофа 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. Вона вважається відомою, рівною струму кабелю в номінальному режимі. Струм  $\dot{I}_i$  в металевому екрані кабелю дорівнює нулю. Падіння напруги  $\Delta \dot{U}_i$  визначається в провідному середовищі на ділянці одиничної довжини. В області екранів значення  $\Delta \dot{U}_i = 0$  (розглядається випадок заземлення екранів з двох кінців). Падіння напруги на жилах – однакові та зміщені за фазою на  $120^\circ$ , їх значення:  $\Delta \dot{U}_i = \Delta \dot{U}_{жс} e^{j0}$ ,  $\Delta \dot{U}_i = \Delta \dot{U}_{жс} e^{j2\pi/3}$ ,  $\Delta \dot{U}_i = \Delta \dot{U}_{жс} e^{j4\pi/3}$  відповідно на фазах  $A, B, C$ . У наведених виразах  $\Delta \dot{U}_{жс}$  задається за умови рівності струмів у жилах номінальному значенню. Розрахунковим шляхом визначено, що в такому випадку розбіжність діючих значень струмів у жилах кабелів становить не більше 5 %.

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

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

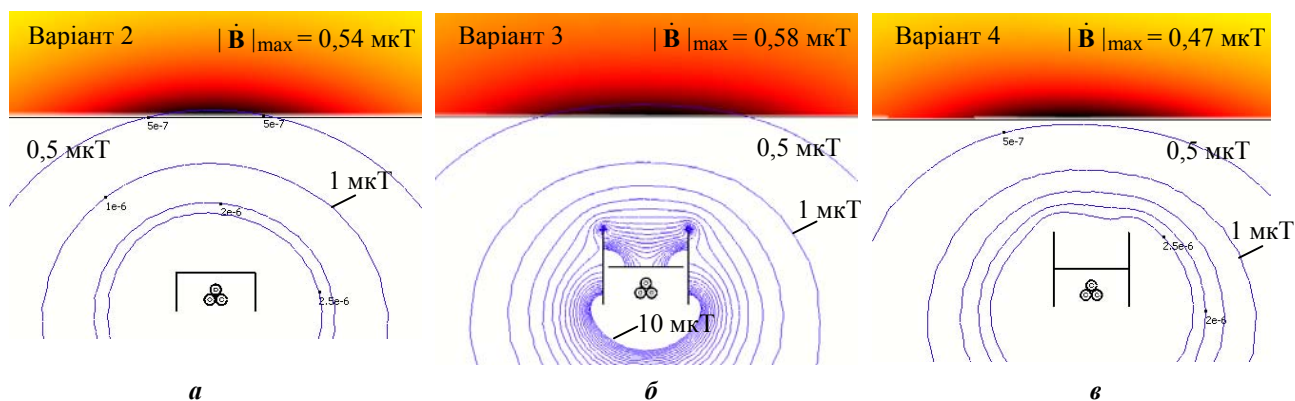


Рис. 2

**Результати комп'ютерного моделювання.** Математична модель (1)–(3) реалізована в програмі Comsol для кабельної лінії 330 кВ, що складається з кабелів, розташованих трикутником у землі на глибині 1,5 м (рис. 1). Використані в розрахунках характеристики кабелів наведено в статті [9]. Номінальний струм кабельної лінії дорівнює 630 А. Феромагнітний екран (виконаний з матеріалу Magnetil) знаходиться над кабелями в ґрунті на глибині 1,4 м (рис. 1 б).

Фізична модель враховує елементи кожного із трьох кабелів – алюмінієву жилу, мідний екран, поліетиленову ізоляцію і поліетиленову оболонку. У розрахунках задано характеристики ґрунту (електропровідність  $10^{-3}$  См/м), повітря, феромагнітного екрана (товщина в базових розрахунках  $\Delta = 8$  мм, надалі  $\Delta = \text{var}$ ). Довжина плоского екрана та елементів Н-подібних екранів – 0,7 м. Довжина горизонтального елемента оберненого U-подібного екрана – 0,7 м, а вертикальних елементів – 0,35 м.

Фрагмент розрахункової області з скінченно-елементною сіткою показано на рис. 1 а. Послідовність фаз кабелів – ABC.

Розглянуто різні форми екрана, починаючи від плоского (рис. 1) до більш складних форм екранів (рис. 2 а–в).

Для випадку плоского екрана розподіл магнітного поля  $|\mathbf{B}|$  (у відтинках кольорів та ізолініями) навколо кабельної лінії та екрана представлено на рис. 1 б. Тут відмічена ізолінія, що відповідає безпечному значенню поля 0,5 мкТ, а також максимальне значення  $|\mathbf{B}|_{\text{max}} = 0,83$  мкТ вище поверхні землі над кабелями.

На рис. 2 показано розподіл у кольорі магнітної індукції  $|\mathbf{B}|$  вище поверхні землі у разі використання різної форми феромагнітного екрана:

- варіант 2 – обернений U-подібний екран (рис. 3 а);
- варіант 3 – Н-подібний екран з проміжками (рис. 3 б);
- варіант 4 – Н-подібний екран без зазорів (рис. 3 в).

На картинах рис. 2 також відмічено ряд контурних ліній, зокрема тих, що відповідають значенням 0,5 та 1 мкТ. Ізолінії свідчать про неоднорідний розподіл поля поблизу екранів, концентрацію поля на кінцях екранів, перевищення безпечного значення на поверхні землі

для екранів варіантів 2 та 3, найкращого екранування в разі використання екрана у варіанті 4. Показано, що Н-подібний екран без проміжків цілком відповідає вимогам електромагнітної безпеки, а інші варіанти вимагають створення зони відчуження, а саме: варіант 1 – зони, що має ширину 4 м; варіант 2 – зони шириною 1,5 м; а варіант 3 – зони шириною приблизно 1,4 м. Зазначимо, що в наведених результатах ширина розглянутих екранів приймалася рівною  $\Delta = 8$  мм.

Подальше дослідження проводилось для різної товщини елементів Н-подібного екрана з формою

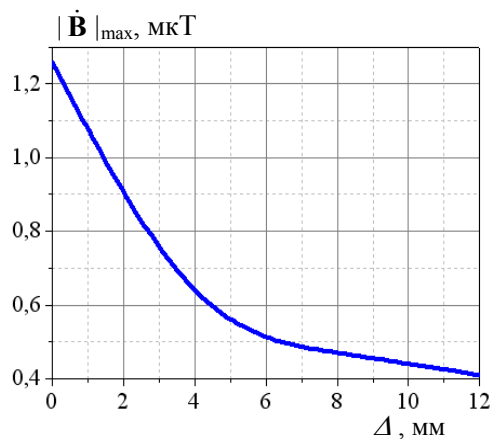


Рис. 3

варіанта 4. Змінення максимального значення магнітної індукції  $|\mathbf{B}|_{\max}$  на поверхні землі над кабелями залежно від товщини  $\Delta$  ферромагнітного екрана у варіанті 4 наведено на рис. 3. Тут нульове значення вздовж горизонтальної осі відповідає випадку кабельної лінії без екранування. Як показано, ферромагнітний екран варіанта 4 з товщиною 12 мм здатен зменшити рівень магнітного поля на поверхні землі більш ніж у 3 рази, а такі екрани з товщиною не менше 6 мм гарантують безпечний рівень магнітного поля на поверхні землі над кабелями.

**Висновок.** Досліджено особливості розподілу магнітного поля підземної кабельної лінії на напругу 330 кВ у разі використання ферромагнітних екранів різної конфігурації – плоского, оберненого U-подібного, H-подібного екрана з проміжками та без них. Найбільш ефективне екранування з погляду безпечного рівня магнітного поля на поверхні землі забезпечує H-подібний екран без проміжків. Такий тип ферромагнітного екрана, розташованого в ґрунті над кабелями на глибині 1,4 м, з довжиною елементів 0,7 м, товщиною до 12 мм дає змогу зменшити рівень магнітного поля на поверхні землі більш ніж у 3 рази, а товщиною не менше 6 мм не вимагає створення зони відчуження згідно зі стандартами електромагнітної безпеки.

1. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией. К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2013. 550 с.
2. Правила улаштування електроустановок. Мінпаливенерго України, 2010. 776 с.
3. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Магнитное поле подземной кабельной линии 330 кВ и способы его уменьшения. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 5. С. 3–9. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.003>
4. Кучерявая И.Н. Экранирование подземной кабельной линии сверхвысокого напряжения с помощью плоского ферромагнитного экрана. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 6. С. 13–17. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.013>
5. Доронин М.В., Грешняков Г.В., Коровкин Н.В. Магнитные экраны специальной конструкции. *Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета*. 2017. Том 23. № 1. С. 124–133. DOI: <https://doi.org/10.18721/JEST.230112>
6. López J.C., and Romero C.R. Influence of different types of magnetic shields on the thermal behavior and ampacity of underground power cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, October 2011. Vol. 26. No. 4. Pp. 2659–2667.
7. [https://aktau.arcelormittal.com/news-and-media/news/2013/nov/21112013.aspx?sc\\_lang=ru-RUwww.rada.com.ua/](https://aktau.arcelormittal.com/news-and-media/news/2013/nov/21112013.aspx?sc_lang=ru-RUwww.rada.com.ua/) (дата звернення: 15.02.2020)
8. 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>
9. Comsol multiphysics modeling and simulation software – <http://www.comsol.com/> (дата звернення: 15.02.2020)
10. Лях В.В., Молчанов В.М., Судакова И.В., Павличенко В.П. Кабельная линия напряжением 330 кВ – новый этап развития электрических сетей Украины. *Электрические сети и системы*. 2009. № 3. С. 16–21.
11. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Многомасштабное моделирование в электротехнике. Киев, Институт электродинамики, 2011. 255 с.

УДК 621.315.2:004.94

## ЕФЕКТИВНОСТЬ ЭКРАНИРОВАНИЯ ПОДЗЕМНОЙ СВЕРХВЫСОКОВОЛЬТНОЙ КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИИ С ПОМОЩЬЮ ФЕРРОМАГНИТНОГО ЭКРАНА РАЗЛИЧНОЙ КОНФИГУРАЦИИ

**И.Н. Кучерявая**

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

Выполнено компьютерное моделирование распределения магнитного поля подземной сверхвысоковольтной кабельной линии (330 кВ) с ферромагнитным экраном различной формы. Показано, что применение H-подобного экрана без зазоров позволяет обеспечить безопасный уровень магнитного поля на поверхности земли над кабелями. Проанализирована зависимость уровня магнитного поля от толщины H-подобного ферромагнитного экрана. Библ. 11, рис. 3.

**Ключевые слова:** подземные кабели, сверхвысоковольтная кабельная линия, ферромагнитный экран, безопасный уровень магнитного поля, компьютерное моделирование.

## SHIELDING EFFICIENCY FOR UNDERGROUND EXTRA-HIGH VOLTAGE CABLE LINE USING FERROMAGNETIC SHIELD WITH VARIOUS CONFIGURATIONS

**I.M. Kucheriava**

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

*The computer modeling of the magnetic field distribution for underground extra-high voltage cable line (330 kV) with ferromagnetic shield of various shapes is performed. As shown, the use of H-shaped shield without any gaps gives a possibility to provide the safe level of magnetic field on the ground above the cables. The dependence of magnetic field level on the thickness of H-shaped ferromagnetic shield is analyzed. References 11, figures 3.*

**Key words:** underground cables, extra-high voltage power cable line, ferromagnetic shield, electromagnetic safety, computer modeling.

1. Shidlovskii A.K., Shcherba A.A., Zolotarev V.M., Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Extra-high voltage cables with polymer insulation. Kyiv: Institute of Electrodynamics, Ukrainian Academy of Sciences, 2013. 550 p.
2. Electric installation code. Minpalivo Ukrainy, 2010. 776 p. (Ukr)
3. 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/techned2019.05.003>
4. 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/techned2019.06.013>
5. 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)
6. López J.C., and Romero C.R. Influence of different types of magnetic shields on the thermal behavior and ampacity of underground power cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, October 2011. Vol. 26. No 4. Pp. 2659–2667.
7. [https://aktau.arcelormittal.com/news-and-media/news/2013/nov/21112013.aspx?sc\\_lang=ru-RUwww.rada.com.ua/](https://aktau.arcelormittal.com/news-and-media/news/2013/nov/21112013.aspx?sc_lang=ru-RUwww.rada.com.ua/) (accessed: 15.02.2020)
8. 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>
9. Comsol multiphysics modeling and simulation software – <http://www.comsol.com/> (accessed: 15.02.2020)
10. Lyach V.V., Molchanov V.M., Sudakov I.V., Pavlichenko V.P. 330 kV cable line is a new step in development of Ukrainian power networks. *Elektricheskie seti i sistemy*. 2009. No 3. Pp. 16–21.
11. Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Multiscale modeling in electrical engineering. Kyiv: Institute of Electrodynamics, Ukrainian Academy of Sciences, 2011. 255 p. (Rus)

Надійшла 03.03.2020

Received 03.03.2020

УДК 621.313

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.091>

## ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ ІНДУКТОРА ДЛЯ МАГНІТОПЛАСТИЧНОГО ЕФЕКТУ В НЕМАГНІТНИХ МЕТАЛЕВИХ ПЛАСТИНАХ

**Р.С. Крищук**, канд. техн. наукІнститут електродинаміки НАН України,  
просп. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна  
e-mail: [kr@nas.gov.ua](mailto:kr@nas.gov.ua)

Для оброблення металевих електропровідних немагнітних пластин зі зварними швами з метою досягнення магнітопластичного і електропластичного ефектів запропоновано індуктор з П-подібним магнітопроводом. Використано методику моделювання електромагнітного поля в двовимірній постановці, яка враховує: товщину металевої пластини, повітряний проміжок між магнітопроводом і пластиною, детальні розміри індуктора, залежність активного опору від тривалості імпульсу, індуктивність лобових частин обмотки, додатковий опір від вихрових струмів у пластині в зоні лобових частин. Виконано розрахунок параметрів конкретного індуктора. Порівняно параметри індуктора, розрахованого за розробленою методикою, з параметрами, розрахованими в тривимірній постановці методом скінченних елементів. Показано, яким чином міняються параметри індуктора у разі насичення магнітопроводу. Бібл. 5, рис. 3.

**Ключові слова:** магнітопластичний ефект, П-подібний магнітопровід, імпульсний індуктор, активний опір, індуктивність.

Із літературних джерел відомо про позитивний вплив імпульсного струму до  $10^9$  А/м тривалістю 100...500 мкс для виникнення електропластичного ефекту в електропровідних матеріалах. У [1] встановлено, що електродинамічна обробка зварних з'єднань сприяє суттєвому зниженню залишкових напружень розтягу від 165 МПа з супутньою трансформацією до напруження стискання 80 МПа, що веде до підвищення втомної міцності зварних з'єднань сплаву АМгб.

Про магнітопластичний і електропластичний ефекти також можна дізнатися з джерел [2–4].

Для металевих пластин зі зварними швами П-подібний магнітопровід дасть змогу спрямовувати імпульсний вихровий струм високої щільності в зварний шов (рис. 1 а).

**Метою роботи** є дослідження параметрів електромагнітного поля імпульсного індуктора з П-подібним магнітопроводом для збудження вихрових струмів у металевих немагнітних пластинах.

Розрахунок параметрів двовимірної моделі (рис. 1 б) індуктора виконується в квазістационарному режимі для певної частоти  $f$  струму.

Оскільки індуктор симетричний, то при моделюванні простіше розглядати половину моделі, а на осі симетрії задати граничну умову симетрії з рівністю нулю тангенціальної складової напруженості магнітного поля (рис. 2):

$$H_y = 0. \quad (1)$$

На рис. 2 а представлено модель з суціль-

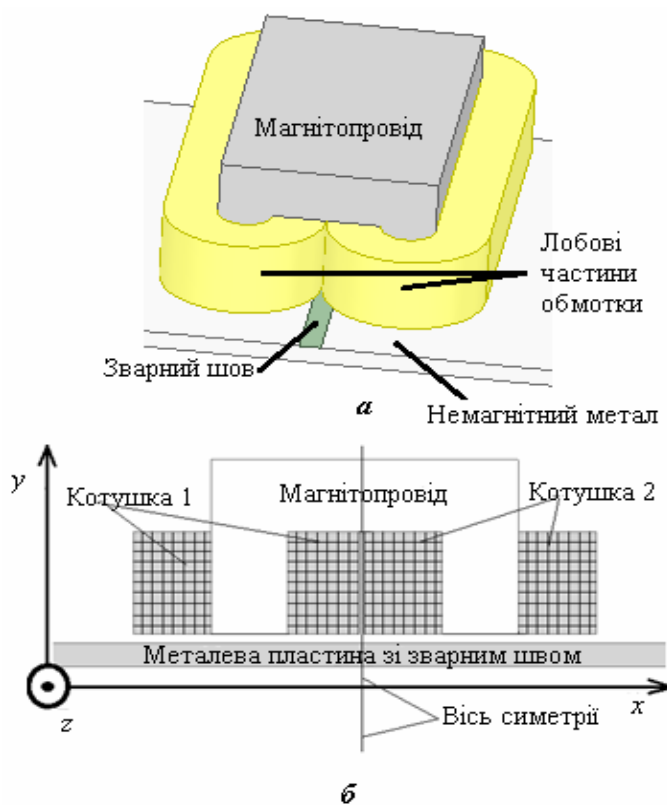


Рис. 1

ними перерізами котушки, в яких задається сумарний струм витків, а на рис. 2 б – з окремими витками. Якщо використовується модель з окремими витками (рис. 2 б), враховується ефект витіснення струму в витках. У моделі на рис. 2 а потрібно ефект витіснення струму в витках враховувати коефіцієнтами додаткових втрат, як у [5, 132 с.].

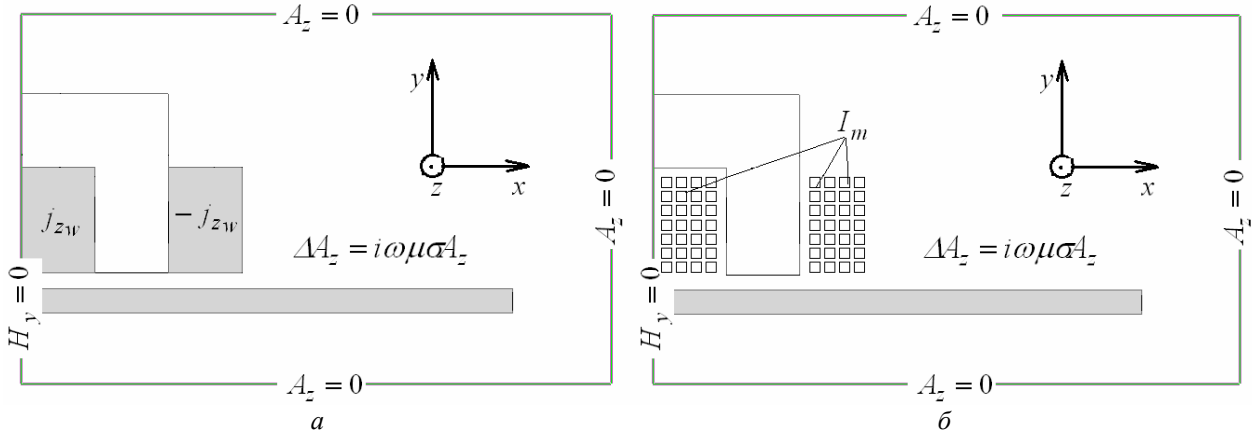


Рис. 2

Використовується система рівнянь магнітного поля для комплексних амплітуд:

$$\operatorname{rot} \hat{A} = \hat{B}; \quad \operatorname{rot} \hat{H} = \hat{j}; \quad \hat{j} = -i\omega\sigma\hat{A}, \quad (2)$$

де  $\hat{A}$ ,  $\hat{B}$ ,  $\hat{H}$ ,  $\hat{j}$  – комплексні амплітуди індукції магнітного поля, напруженості магнітного поля, густини струму.

На основі системи рівнянь (2) для складової  $\hat{A}_z$  векторного магнітного потенціалу маємо рівняння:

$$\Delta \hat{A}_z = i\omega\mu\sigma\hat{A}_z, \quad (3)$$

де  $\Delta$  – оператор Лапласа.

На зовнішніх границях розрахункової області (рис. 2) задається гранична умова рівності нулю векторного магнітного потенціалу:

$$\hat{A}_z = 0. \quad (4)$$

Частота визначається тривалістю  $T_{pulse}$  одного імпульсу індуктора:

$$f = 1/2T_{pulse}. \quad (5)$$

На величину глибини  $\delta_w$  проникнення струму вибирається діаметр провідника  $d_w$ . Приймається відношення ширини пазу до висоти пазу як 3/2, оскільки під час розрахунку індуктора таке співвідношення має найбільшу ефективність для створення максимальної інтенсивності густини струму в металевій пластині.

Повна індуктивність індуктора включає не лише індуктивність двовимірної моделі (рис. 2), але й індуктивність від лобових частин  $L_{lob}$  кожної котушки, яку двовимірна модель не враховує:

$$L_{lob}|_{\mu \rightarrow \infty} = 2\mu_0 w^2 (0,47l_{lob} - 0,3\tau), \quad L_{lob}|_{\mu \rightarrow \mu_0} = 0,5 \cdot L_{lob}|_{\mu \rightarrow \infty}. \quad (6)$$

Тут  $l_{lob}$  – середня довжина однієї лобової частини котушки;  $\tau$  – полюсна відстань котушки;  $(\mu \rightarrow \infty)$  – магнітопровід ненасичений;  $(\mu \rightarrow 0)$  – магнітопровід насичений.

Оскільки під лобовими частинами індуктора металева пластинка не закінчується, то там також будуть протікати вихрові струми, що матиме вплив на опір  $R_2$  додаткових втрат у пластині:

$$R_2^{3D} \Big|_{\mu \rightarrow \infty} = \frac{L_{ind}^{3D}}{L_{ind}^{2D}} R_2^{2D}, \quad R_2^{3D} \Big|_{\mu \rightarrow 0} = R_2^{2D}, \quad (7)$$

де  $L_{ind}^{3D}$  – індуктивність індуктора з урахуванням виразу (6),  $L_{ind}^{2D}$  – індуктивність індуктора без урахування виразу (6).

Виконано розрахунок для тривалості імпульсу  $T_{pulse} = 0,000250$  с, з круглим перерізом провідників (30 витків) діаметром  $d_w = 0,0016$  м. Розміри П-подібного магнітопроводу:  $36,0 \times 34,1 \times 100,0$  мм.

На рис. 3 представлено розрахунок параметрів електромагнітного поля індуктора за різних амплітудних значень струму в провідниках обмотки (2,25...0,25 кА).  $R_{ind}$  – активний опір індуктора, що містить в собі і опір (2), і активний опір провідників обмотки  $R_1$  з урахуванням коефіцієнтів додаткових втрат [5, 132 с.] для різних ділянок обмотки (модель на рис. 2 а);  $R_{ind}^*$  – активний опір індуктора, в якому коефіцієнти додаткових втрат опору  $R_1$  обмотки враховані автоматично (модель на рис. 2 б);  $L_{ind}$  і  $L_{ind}^*$  – індуктивність індуктора відповідно при розрахунку  $R_{ind}$  (рис. 2 а) і  $R_{ind}^*$  (рис. 2 б);  $L_{ind}^{**}$  – індуктивність індуктора, розрахована в тривимірній моделі (рис. 1 а).

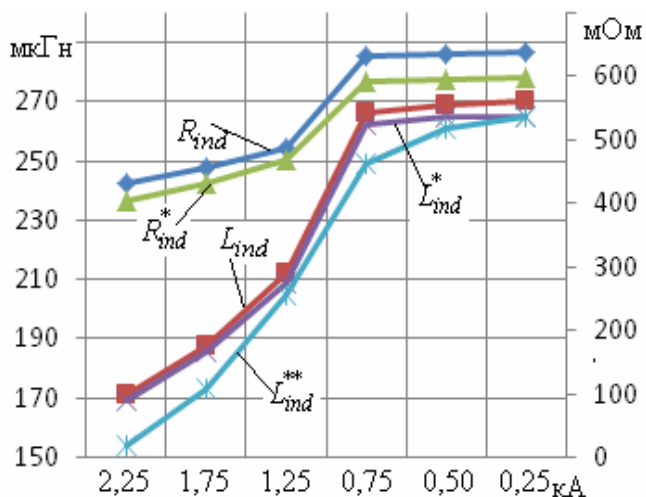


Рис. 3

**Висновок.** Представлено методику розрахунку параметрів імпульсного індуктора з П-подібним магнітопроводом для збудження вихрових струмів у металевих немагнітних пластинах зі зварними швами. Досліджено параметри індуктора з феромагнітним шихтованим магнітопроводом  $36,0 \times 34,1 \times 100,0$  мм. При насиченому магнітопроводі індуктивність зменшується в 1,7 рази, а активний опір – в 1,5 рази. Порівняно з чисельним розрахунком у тривимірній постановці спостерігається відхилення результатів від 0 до 10 % залежно від насичення магнітопроводу.

1. Лобанов Л.М., Кондратенко І.П., Жильцов А.В., Карлов О.М., Пашин М.О., Васюк В.В., Яшук В.А. Нестационарні електрофізичні процеси в системах зниження залишкових напружень зварних з'єднань *Технічна електродинаміка*. 2016. № 6. С. 10–19. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.06.010>
2. Васильев М.А. Особенности пластической деформации металлов и сплавов в магнитном поле. *Обзор. Успехи физики металлов*. 2007. т. 8. С. 65–105.
3. Кузнецов Н.Н. Влияние электро- и магнитно-импульсного воздействия на заготовку. *Обработка материалов давлением*. 2010. № 3 (24). С. 126–129.
4. Комшина А.В., Помельникова А.С. Перспективность метода низкоэнергетической обработки материалов с использованием магнитного поля. *Научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана. Наука и Образование*. 2012. Эл. № ФС77 – 48211. С. 463–488. DOI: <https://doi.org/10.7463/0912.0454270>
5. Постников И.М. Проектирование электрических машин. Киев: Государственное издательство технической литературы УССР, 1952. 736 с.

УДК 621.313

### ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ИНДУКТОРА ДЛЯ МАГНИТОПЛАСТИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА В НЕМАГНИТНЫХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛАСТИНАХ

Р.С. Кришук, канд. техн. наук

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

Для обработки металлических электропроводящих немагнитных пластин со сварными швами с целью достижения магнитопластического и электропластического эффектов предложен индуктор с П-образным магнитопроводом. В работе представлена методика моделирования электромагнитного поля в двумерной постановке, которая учитывает: толщину металлической пластины, воздушный промежуток между магнитопроводом и пластиной, подробные размеры индуктора, зависимость активного сопротивления от длительности импульса, индуктивность лобовых частей обмотки, дополнительное сопротивление от вихревых токов в пластине зоны лобовых частей. Выполнен расчет параметров конкретного индуктора. Выполнено сравнение параметров индуктора, рассчитанного по представленной методике, с параметрами, рассчитанными в трехмерной постановке методом конечных элементов. Показано, каким образом меняются параметры индуктора при насыщении магнитопровода. Библ. 5, рис. 3.

**Ключові слова:** магнитопластический эффект, П-образный магнитопровод, импульсный индуктор, активное сопротивление, индуктивность.

## RESEARCH OF ELECTROMAGNETIC FIELD FOR U-SHAPED INDUCTOR IN THE MAGNETIC-PULSE PROCESSING OF NONMAGNETIC METALS

R.S. Kryshchuk

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

*The methodology of analysis of electromagnetic processes in an inductor with a U-shaped ferromagnetic core is presented. The inductor is designed for contactless excitation magnetic field pulses and high density currents in nonmagnetic metal plates. A two-dimensional electromagnetic field simulation methodology takes into account the thickness of the metal plate; the air gap between the ferromagnetic core and the nonmagnetic metal plate; detailed dimensions of the inductor; dependence of active resistance on pulse duration; inductance of the frontal parts of the winding; additional resistance from eddy currents in the plate under the frontal parts of inductor. The calculation of the parameters of the inductor is done in this paper. The parameters of the inductor calculated according to the presented methodology are compared with the parameters calculated in the three-dimensional model by the finite element method. It is shown how the parameters of the inductor change when the magnetic circuit is saturated. References 5, figures 3.*

**Key words:** magnetoplastic effect, U-shaped magnetic core, impulse inductor, active resistance, inductance.

1. Lobanov L.M., Kondratenko I.P., Zhylytsov 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/technd2016.06.010> (Ukr)
2. Vasil'ev M.A. Features of plastic deformation of metals and alloys in a magnetic field. Overview. *Uspekhi fiziki metallov*. 2007. T. 8. Pp. 65–105. (Rus)
3. Kuznetsov N.N. Influence of electro impulse and magneto impulse effects on the workpiece. *Obrabotka materialov davleniem*. 2010. No 3(24). Pp. 126–129. (Rus)
4. Komshina A.V., Pome'l'nikova A.S. Promising method of low-energy materials processing using a magnetic field. *Nauchnoe izdanie MGTU im. N. Eh. Baumana. Nauka i Obrazovanie*, 2012. No FS77 – 48211. Pp. 463–488. DOI: <https://doi.org/10.7463/0912.0454270> (Rus)
5. Postnikov I.M. Electrical machinery design. *Kiev: Gosudarstvennoe izdanie tekhnicheskoi literatury USSR*, 1962. 736 p. (Rus)

Надійшла: 23.10.2019

Received: 23.10.2019

**ВИМІРЮВАННЯ ТА ДІАГНОСТИКА В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ**

УДК 621.3

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.095>**ПРОГРАМНО-АЛГОРИТМІЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННИХ ВИМІРЮВАЧІВ КОМП'ЮТЕРИЗОВАНИХ СИСТЕМ КОНТРОЛЮ ТА ДІАГНОСТИКИ МЕХАНІЧНИХ ДЕФЕКТІВ ПОТУЖНИХ ГЕНЕРАТОРІВ**

**Є.О. Зайцев\***, канд. техн. наук,  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна  
e-mail: [ZaitsevIO@nas.gov.ua](mailto:ZaitsevIO@nas.gov.ua)

*Наведено фізичні процеси, що впливають на розвиток механічних дефектів у потужних генераторах. Показано необхідність вирішення актуального науково-практичного завдання виявлення та ідентифікації дефектів для забезпечення безпеки, надійності та довговічності експлуатації потужних генераторів. Вирішення завдання потребує реалізації програмно-алгоритмічного забезпечення для електронно-оптичних вимірювачів систем контролю та технічної діагностики потужних генераторів. Приведено огляд переваг та недоліків вторинних вимірювальних перетворювачів, які можуть бути використані для реалізації електронно-оптичних вимірювачів параметрів механічних дефектів. Показано можливість використання як перетворювача ємність-код інтегральної мікросхеми AD7745/46. Наведено блок-схему апаратно-програмного забезпечення оптико-електронного вимірювача із вторинним вимірювальним перетворювачем на основі інтегральної мікросхеми AD7745/46 в структурі апаратно-програмного забезпечення комп'ютеризованої системи контролю та технічної діагностики потужних генераторів. Розроблено загальний алгоритм функціонування вторинного вимірювача механічних дефектів потужних генераторів на базі інтегральної мікросхеми AD7745/46. Бібл. 20, рис. 3.*

**Ключові слова:** генератор, контроль, програмне забезпечення, перетворювач ємність-код (CDC), алгоритм.

**Постановка проблеми.** Безпека, надійність та довговічність експлуатації потужних генераторів – складні завдання, які насамперед пов'язані із забезпеченням достовірного контролю роботи енергетичного обладнання, а також оптимальних умов його експлуатації.

Вирішення завдання забезпеченням достовірного контролю роботи енергетичного обладнання базується на своєчасному виявленні та ідентифікації дефектів, пошкоджень та відмов, які є наслідком конструктивних, виробничих, експлуатаційних і деградаційних причин [1–3]. Виявлення та ідентифікація дефектів при проведенні діагностики потужного генеруючого обладнання базується на вимірюванні, перетворенні та обробці інформаційних сигналів.

Значна кількість дефектів, що виникають у потужних генераторів, може бути виявлена за умови контролю параметрів механічних дефектів, відхилення яких від норми супроводжується зміною фізичних процесів (рис. 1) у вузлах генератора і є характеристикою його технічного стану. У цьому разі під дефектом відповідно до [4, 5] розуміється «кожна окрема невідповідність продукції встановленим вимогам». У більш вузькому розумінні, з погляду контролю і діагностики, під дефектом машини або апарата розуміють таке відхилення від номінальних значень параметрів контрольованого об'єкта, який працює в заданому режимі, що відразу або із часом може призвести до повної або часткової втрати працездатності об'єкта. Діагностичною ознакою відповідно до [6] називається «ознака (параметр) об'єкта діагностування, використовувана у встановленому порядку для визначення технічного стану об'єкта».

Знання перебігу зазначених процесів дає змогу розробляти конструкторсько-технологічні вимоги щодо запобігання дефектам ще на стадії проектування генератора, а якщо це повністю зробити не вдається, то створити методи їхнього раннього виявлення системами технічної діагностики за характерними діагностичними ознаками. Також при цьому по-

трібно враховувати, що діагностичні ознаки потужних генераторів не мають чіткої, однозначної прив'язки до певних дефектів, що затрудняє їхню ідентифікацію.

Для правильної ідентифікації діагностичних ознак механічних дефектів необхідно враховувати умови режиму роботи машини (електричні параметри), тип машини та умови її збирання й запуску в експлуатацію, накопичувати та аналізувати великий обсяг діагностичної інформації, уточнювати та коректувати встановлені при проектуванні значення параметрів, які характеризують граничні стани, і здійснювати поточний контроль.

У свою чергу зміна механічного параметра свідчить про виникнення взаємних зміщень конструктивних елементів вузла, що контролюється.

Для реалізації перерахованих функцій використовуються спеціалізовані вимірювальні перетворювачі, які призначені для перетворення механічної енергії в цифровий інформаційний сигнал. Як показано в [7], перспективним для вимірювання механічних параметрів потужного генеруючого обладнання є використання оптико-електронних вимірювачів параметрів механічних дефектів потужних генераторів.

Отже, для вирішення завдання забезпеченням достовірного контролю роботи енергетичного обладнання необхідна наявність вимірювачів механічних параметрів, які є невід'ємною частиною комп'ютеризованих систем контролю зі спеціалізованим програмним забезпеченням, що дозволяють своєчасно виявити дефекти, виникаючі за експлуатації потужного генеруючого обладнання.

У зв'язку з викладеним актуальною є задача розробки спеціалізованого алгоритмічного та відповідного програмно-математичного забезпечення оптико-електронних вимірювачів механічних параметрів, які є складовою систем технічної діагностики потужних генераторів.

**Матеріали і результати досліджень.** Однією зі складових оптико-електронних вимірювачів механічних параметрів систем технічної діагностики є програмно-алгоритмічне забезпечення. У цьому разі останнє призначене для приймання, відображення та формування контрольної-діагностичної інформації, що використовується в системах контролю та технічної діагностики для розпізнавання дефектів і несправностей вузлів і деталей потужних генераторів.

Одним із вузлів оптико-електронних вимірювачів, що визначає алгоритм його функціонування, технічні та метрологічні характеристики, є перетворювач механічної енергії в цифровий інформаційний сигнал.

Аналіз закордонних та вітчизняних вимірювачів механічних параметрів електроенергетичного обладнання показує, що найбільшого використання набули перетворювачі, які базуються на ємнісному методі вимірювання [8–13]. Останнє пов'язане з суттєвими перевагами ємнісних вимірювачів над іншими типами. Ці переваги насамперед обумовлені:

- нечутливістю до впливу потужних електромагнітних полів;
- збереженням характеристик сенсора в широкому діапазоні робочих температур, який визначається лише стійкістю матеріалів, що застосовуються;
- різноманітністю форм і розмірів ємнісних сенсорів, що дозволяють використовувати їх у різних контрольних-діагностичних точках електроенергетичного обладнання;
- простотою конструкції та її реалізації за умов одиничного й серійного виробництва;
- простотою розрахунків геометричних характеристик чутливого елемента сенсора;
- відносно невисокою вартістю матеріалів та компонентів, що використовуються для виготовлення;



Рис. 1

– отриманням принципово лінійних функцій перетворення сенсорів;  
 – можливістю виготовлення первинних вимірювальних перетворювачів для сенсорів, які можуть бути розроблені на базі сучасних інтегральних мікросхем.

Ємнісні вимірювачі фіксують значення ємності  $C_x$  як залежність від мікропереміщень  $d_x$  конструктивних елементів машини відносно електродів сенсора вимірювача, що викликана перебігом фізичних процесів у машині. У цьому разі функціональна залежність від мікрозміщення матиме вигляд

$$C_x = K \cdot f(d_x), \quad (1)$$

де  $K$  – коефіцієнт пропорційності.

Для отримання контрольної-діагностичної інформації відповідно до виразу (1) та передачі її до програмно-математичних засобів обробки системи контролю та діагностики необхідно забезпечити перетворення аналогової величини сенсора  $C_x$  у цифровий код. Для такого перетворення використовуються вторинні вимірювальні перетворювачі, які утворюють "вимірювальний канал". Відповідно до ДСТУ 2681-94 «Метрологія. Терміни та визначення» [14] вимірювальний канал – сукупність засобів вимірювання, первинних (сенсорів) та вторинних (вимірювальних перетворювачів параметрів сигналів та кіл) засобів зв'язку та аналого-цифрового перетворювача.

У цьому разі вторинні вимірювальні перетворювачі можуть бути реалізовані різними способами і найбільш поширеними на даний час, із урахуванням сучасної компонентної бази, є використання: компенсаційно-мостових вимірювальних кіл із дискретним (цифровим) виходом [15, 16]; перетворювачів ємність-напруга з дискретним (цифровим) виходом [17]; інтегральних перетворювачів ємність-код.

Використання компенсаційно-мостових вимірювальних кіл в гібридних електронно-оптичних системах обмежено через їх складність, відносно велике енергоспоживання та розміри. Деякою мірою наведених недоліків позбавлені перетворювачі ємність-напруга із дискретним (цифровим) виходом. Основною перевагою таких перетворювачів є їх можливість роботи при вимірюванні швидкозмінних мікропереміщень, що, наприклад, мають місце при вимірюванні биття валів ТТ та ТГ або при вимірюванні повітряного зазору між ротором та статором ГГ в динамічному режимі. При вимірюванні низькочастотних та інфранизькочастото-

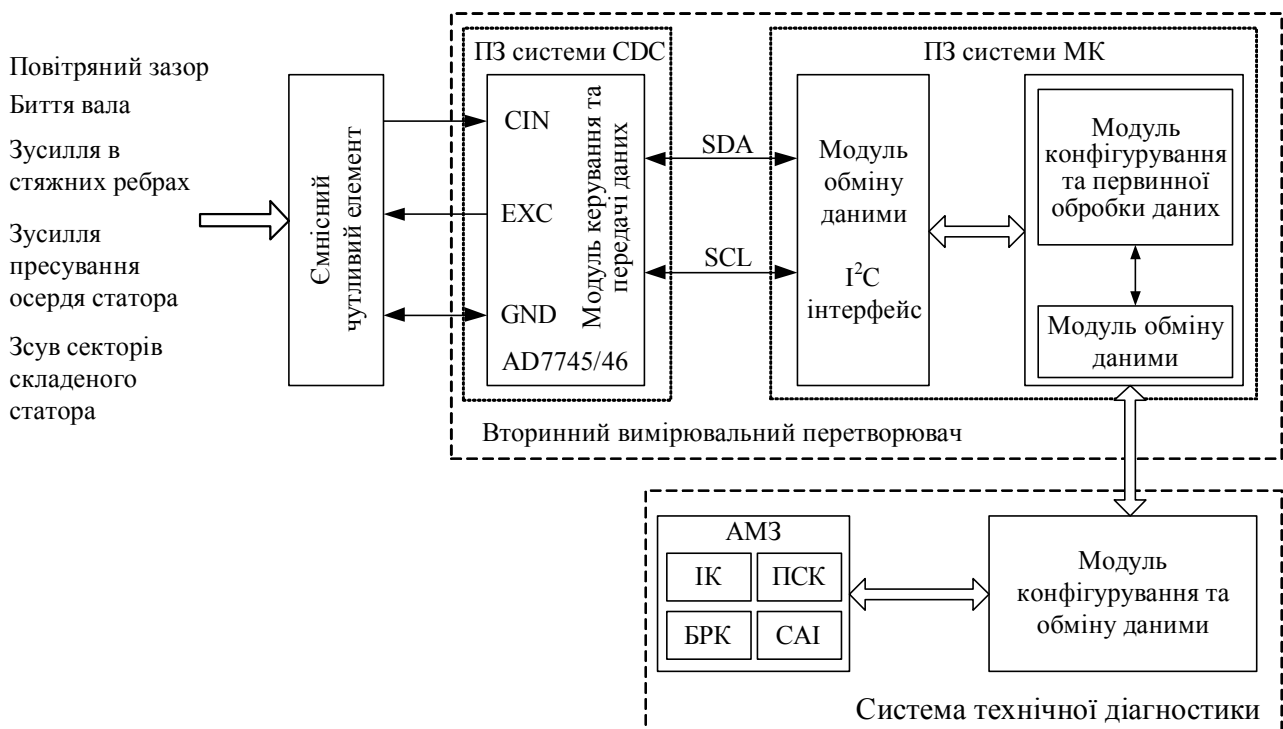


Рис. 2

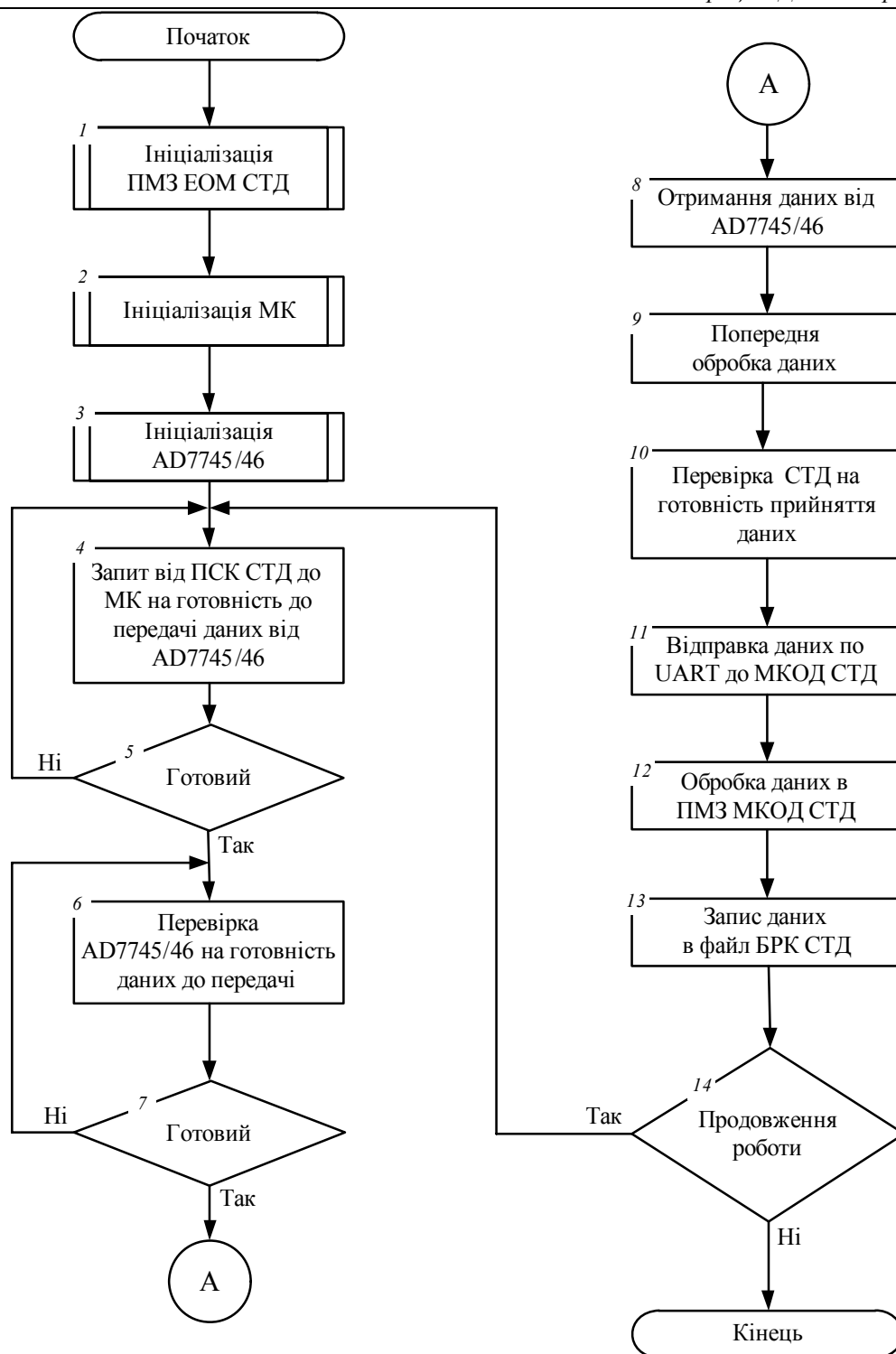


Рис. 3

тних мікропереміщень за допомогою ємнісних сенсорів найбільш прийнятним варіантом є використання інтегральних мікросхем перетворювачів ємність-код. Серед них найбільшого поширення набули мікросхеми AD7745 / AD7746 та AD7747 виробництва Analog Devices, Inc. (Norwood, MA, USA) та FDC1004 виробництва Texas Instruments, Inc. (Dallas, TX, USA), що побудовані на використанні сигма-дельта перетворювачів ємності в цифровий код (capacitance-to-digital converter, CDC) з високою роздільною здатністю. Такі перетворювачі забезпечують високу точність вимірювання ємності, мають зручний цифровий інтерфейс, малі розміри, а також при цьому мають відносно низьку вартість у порівнянні з готовими перетворювачами ємність-код.

Мікросхеми AD7747 та FDC1004 призначені для роботи з несиметричними або диференціальними ємнісними сенсорами і можуть бути використані у випадку, коли одна обклад-

ка підключена до землі [18]. Для роботи з ємнісними датчиками компланарного типу, які використовуються в гібридних електронно-оптичних вимірювачах призначені мікросхеми AD7745 та AD7746, які дозволяють вимірювати ємність за тризатискною потенційно токовою схемою підключення, яка дає змогу забезпечити захист від впливу взаємних паразитних ємностей та витоків [19]. Перетворювачі AD7745 та AD7746 є аналогічними за характеристиками, але мають відмінність за кількістю каналів для вимірювання ємності. Перевагами використання мікросхем AD7745/46 є наявність сигма-дельта АЦП з високою роздільною здатністю в 24 біта з максимальною частотою вибірок, рівною 90 SPS, висока лінійність ( $\pm 0,01\%$ ), висока точність ( $\pm 4$  фФ) зі стандартним діапазоном вимірювання до 4 пФ, можливість перебудови внутрішніх параметрів (постійних часу фільтрів, коефіцієнтів підсилення, режиму роботи АЦП тощо), низьке енергоспоживання струму до 0,7 мА для діапазону напруги живлення від 2,7 до 5,25 В, а також використання простого двопровідного інтерфейсу I<sup>2</sup>C [20].

При використанні у якості перетворювача ємність-код інтегральної мікросхеми AD7745/46 з'являється можливість розташування перетворювача у безпосередній близькості із сенсором, уникаючи таким чином виникнення паразитної ємності сполучних ліній та впливу зовнішніх полів на значення інформативної складової ємності, що дозволяє реалізувати компактні первинні вимірювачі із цифровим виходом. На рис. 2 представлено блок-схему апаратно-програмного забезпечення оптико-електронного вимірювача із вторинним вимірювальним перетворювачем на основі інтегральної мікросхеми AD7745/46 у структурі апаратно-програмного забезпечення комп'ютеризованої системи контролю та технічної діагностики потужних генераторів.

Функціонування вимірювача відбувається відповідно до алгоритму, що задається апаратно-програмними засобами (АМЗ) комп'ютеризованої системи контролю та технічної діагностики потужних генераторів, яка містить: програмно-алгоритмічні засоби керування роботою (ПСК); систему аналізу інформації (САІ); блок реєстрації інформації (БРК); інтерфейс користувача (ІК).

Узагальнена структура алгоритму функціонування вторинного вимірювача механічних дефектів потужних генераторів на базі інтегральної мікросхеми AD7745/46 наведена на рис. 3, де позначено: МК – мікроконтролер вторинного вимірювального перетворювача; СТД – система технічної діагностики; МКОД – модуль конфігурування та обміну даними; UART – послідовний інтерфейс.

Алгоритм програмного забезпечення вимірювача включає в себе початкову ініціалізацію регістрів AD7745/46, керування роботою AD7745/46 та його калібрування в разі необхідності, отримання даних, їхню попередню обробку та відправку до системи технічної діагностики.

**Висновок.** Невід'ємною частиною системи контролю та технічної діагностики будь-якого технологічного обладнання, в тому числі й потужних генераторів, на сьогодні є вимірювальні перетворювачі фізичних величин у цифрові інформаційні сигнали, які дають змогу вирішувати завдання забезпечення достовірного контролю роботи машини. Для функціонування вимірювачів на базі інтегральних мікросхем розроблено алгоритм, використання якого дозволить отримувати контрольну-діагностичну інформацію, що у свою чергу дасть змогу забезпечити необхідний рівень автоматизації та ефективності контролю й діагностики механічних параметрів машини.

1. Беляев С.А., Литвак В.В., Солод С.С. Надежность теплоэнергетического оборудования ТЭС. Томск: Изд-во НТЛ, 2008. 218 с.
2. Андрущенко А.И. Надежность теплоэнергетического оборудования ТЭС и АЭС. Москва: Высш. шк., 1991. 301 с.
3. Мадоян А.А., Канцедалов В.Г. Дистанционный контроль оборудования ТЭС и АЭС. Москва: Энергоатомиздат, 1985. 200 с.
4. ГОСТ 15467-79. Управление качеством продукции. Основные понятия. Термины и определения. Москва, Стандартинформ, 2009. 22 с.

5. Мамиконянц Л. Г., Элькинд Ю. М. Обнаружение дефектов гидрогенераторов. Москва: Энергоатомиздат, 1985. 232 с.
6. ГОСТ 20911 – 89. Техническая диагностика. Термины и определения. Москва, Стандартинформ, 2009, 10 с.
7. Левицький А.С., Зайцев Є.О. Гібридні волоконно-оптичні вимірювачі контрольно-діагностичних параметрів гідрогенераторів. *Гідроенергетика України*. 2016. № 3–4. С. 32–33.
8. Mikalauskas R., Volkovas V. Air gap modelling and control possibilities in rotary systems. *Ultragarsas*. No 1(46). 2003. Pp. 7–11.
9. Левицький А.С. Методи та прилади автоматичного виміру повітряного зазору в гідрогенераторах. *Гідроенергетика України*. 2007. №4. С. 29–35.
10. Pollock G.B., Lyles I.F. Vertical hydraulic generators experience with dynamic air gap monitoring. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 1992. Vol. 7, No 4. Pp. 680–668.
11. Air Gap Measuring Systems LS 120-121 Transducers & ILS 730-731 Conditioners. Проспект фірми Vibrometer SA (Швейцарія). URL: <http://www.skf.com/files/058406.pdf> (дата звернення 14.09.2019 )
12. Caetano R.E., Chabu I.E., Stolfi G., Santos J.C., Junior S.N., Gomes C.E., Paiva R.D., Nabeta S.I., Micerino F.J. Capacitive and Inductive Sensors for Diagnosing Air-Gap Anomalies in Synchronous Generators. *IEEE IEMDC*. 2015. Pp. 637–641.
13. Caetano R.E., Chabu I.E., Stolfi G., Santos J.C., Nagao S., Gomes C.E., Paiva R.D., Nabeta S.I., Micerino F.J., Development of distance sensors for diagnosing airgap anomalies in synchronous generators. 2015 IEEE 24th International Symposium on *Industrial Electronics (ISIE)*, 3–5 June 2015, Pp. 146–149. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISIE.2015.7281459> (дата звернення 14.09.2019).
14. ДСТУ 2681-94 Державна система забезпечення єдності вимірювань. Метрологія. Терміни та визначення. Київ, Держспоживстандарт, 1994, 72 с.
15. Гриневиц Ф.Б., Новик А.И. Измерительные компенсационно-мостовые устройства с емкостными датчиками. Киев: Наук. думка, 1987. 112 с.
16. Левицький А.С., Лежоев Р.С., Новик А.И. Дифференциально-емкостные измерительные преобразователи перемещения с линейной функцией преобразования. *Технічна електродинаміка*. 1983. № 6. С. 94–99.
17. Левицький А.С., Федоренко Г.М., Грубой О.П. Контроль стану потужних гідро- та турбогенераторів за допомогою ємнісних вимірювачів параметрів механічних дефектів. Київ: Ін-т електродинаміки НАН України, 2011. 242 с.
18. AD7747 24-Bit Capacitance-to-Digital Converter with Temperature Sensor. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7747.pdf> (дата звернення 14.09.2019)
19. Неболюбов Е.Ю., Новик А.И. Электронные преобразователи для работы с емкостными датчиками (аналоговые и цифровые). *Технічна електродинаміка*. 2015. № 3. С. 67–74.
20. AD7745/46 24-Bit Capacitance-to-Digital Converter with Temperature Sensor. URL: [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7745\\_7746.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7745_7746.pdf) (дата звернення 14.09.2019)

УДК 621.3

### ПРОГРАММНО-АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ КОМПЬЮТЕРИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ МЕХАНИЧЕСКИХ ДЕФЕКТОВ МОЩНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Е.А. Зайцев, канд. техн. наук

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

*Приведены физические процессы, влияющие на развитие механических дефектов в мощных генераторах. Показана необходимость решения актуальной научно-практической задачи обнаружения и идентификации дефектов для обеспечения безопасности, надежности и долговечности эксплуатации мощных генераторов. Решение задачи требует реализации программно-алгоритмического обеспечения для электронно-оптических измерителей, входящих в состав систем контроля и технической диагностики мощных генераторов. Приведен обзор преимуществ и недостатков вторичных измерительных преобразователей, которые могут быть использованы для реализации электронно-оптических измерителей параметров механических дефектов. Показана возможность использования в качестве преобразователя емкость-код интегральной микросхемы AD7745/46. Приведена блок-схема аппаратно-программного обеспечения оптико-электронного измерителя с вторичным измерительным преобразователем на основе интегральной микросхемы AD7745/46 в структуре аппаратно-программного обеспечения компьютеризированной системы контроля и технической диагностики мощных генераторов. Разработан общий алгоритм функционирования вторичного измерителя механических дефектов мощных генераторов на базе интегральной микросхемы AD7745/46. Библ. 20, рис.3.*

**Ключевые слова:** генератор, программное обеспечение, преобразователь емкость-код (CDC), алгоритм.

### OPTO-ELECTRONIC TRANSDUCERS FOR POWERFUL GENERATORS MECHANICAL FAULT DIAGNOSING SYSTEMS: SOFTWARE ALGORITHMS

I.O. Zaitsev

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine  
e-mail: [ZaitsevIO@nas.gov.ua](mailto:ZaitsevIO@nas.gov.ua)

The main goal of this paper it's considered the special software algorithms creation for the opto-electronic transducers for powerful generators mechanical fault diagnosing systems. For analysis of what functions are needed in the algorithms, the physical processes with influencing on mechanical defects evolution in powerful generators are presented. The necessity of solving important scientific and practical problem detection and identification of defects to ensure the safety, reliability, and durability of large generators is shown. The solution to the problem requires the implementation of software and algorithmic support for electron-optical meters included in the control systems and technical diagnostics of powerful generators. The advantages and disadvantages of secondary measuring transducers, which can be used to implement electron-optical meters of mechanical defects studied. The possibility of using as a converter capacitance-to-digital converter integrated circuit AD7745/46. A block diagram of the hardware and software of an optical-electronic meter with a secondary measuring transducer based on the AD7745/46 integrated circuit in the structure of the hardware and software of a computerized control system and technical diagnostics of powerful generators is presented. A general algorithm has been developed for the functioning of a secondary meter of mechanical defects of powerful generators based on the AD7745/46 integrated circuit. References 20, fig. 3.

**Key words:** generator, control, software, Capacitance-to-Digital Converter (CDC), algorithm.

1. Belyaev S.A., Litvak V.V., Malt S.S. Reliability of thermal power equipment of thermal power plants. Tomsk: NTL Publishing House, 2008. 218 p.
2. Andryushchenko A.I. Reliability of heat power equipment of TPPs and NPPs. Moscow: Vysshaya shkola, 1991. 301 p.
3. Madoyan A.A., Kantsedalov V.G. Remote control of equipment of thermal power plants and nuclear power plants. Moscow: Energoatomizdat, 1985. 200 p.
4. Interstate Standard 15467-79. Product Quality Management. Basic concepts. Terms and Definitions. Moscow, Standartinform, 2009, 22 p.
5. Mamikonyants L.G., Elkind Yu.M. Detection of defects in hydrogenerators. Moscow: Energoatomizdat, 1985, 232 p.
6. Interstate Standard 20911 - 89. Technical diagnostics. Terms and definitions. Moscow, Stan-Dartinform, 2009, 10 p.
7. Levitsky A.S., Zaitsev Ie.O. Hybrid fiber optic transducers for control and diagnostic parameters of hydro generator. *Gidroenergetika Ukraine*. 2016. No 3–4. Pp. 32–33.
8. Mikalauskas R., Volkovas V. Air gap modelling and control possibilities in rotary systems. *Ultragarsas*. 2003. No 1(46). Pp. 7–11.
9. Levitsky A.S. Methods and instruments for automatic measurement of air gap in hydrogenerators. *Hydroenergetics of Ukraine*. 2007. No 4. Pp. 29–35.
10. Pollock G.B., Lyles I.F. Vertical hydraulic generators experience with dynamic air gap monitoring. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 1992. Vol. 7. No 4. Pp. 680–668.
11. Air Gap Measuring Systems LS 120-121 Transducers & ILS 730-731 Conditioners. Проспект фірми Vibrometer SA (Швейцарія). URL: <http://www.skf.com/files/058406.pdf> (accessed: 14.09.2019)
12. Caetano R.E., Chabu I.E., Stolfi G., Santos J.C., Junior S.N., Gomes C.E., Paiva R.D., Nabeta S.I., Micerino F.J. Capacitive and Inductive Sensors for Diagnosing Air-Gap Anomalies in Synchronous Generators. *IEEE IEMDC*. 2015. Pp. 637–641.
13. Caetano R.E., Chabu I.E., Stolfi G., Santos J.C., Nagao S., Gomes C.E., Paiva R.D., Nabeta S.I., Micerino F.J. Development of distance sensors for diagnosing airgap anomalies in synchronous generators. 2015 IEEE 24th International Symposium on *Industrial Electronics (ISIE)*, 3–5 June 2015, Pp. 146–149. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISIE.2015.7281459> (accessed: 14.09.2019).
14. State Standard 2681-94 State system for ensuring uniformity of measurements. Metrology. Terms and definitions. Kyiv, Derzhspozhyvstandart, 1994, 72 p.
15. Grinevich F.B., Novik A.I. Measuring compensation bridge devices with capacitive sensors. Kyiv: Naukova dumka, 1987. 112 p.
16. Levitsky A.S., Lezhoev R.S., Novik A.I. Differential capacitive displacement transducers with linear conversion function. *Tekhnicheskaya Elektrodinamika*. 1983. No 6. Pp. 94–99.
17. Levitsky A.S., Fedorenko G.M., Rough O.P. Control of the state of powerful hydro- and turbo-generators by means of capacitive meters of mechanical defect parameters. Kyiv: Institute of Electrodynamics, NAS of Ukraine, 2011. 242 p.
18. AD7747 24-Bit Capacitance-to-Digital Converter with Temperature Sensor. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7747.pdf> (accessed: 14.09.2019)
19. Nebolyubov E.Yu., Novik A.I. Electronic converters for use with capacitive sensors (analog and digital). *Tekhnichna Elektrodinamika*. 2015. No 3. Pp. 67–74.
20. AD7745/46 24-Bit Capacitance-to-Digital Converter with Temperature Sensor. URL: [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7745\\_7746.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7745_7746.pdf) (accessed: 14.09.2019)

УДК 621.314: 621.317.31: 621.373.54

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.102>

## АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ВІДНОШЕННЯ СИГНАЛ - ШУМ У ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМАХ З ДАТЧИКАМИ ІМПУЛЬСНИХ СТРУМІВ

Н.А. Шидловська\*, чл.-кор. НАН України, С.М. Захарченко\*\*, докт. техн. наук,

І.Л. Мазуренко\*\*\*, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

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

*Проаналізовано основні методи підвищення відношення корисного сигналу до шуму при вимірюванні імпульсних електричних струмів. Наведено порівняльний аналіз переваг і недоліків основних типів датчиків струму. Описано стенд і методику проведення експериментальних досліджень впливу параметрів вимірювальної системи на рівень шумів і завад при вимірюванні імпульсних електричних струмів. Визначено режими, в яких за лабораторних умов відношення рівня корисного сигналу до шуму найбільше. Розкрито механізм впливу величини активного електричного опору резистивного датчика струму на відношення сигналу до шуму при високій чутливості осцилографа. Експериментально доведено ефективність екранування датчика струму і заземлення його екрану в одних режимах і їх неефективність в інших для підвищення відношення сигналу до шуму. Наведено практичні рекомендації щодо покращення відношення сигналу до шуму в системах з аналоговими датчиками імпульсного струму. Бібл. 39, табл. 2.*

**Ключові слова:** відношення сигнал - шум, датчики імпульсного електричного струму, методи зниження шумів і завад, плазмоерозійна обробка.

**Вступ.** Відношення корисного сигналу до шуму впливає не тільки на достовірність результатів вимірювання, а і на ширину діапазону зміни вимірюваної величини, в якому ці вимірювання можуть бути здійснені з заданою точністю. Це особливо актуально при вимірюванні параметрів імпульсів електричних величин, коли ширина діапазону, а також швидкість їх зміни дуже великі. Одним із прикладів такої ситуації є вимірювання миттєвих значень імпульсних розрядних струмів при плазмоерозійному обробленні гранульованих струмопровідних середовищ [1, 2].

Такі розрядно-імпульсні системи і електромагнітні процеси, що протікають в них, детально описано в багатьох наукових працях [2–15], тому в цій роботі розглядати їх не будемо. Зазначимо лише, що розрядний струм у таких системах є неперіодичним нестационарним сигналом із значною стохастичною амплітудною модуляцією [7, 15, 16], частота якої не є постійною і змінюється у діапазоні від одиниць кілогерц до сотень мегагерц. Динамічний діапазон імпульсів розрядного струму сягає одиниць кілоампер, а швидкість зміни струму становить до сотні ампер за мікросекунду.

Тому підвищення відношення корисного сигналу до шуму при вимірюванні розрядних струмів в таких системах [15–17] є актуальною і важливою задачею, без вирішення якої неможливо досягнути високої точності регулювання параметрів розрядних імпульсів, а значить, і стабілізації параметрів продукції, яка отримується [18–20].

**Метою** даної роботи є аналіз ефективності методів підвищення відношення сигналу до шуму при вимірюванні миттєвих значень імпульсних розрядних струмів при плазмоерозійному обробленні гранульованих струмопровідних середовищ.

**Аналіз основних типів датчиків імпульсних струмів.** Проблема підвищення точності вимірювання миттєвих значень сигналів, які швидко змінюються, з одночасним розширенням динамічних, частотних і часових діапазонів є однією з основних проблем теорії вимірювальних систем. На сьогодні існують наступні основні типи вимірювальних перетворювачів струм – напруга: резистивні датчики, трансформатори струму, диференціюючі трансформатори струму, наприклад, пояс Роговського, магніторезистивні датчики, які працюють на

ефекті Холла, а також трансформатори струму з датчиками Холла і активною компенсацією магнітного поля в осерді. Всі вони мають свої переваги і недоліки.

Резистивні датчики є найбільш простими і забезпечують широкий динамічний і частотний діапазони. На сучасному етапі основні роботи з таким типом датчиків зосереджуються у напрямку підвищення їхньої точності шляхом компенсації магнітного поля струму, що вимірюється за допомогою застосування коаксіальних конструкцій, зменшення температурного коефіцієнта опору та скін-ефекта на високій частоті сигналів за рахунок залучення нових матеріалів і розроблення спеціальних конструкцій [21]. Основним недоліком резистивних датчиків є відсутність гальванічного розв'язання силових кіл об'єкта вимірювання від кіл вимірювальної системи.

Залучення оптичного каналу передачі інформації для усунення цього недоліку навіть із використанням найсучасніших операційних підсилювачів з технологією Rail-to-Rail [22] як по входу, так і по виходу, все одно призводить до спотворення сигналу типу «сходінка» при переході його через нуль, а також до нелінійних спотворень сигналів з малими значеннями. Використання логарифмуючих операційних підсилювачів не завжди є ефективним, оскільки потребує операції антилогарифмування на іншому кінці оптичної лінії, що призводить до накопичення нелінійних спотворень. Крім того, частотний діапазон навіть діодних оптопар обмежений одиницями мегагерц, чого не завжди достатньо.

Трансформатори струму забезпечують гальванічне розв'язання об'єкта вимірювання від вимірювальної системи. Проте вони не забезпечують передачі постійної складової сигналу, мають істотну залежність від частоти як куту зсуву фаз між сигналом, що вимірюється, і сигналом датчика, так і модуля коефіцієнта передачі, а також вони дуже чутливі до шумів і завад електромагнітного поля біля осердя і в ньому. Крім того, через наявність струмів Фуко в осерді питомі витрати енергії в них стрімко збільшуються із зростанням частоти, починаючи із сотень кілогерц, навіть для феритів. У теперішній час основні покращення цього класу датчиків стосуються підвищення точності та зменшення втрат енергії в низькочастотних (50 Гц) потужних трансформаторах струму [23–28], а також розроблення нових магнітом'яких матеріалів з високою магнітною проникністю і малими питомими втратами енергії [29, 30].

Більшість недоліків і переваг трансформаторів струму характерні також і для диференціюючих трансформаторів струму, на кшталт пояса Роговського. Основною перевагою цього типу датчиків є розширення частотного діапазону в область високих частот, оскільки в таких пристроях відсутнє осердя. Основним їх недоліком є необхідність інтегрування отриманого сигналу, що, зважаючи на його складну форму і зміну тривалості та частоти повторення в широких межах, становить значну проблему.

Магніторезистивні датчики, які працюють на ефекті Холла, наприклад, прилади фірм Honeywell, Allegro та інших [31, 32], мають змогу організувати гальванічне розв'язання вхід – вихід, але на сьогоднішній день не дозволяють вимірювати струми вище 100 А. Крім того, їх точність і швидкодія залишають бажати кращого. З аналізу областей їх застосування і світових тенденцій розвитку у найближчій перспективі малоймовірно очікувати на розширення їх динамічного діапазону до 1000...2000 А і частотного до 500...1000 кГц.

Найбільш перспективними, на нашу думку, є трансформатори струму з датчиками Холла [32] і активною компенсацією магнітного поля в осерді, наприклад, фірм LEM, HCS та інш. [33, 34]. Основним недоліком цих датчиків є значний (приблизно 1 мкс) час відгуку і відносно невеликий (приблизно 150 кГц) частотний діапазон у випадку безперервного сигналу. Датчики такого типу за рахунок динамічної компенсації магнітного поля в осерді дозволяють зменшити в номінальному режимі похибку вимірювання до 0,3 %. Але ще потрібно докласти зусиль для розширення їх частотного діапазону, хоча б при вимірюванні імпульсних сигналів.

Відомі також інтелектуальні струмові пробники для осцилографів фірм Tektronix, LeCroy, Keysight та Siglent на основі датчиків останнього типу, які дають змогу вимірювати синусоїдні струми з діючим значенням до 500 А і частотою до 5 МГц [35, 36]. Але на сього-

днішній день їх вартість на порядок перевищує вартість цифрового запам'ятовуючого осцилографа середнього класу.

Із аналізу основних типів датчиків струму випливає, що у переважній їх більшості вимірювальним перетворювачем струм – напруга є резистивний елемент. Датчики струму на основі трансформаторів струму внаслідок відносно великих розмірів котушок і осердя в разі його наявності, а також великої кількості витків котушок більш вразливі до впливу електромагнітних випромінювань у радіочастотному діапазоні, ніж датчики інших типів. Тому для аналізу впливу шумів на вимірювальну систему для більшості випадків достатньо дослідити їх вплив на систему з резистивним датчиком струму і елементами, які подібно антенам здатні вловлювати ефірні електромагнітні завади.

**Опис експериментального стенда досліджень.** Оцінювання рівнів електромагнітних шумів і завад відбувалося за даними прямих експериментів на експериментальному лабораторному стенді, до складу якого входили:

1. Цифровий запам'ятовуючий осцилограф Siglent SDS1104CFL, полоса пропускання якого становила 100 МГц;
2. Стандартний щуп осцилографа з коефіцієнтом передачі 1:1;
3. Вимірювальні резистори типу МЛТ-2 з номінальними опорами 20, 47, 51 та 110 Ом, а фактичними: 19,5, 45, 51,1 та 108,5 Ом відповідно.

Такі значення опору було вибрано з наступних причин. По-перше, згідно з паспортними даними вимірювального трансформатора струму з датчиком Холла марки HCS-SH-1000A, який планується для використання в установці імпульсного плазмоерозійного очищення поверхневих природних вод, максимальне значення опору вимірювального резистора, якщо напруга двополярного джерела живлення становить  $\pm 24$  В, для вимірювання струмів амплітудою до 2000 А не повинно перевищувати 21 Ом [37]. Цим зумовлений вибір першого номіналу опору вимірювального резистора 20 Ом. По-друге, в лабораторних умовах амплітуда струму в установці імпульсного плазмоерозійного очищення поверхневих природних вод у разі тривалості його імпульсу до 5 мкс зазвичай не перевищує 400 А. В цьому випадку для підвищення відношення сигналу до шуму на вимірювальному резисторі значення його опору доцільно збільшити пропорційно 2000 А / 400 А, тобто у 5 разів. Цим обумовлено друге значення опору вимірювального резистора.

Резистори типу МЛТ було вибрано тому, що серед металооксидних резисторів вони мають одні з найгірших показників щодо власних шумів, температурного коефіцієнта опору і точності. Тому результати, отримані з використанням металооксидних, металоплівкових або товстоплівкових резисторів інших типів гарантовано будуть не гірше отриманих з використанням резисторів типу МЛТ.

**Методика експериментів.** На першому етапі експериментів досліджувався вплив елементів системи осцилограф – вимірювальний щуп – вимірювальний резистор – антена – екран на рівень вимірюваних шумів у ній.

Вимірювальні резистори по черзі під'єднувались до стандартного вимірювального щупу осцилографа з коефіцієнтом передачі 1:1 так, щоб його затискачі були розташовані максимально близько до тіла резистора, а площа контура, який при цьому утворюється, була мінімально можливою. Провід щупа був розпрямлений, а резистор знаходився на максимально можливому віддаленні від осцилографа, щоб зменшити вплив електромагнітних завад від імпульсного джерела живлення та інших перетворювальних блоків осцилографа на вимірювальний резистор. З цією ж метою вся інша радіоелектронна та електротехнічна апаратура в лабораторії була вимкнена.

Для оцінки впливу електромагнітних завад на вимірювання сигналів мікросекундної та субмікросекундної тривалості розгортка осцилографа була 500 нс/под. Для контролю наявності низькочастотних (порядку 50 Гц) електромагнітних завад розгортку осцилографа перемикали на значення 10 мс/под. Переконавшись, що розмахи від піку до піку  $U_{pp}$  (подвійна амплітуда) електромагнітних завад в обох випадках майже не відрізнялися, вимірювання продовжували, встановивши значення розгортки 500 нс/под. Вимірювання проводились як з екрануванням резисторів у незаземленому і заземленому сейфі з товщиною сталевих стінок

2 мм, так і без їхнього екранування за різних значень ціни поділки екрана осцилографа  $C$  – від 2 до 200 мВ/под. Чутливість осцилографа  $Ч$  є обернено пропорційною до ціни поділки його екрана  $Ч = 1/C$ . Отримані значення розмаху напруги електромагнітних завад  $U_{pp}$ , вимірюваного у поділках екрана осцилографа за різних значень його чутливості  $Ч$ , амплітуди напруги електромагнітних завад  $U_m = 0,5 \cdot U_{pp} C$ , амплітуди завад у разі дотику до дроту щупа, який з'єднаний з корпусом осцилографа  $U_{mk}$ , амплітуди завад у разі дотику до сигнального дроту щупа  $U_{ms}$ , амплітуди завад у випадку екранування резистора у незаземленому  $U_{me}$ , а також у заземленому сейфі  $U_{mez}$  наведено у табл. 1.

На другому етапі експериментів досліджувався вплив елементів системи осцилограф – вимірювальний трансформатор струму – екран на рівень вимірюваних шумів у ній. Для цього використовувались два вимірювальних трансформатора струму. Перший трансформатор був неекранованим і мав  $w = 320$  витків мідного дроту на кільцевому феритовому осерді марки 2000НМ типорозміру К45х28х12. Він був навантажений на резистор типу С2-14 опором при температурі 25 градусів Цельсія 1,023 Ом. Другий трансформатор струму був поміщений до коробки із фольгованого з одного боку стеклотекстоліту з товщиною мідної фольги 35 мкм, зробленої таким чином, щоб навколо трансформатора був екран. Другий трансформатор мав  $w = 860$  витків мідного дроту на кільцевому феритовому осерді марки 2000НМ типорозміру К38х19х24. Він був навантажений на резистор типу С2-14 опором при температурі 25 градусів Цельсія 1,014 Ом. Отримані результати вимірювань шумів і завад у системі з трансформаторами струму наведено в табл. 2.

**Результати вимірювань та їх обговорення.** Результати вимірювань у системі вимірювальний резистор – щуп осцилографа – осцилограф наведено у табл. 1.

Зауваження.

При відсутності вимірювального резистора ( $R_B = \infty$ ) на частоті 50 Гц у незаземленому сейфі амплітуда шумів може бути вищою, ніж взагалі без сейфа. Дверця незаземленого сейфа можуть працювати як дзеркало, збільшуючи рівень шумів під певним кутом розкриття. Заземлення сейфа зменшує амплітуду шумів на частоті 50 Гц за високих значень чутливості осцилографа, якій відповідають значення ціни поділки його екрана до 20 мВ/под.

У разі дотику до сигнального дроту щупа осцилографа без вимірювального резистора біля незаземленого сейфа амплітуда шумів та завад на частоті 50 Гц зростає від 10 до 400 мВ.

У випадку, коли  $R_B = 45$  Ом і чутливість осцилографа відповідає ціни поділки 2 мВ/под., дотик корпусного дроту щупа до заземленого сейфа підвищує рівень шумів і завад з 0,4 до 3,8 мВ, що більше, ніж у разі дотику рукою.

При зменшенні чутливості осцилографа до значень, які відповідають значенням ціни поділки його екрана більше 100 мВ/под. все одно шуми і завади становлять приблизно 0,05...0,1 поділки, що збільшує адитивну складову шумів із зменшенням чутливості у цьому діапазоні. Зображення шумів майже зникає лише при найнижчій чутливості, якій відповідає ціна поділки екрана осцилографа 5 В/под. Тому робота за чутливістей, яким відповідають значення ціни поділки екрана осцилографа 0,5...1 В/под. включно, серед всіх досліджених спричиняє найбільші питомі шуми і завади, знижує відношення сигнал / шум і не рекомендована.

Для найбільшого відношення сигнал / шум амплітуда корисного сигналу повинна бути достатньою для роботи за чутливості, якій відповідає ціна поділки 5 В/под., тобто не менше 0,5 В. Якщо значення вимірювального резистора  $R_B = 20$  Ом, такий сигнал викликає амплітуда вхідного струму  $I_{1m} = 0,5 \cdot 5000/20 = 125$  А. Якщо значення  $R_B = 100$  Ом, такий сигнал викликає амплітуда вхідного струму  $I_{1m} = 0,5 \cdot 5000/100 = 25$  А, а якщо значення  $R_B = 200$  Ом – амплітуда вхідного струму  $I_{1m} = 0,5 \cdot 5000/200 = 12,5$  А.

Таблиця 1

Опір вимірювального резистора $R_B$ , Ом	Ціна поділки екрана осцилографа $C$ , мВ/под.	Розмах шумів і завад $U_{pp}$ , под.	Амплітуда шумів і завад $U_m$ , мВ	Амплітуда шумів і завад у разі дотику до корпусного дроту $U_{mk}$ , мВ	Амплітуда шумів і завад у разі дотику до сигнального дроту $U_{ms}$ , мВ	Амплітуда шумів і завад у разі екранування резистора у сейфі без заземлення $U_{me}$ , мВ	Амплітуда шумів і завад у разі екранування резистора у сейфі із заземленням $U_{mez}$ , мВ		
19,5 (15.08.2019)	2	0,8	0,8	2	4	1,2	1,2		
	5	1,2	3	7,5	8,5	5	5		
	10	0,6	3	8	9	5	5		
	20	0,3	3	8	9	5	5		
	50	0,2	5	8	8	5	5		
	100	0,1	5	8	8	5	5		
	200	0,1	10	10	10	10	10		
45	2	1,8	1,8	3,4	4	0,8	1		
	5	0,8	2	3,5	4	4	4,8		
	10	0,4	2	4	5	4	4		
	20	0,2	2	4	5	4	4		
	50	0,1	2,5	4	5	5	4		
	100	0,1	5	5	5	5	4		
	200	0,05	5	5	5	5	4		
51,1 (15.08.2019)	2	1,4	1,4	2,4	4,4	0,6	0,8		
	5	0,5	1,25	3,5	3,5	2,5	3,5		
	10	0,3	1,5	3	3	3	4		
	20	0,2	2	3	3	3	4		
	50	0,1	2,5	3	3	5	5		
	100	0,1	5	5	5	5	5		
	200	0,05	5	5	5	5	5		
51,1 (19.08.2019)	2	0,6	0,6	1,4	1,8	0,6	1		
	5	1,2	3	6	7	2,5	5		
	10	0,5	3	6	7	2,5	5		
	20	0,3	3	8	8	3	5		
	50	0,15	3,75	8	8	4	5		
	100	0,1	5	8	8	5	5		
	200	0,1	10	10	10	10	10		
108,5 (19.08.2019)	2	0,6	0,6	2,4	8	1	1		
	5	0,8	2	4	7	4,5	4		
	10	0,4	2	4	7	4,5	4		
	20	0,2	2	4	8	5	4		
	50	0,1	2,5	4	8	5	5		
	100	0,1	5	5	8	5	5		
	200	0,1	10	10	10	10	10		
∞ Нескінченність (розімкнуті контакти)	2	1,2	1,2	0,8	8	ВЧ 0,6	50Гц 7	ВЧ 0,6	50Гц 0,6
	5	1,4	3,5	2,5	20	1,5	7,5	2	2
	10	0,8	4	2,5	12	6	10	2	2
	20	0,2	2	2	12	3	10	2	2
	50	0,1	2,5	2,5	10	2,5	10	2	2
	100	0,1	5	5	10	2,5	10	2	2
	200	0,1	10	10	10	10	10	2	2

Результати вимірювань у системі трансформатор струму – вимірювальний резистор – коаксіальний кабель – осцилограф наведено у табл. 2.

Таблиця 2

Датчик струму	Ціна поділки екрана осцилографа $C$ , мВ/под.	Розмах шумів і завад $U_{pp}$ , под.	Амплітуда шумів і завад $U_m$ , мВ	Амплітуда шумів і завад при екрануванні датчика у сейфі без заземлення $U_{me}$ , мВ	Амплітуда шумів і завад при екрануванні датчика у сейфі із заземленням $U_{mez}$ , мВ
Неекранований $w=320$ витків, $R_M=1,023 \text{ Ом}$	2	1,6	1,6	2,4	2,2
	5	3	7,5	8,5	7,5
	10	1,4	7	8	8
	20	0,8	8	8	8
	50	0,3	7,5	10	8
	100	0,15	7,5	10	8
	200	0,15	15	15	15
	500	0,1	25	25	25
	1000	0,05	25	25	25
	2000	0,05	50	50	50
Неекранований $w=860$ витків, $R_M=1,013 \text{ Ом}$	2	1,6	1,6	1,8	1,8
	5	2,6	6,5	10	8
	10	1,2	6	10	8
	20	0,5	5	10	8
	50	0,3	7,5	12,5	8
	100	0,15	7,5	15	8
	200	0,15	15	25	15
	500	0,1	25	25	25
	1000	0,05	25	25	25
	2000	0,05	50	50	50
5000	0,05	125	125	125	

### Аналіз результатів експериментів.

1. З аналізу результатів експериментів, які наведено в табл. 1, випливає наступне.

1.1. Рівень електромагнітних шумів і завад у системі вимірювальної резистор – стандартний щуп осцилографа – цифровий запам'ятовуючий осцилограф залежить не тільки від відповідних рівнів описаних вище величин в ефірі на момент проведення дослідів, а також і від власних шумів осцилографа та ефективності їх придушення за різних значень чутливості каналу підсилення сигналу та інтерференційних явищ в системі.

1.2. У режимі найбільшої чутливості осцилографа, якому відповідає ціна поділки 2 мВ/под., найбільш яскраво спостерігається залежність амплітуди шумів і завад від електричного опору вимірювального резистора. За одних і тих самих умов у режимі без екранування і дотику людини до щупу осцилографа найменші рівні шумів і завад 0,6 мВ спостерігаються у разі його значення 51,1 Ом. При його зменшенні до 19,5 Ом цей рівень підвищується до 0,8...2 мВ. Аналогічно у разі збільшення опору резистора до 108,5 Ом рівень шумів і завад збільшується до 1,4 мВ. При відсутності вимірювального резистора (коли він має нескінченний опір) амплітуда шумів і завад становила 1,2 мВ. Ймовірно мінімальне значення шумів і завад, яке відповідає значенню опору вимірювального резистора, найбільш близькому до хвильового опору кабелю осцилографа (50 Ом), пов'язане з мінімумом для цього значення опору інтенсивності інтерференційних явищ, викликаних відбиванням електромагнітних хвиль від кінців коаксіального кабелю у випадку неузгодженості опорів навантаження і джерела з його хвильовим опором. Неузгодженість хвильового опору коаксіального кабелю з опором вимірювального резистора, як свідчать дані табл. 1, може підвищити рівень шумів і завад у системі, яка досліджувалась, до 3,3 раз. Тією чи іншою мірою це явище продовжує спостерігатися при зниженні чутливості осцилографа до рівня, якому відповідає значення ціни поділки аж до 200 мВ/под.

1.3. Вплив опору вимірювального резистора на рівень його теплових шумів. Відомо, що діюче значення напруги так званих «теплових» шумів або шумів Джонсона ідеального резистора обчислюється за формулою [38]:

$$U_{NT} = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (1)$$

де  $k$  – постійна Больцмана, яка дорівнює  $1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К;  $T$  – абсолютна температура резистивного шару, К;  $R$  – електричний опір резистора, Ом;  $\Delta f$  – полоса частот, в якій досліджуються шуми, Гц.

У нашому випадку  $T = 300$  К,  $\Delta f = 10^8$  Гц і для  $R = 20$  Ом  $U_{NT} = 5,76$  мкВ, а для  $R = 110$  Ом  $U_{NT} = 13,5$  мкВ. Як бачимо, теплові шуми резисторів у розглянутих умовах на 2 – 3 порядки менше сумарних шумів, виміряних осцилографом. Тому вони не є визначальними і немає протиріччя між збільшенням теплових шумів згідно з формулою (1) при збільшенні опору резистора і фактичним зменшенням сумарних шумів при збільшенні опору вимірювального резистора від 19,5 до 51,1 Ом.

1.4. Екранування щупу осцилографа з вимірювальним резистором у сталевому сейфі без заземлення при найвищій чутливості осцилографа в окремих випадках дає ефект до 2,5 разів, але у більшості випадків майже ніякого ефекту не спостерігається, особливо при зниженні чутливості осцилографа до рівня, якому відповідають значення ціни поділки 20 мВ/под. і більше. Це нашоє думку, що в таких випадках вимірювальний резистор і щуп осцилографа не є головним джерелом шумів і завад у системі, яка досліджується.

1.5. Заземлення сейфа, як свідчать дані табл. 1, не завжди сприяє зниженню рівня шумів і завад. Ефект від заземлення сейфа стає більш-менш помітним за низьких значень чутливості осцилографа, яким відповідають значення ціни поділки його екрана 100...200 мВ/под., що підтверджує гіпотезу про те, що за розглянутих умов вимірювальний резистор не є основним джерелом шумів і завад у системі.

1.6. Дотик людини до сигнального дроту щупа осцилографа у розглянутих умовах до 5 разів збільшує рівень шумів і завад у системі при найвищій чутливості осцилографа, якій відповідає ціна поділки його екрану 2 мВ/под. При зниженні чутливості осцилографа до рівня, якому відповідає ціна поділки його екрану 200 мВ/под., це явище майже нівелюється, що свідчить про те, що із зменшенням чутливості осцилографа основним джерелом шумів і завад в системі не є вимірювальний резистор.

1.7. Дотик людини до дроту щупа осцилографа, який з'єднаний з його корпусом у описаних умовах збільшує амплітуду шумів і завад до 2,5 разів, що найбільш яскраво видно при високих значеннях чутливості осцилографа, якій відповідає значення 2 мВ/под ціни поділки його екрану. При подальшому зниженні чутливості аж до рівня, якому відповідає ціна поділки екрану 200 мВ/под., це явище у переважній більшості випадків нівелюється. У середньому збільшення рівня шумів і завад при дотику людини до сигнального дроту щупа осцилографа приблизно у 2 рази більше, ніж при дотику до дроту, з'єданого з корпусом. Таким чином, рекомендації [39] з'єднувати якнайбільше струмопровідних областей на друкованій платі і частин корпусу перетворювача з корпусом осцилографа не завжди доречні. Це має сенс лише у випадку надійного заземлення корпусів як осцилографа, так і вимірювального перетворювача, яке забезпечує однакові потенціали обплетення коаксіального кабелю на обох його кінцях, що не завжди можна реалізувати на практиці. Беззаперечною лишається рекомендація зменшення розмірів струмопровідних частин перетворювача, які з'єдані не тільки з сигнальним дротом кабелю, але і з його обплетенням.

1.8. Вплив чутливості осцилографа на виміряну амплітуду шумів і завад. Найбільші виміряні значення шумів спостерігаються за найнижчої чутливості осцилографа. Навіть за низької чутливості осцилографа, якій відповідає значення ціни поділки його екрана 200 мВ/под., вони завжди мають найменший, який може розрізнити око, рівень (приблизно 0,05 частки поділки осцилографа). Логічно, що за фіксованого рівня зображення шумів на екрані осцилографа із зменшенням його чутливості їх виміряне значення пропорційно збільшується.

Таким чином, якщо позначити висоту зображення власних шумів на екрані осцилографа  $L_{NO}(t)$ , напругу шумів у ефірі  $u_{NE}(t)$ , напругу корисного сигналу  $u_S(t)$ , а чутливість осци-

логафа  $Ч$ , то висота зображення сумарного сигналу на екрані осцилографа у першому наближенні для лінійних систем можна записати у вигляді:

$$L_{\Sigma}(t) = L_{NO}(t) + Ч \cdot (u_S(t) + u_{NE}(t)). \quad (2)$$

Враховуючи, що напруга сумарного сигналу пов'язана з висотою його зображення на екрані осцилографа простим співвідношенням  $u_{\Sigma}(t) = L_{\Sigma}(t)/Ч$ , формулу (2) перепишемо у вигляді:

$$u_{\Sigma}(t) = L_{NO}(t)/Ч + u_S(t) + u_{NE}(t). \quad (3)$$

Отже, з (3) випливає, що сумарний сигнал крім корисного сигналу включає в себе мультиплікативну і адитивну складові сигналу шумів, а адитивна складова шумів зменшується зі зростанням чутливості осцилографа, тобто є найменшою у разі його максимального підсилення. Тому у випадку, якщо канал передачі інформації від датчика до осцилографа захищений від завад, а підсилювач осцилографа має малі власні шуми і спотворення, немає сенсу застосовувати додатковий підсилювач сигналу безпосередньо після датчика перед входом осцилографа.

2. З аналізу результатів експериментів, які наведено в табл. 2, випливає наступне.

2.1. Результати аналізу, отримані для системи з вимірювальними резисторами, справедливі також і для системи з вимірювальними трансформаторами струму.

2.2. Амплітуда шумів у системі з трансформаторами струму при значеннях чутливості, яким відповідає ціна поділки екрану осцилографа до  $200 \text{ мВ/под.}$ , як правило, у  $1,5 \dots 2,5$  рази більша, ніж в системі з вимірювальними резисторами, оскільки трансформатор струму в якості антени, яка вловлює електромагнітні завади, набагато ефективніший за резистор.

2.3. За високих значень чутливості осцилографа, яким відповідає ціна поділки його екрана до  $20 \text{ мВ/под.}$  включно амплітуда шумів і завад на екранованому трансформаторі у  $1,2 - 1,6$  рази нижча, ніж на неекранованому. У разі зниження чутливості осцилографа до значень, яким відповідають значення ціни поділки його екрана від  $50$  до  $5000 \text{ мВ/под.}$ , різниця між шумами на екранованому і неекранованому трансформаторах струму практично відсутня.

2.4. Екранування обох трансформаторів у сейфі не дає позитивного ефекту. Більш того, за високих значень чутливості осцилографа, яким відповідають значення поділки його екрана від  $2$  до  $10 \text{ мВ/под.}$ , амплітуда шумів у сейфі може бути незначно вищою, ніж у випадку без екранування у сейфі.

2.5. Заземлення сейфа з трансформаторами струму при високій чутливості осцилографа, якій відповідають значення ціни поділки екрана осцилографа аж до  $500 \text{ мВ/под.}$ , призводить до зниження амплітуди шумів у системі з трансформаторами струму у  $1,2 \dots 1,8$  рази. При подальшому зниженні чутливості осцилографа, якій відповідають значення ціни поділки його екрана аж до  $5000 \text{ мВ/под.}$ , заземлення сейфа не сприяє зниженню шумів у системі.

**Висновки і рекомендації.** 1. Шуми і завади в системі датчик струму – канал передачі сигналу – осцилограф містять не лише мультиплікативну, а і адитивну складові. В описаних умовах проведення досліджень, як правило, адитивна складова шумів перевищує мультиплікативну в умовах зниження чутливості осцилографа, якій відповідає значення ціни поділку його екрана до  $200 \text{ мВ/под.}$  Тому для більшості датчиків, рівень корисного сигналу яких перевищує десятки – сотні мілівольт, у випадку захищеного від завад каналу передачі даних і використання осцилографа з малим рівнем власних шумів підсилювача немає сенсу застосовувати додатковий попередній підсилювач сигналу, включений між датчиком і каналом передачі сигналу.

2. Інтерференційні явища в каналі передачі сигналів, які виникають у разі неузгодженості опорів навантаження і джерела сигналу з хвильовим опором каналу в описаних умовах можуть до  $3,3$  рази підвищувати амплітуду шумів у системі при високій чутливості осцилографа, якій відповідає ціна поділки його екрана  $2 \text{ мВ/под.}$  При зниженні чутливості осцилографа до значень, яким відповідають значення ціни поділки його екрана до  $50 \text{ мВ/под.}$  і більше, це явище нівелюється адитивною складовою шумів і може не враховуватись. Тобто при

рівнях корисного сигналу датчика десятки – сотні мілівольт і вище узгодження опорів складових системи з хвильовим опором каналу передачі сигналів не обов'язкове.

3. Ефект зниження шумів у системі при екрануванні датчиків спостерігається лише за умов високої чутливості осцилографа, якій відповідають значення ціни поділки його екрана не більше 100 мВ/под. При подальшому зниженні чутливості адитивна складова шумів і завад у системі значно перевищує мультиплікативну і стає визначаючою. Тому за умови рівня корисного сигналу датчика сотні мілівольт його екранування не обов'язкове.

4. Додаткове заземлення екрана датчика у досліджених умовах при відсутності значних електромагнітних завад є ефективним тільки при дуже високій чутливості осцилографа, якій відповідає значення ціни поділки його екрана не більше 5 мВ/под. Заземлення обплетення кінця каналу передачі сигналу, з'єднаного з екраном датчика повинно бути дуже надійним і забезпечувати різницю потенціалів на кінцях обплетення кабелю в 3...5 разів меншу за рівень шумів датчика. Якщо ці умови не виконуються, додаткове заземлення не дає корисного ефекту, а у випадку великого опору дроту заземлення у точці з'єднання з екраном датчика може призвести до збільшення рівня шумів і завад у системі.

5. Під'єднання масивних струмопровідних частин корпусу або друкованої плати систем датчика до обплетення кабелю, який з'єднує датчик з входом осцилографа, є корисним тільки у випадку, коли падіння потенціалу на обплетенні кабелю в 3...5 разів менше напруги шумів і завад на датчику. Це можливо, наприклад, у разі надійного заземлення корпусів як осцилографа, так і вимірювального перетворювача, яке забезпечує однакові потенціали обплетення коаксіального кабелю на обох його кінцях, що не завжди можна реалізувати на практиці. Натомість зменшення розмірів струмопровідних частин перетворювача, які з'єднані не тільки з сигнальним дротом кабелю, але і з його обплетенням, завжди позитивно впливає на зменшення рівня шумів і підвищення відношення сигнал / шум.

1. Lopatko K.G., Melnichuk M.G., Aftandilyants Y.G., Gonchar E.N., Boretskij V.F., Veklich A.N., Zakharchenko S.N., Tugay T.I., Tugay A.V., Trach V.V. Obtaining of metallic nanoparticles by plasma-erosion electrical discharges in liquid mediums for biological application. *Annals of Warsaw University of Life Sciences – SGGW Agriculture*. 2013. No 61. Pp.105–115.
2. Шидловская Н.А., Захарченко С.Н., Черкасский А.П. Анализ электромагнитных процессов в выходной цепи генератора разрядных импульсов с нелинейной моделью плазмозероэрозийной нагрузки при изменении их параметров в широких диапазонах. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 1. С. 87–95. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.087>
3. Щерба А.А., Супруновская Н.И. Циклические переходные процессы в цепях электроразрядных установок с учетом влияния скорости нарастания разрядных токов и паузы между ними на сопротивление нагрузки. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 2. С. 3–10. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.02.003>
4. Щерба А.А., Супруновская Н.И., Иващенко Д.С. Моделирование нелинейного сопротивления электроискровой нагрузки с учетом его изменения при протекании и отсутствии разрядного тока в нагрузке. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 5. С. 23–25.
5. Шидловская Н.А., Захарченко С.Н. Переходные процессы в RLC-цепях с параметрической нагрузкой. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 2. С. 3–10.
6. Захарченко С.Н. Физическая модель гранулированной токопроводящей среды. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 6. С. 19–26.
7. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П. Параметрична модель опору плазмозерозійного навантаження, адекватна в широкому діапазоні змін прикладеної напруги. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 3–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.03.003>
8. Шидловская Н.А., Захарченко С.Н., Черкасский А.П. Нелинейно-параметрическая модель электрического сопротивления гранулированных токопроводящих сред для широкого диапазона изменений приложенного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 6. С. 3–17.
9. Shydlovska N., Zakharchenko S., Cherkaskyi O. The influence of electric field parameters and temperature of hydrosols of metals' plasma-erosive particles on their resistance and permittivity. *Computational problems of electrical engineering*. 2014. Vol. 4, No 2. Pp. 77–84.
10. Шидловская Н.А., Захарченко С.Н. Моделирование процессов в цепи разряда конденсатора на искрозероэрозийную нагрузку. *Електронне моделювання*. 2012. Т. 34, № 6. С. 73–81.
11. Захарченко С.Н. Влияние напряженности внешнего электрического поля и температуры на сопротивление искрозероэрозийных гидрозолей металлов. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2012. Вип. 33. С. 113–120.

12. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Suprunovskaya N.I., Shevchenko N.I. The influence of repetition rate of discharge pulses on electrical resistance of current-conducting granular layer during its electric-spark treatment. *Технічна електродинаміка*. 2006. № 2. С. 10–14.
13. Захарченко С.М. Статистичні дослідження еквівалентного електричного опору гетерогенного струмопровідного середовища при його електроерозійній обробці на прикладі гранул алюмінію у воді. *Науковий вісник Національного гірничого університету*. 2013. №1 (133). С. 62–67.
14. Kornev J.I., Yavorovsky N.A., Saveliev G.G., Galanov A.I., Zaharchenko S.M., Perekos A.E., Danilenko N.B., Yurmazova T.A. Physico-chemical Processes in Electric Discharges in Liquid Media. *Proc. of 15th International Symposium on High-Current Electronics (15th SHCE)*. Tomsk, Russia, September 21–26, 2008. P. 480–483.
15. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П. Фізичні передумови побудови математичних моделей електричного опору плазмоерозійних навантажень. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 2. С. 5–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.005>
16. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П. Порівняння ефективності згладжування сигналів напруги на плазмоерозійному навантаженні та струму в ньому багатоітераційними методами фільтрації. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 4. С. 3–13. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.04.003>
17. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П. Критерії необхідної та достатньої кількості ітерацій фільтрації неперіодичних нестационарних сигналів багатоітераційними методами. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 5. С. 23–31. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.05.023>
18. Щерба А.А., Захарченко С.М., Супруновська Н.І., Шевченко М.І., Монастирський Г.Є., Перетятко Ю.В., Петрученко О.В. Стабілізація режимів електротехнологічних систем для отримання іскроерозійних мікро- та нанопорошків. *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск Силова електроніка та енергоефективність*. 2006. Ч. 1. С. 120–123.
19. Захарченко С.Н., Руденко Ю.В., Черкасский А.П. Повышение точности регулирования напряжения на емкостных накопителях энергии систем импульсной плазмозероизионной обработки гетерогенных токопроводящих сред. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 6. С. 30–37. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.06.030>
20. Захарченко С.Н., Кондратенко И.П., Перекос А.Е., Залуцкий В.П., Козырский В.В., Лопатко К.Г. Влияние длительности разрядных импульсов в слое гранул железа на размеры и структурно-фазовое состояние его электроэрозионных частиц. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2012. Т. 6, № 5 (60). С. 66–72.
21. Тесик Ю.Ф., Комаров М.С., Клименко Д.М. Вимірювач миттєвого струму в пристроях силової електроніки. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2013. Вип. 36. С. 133–138.
22. Xiyao Zhang. Когда использовать усилитель с rail-to-rail входами и на что обращать внимание. *Радиолоцман*. 2016. № 9 (64). С. 22–24. URL: <https://www.rlocman.ru/review/article.html?di=179990> (дата обращения 02.10.2019).
23. Варский Г.М. Измерительный преобразователь тока с электронной компенсацией погрешности. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2009. Вип. 24. С. 119–125.
24. Варский Г.М. Влияние межобмоточной емкости на точность работы высоковольтного трансформатора тока. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 4. С. 58–60.
25. Варский Г.М., Гречко В.В., Танкевич Е.Н. Определение параметров электромагнитной системы электронного трансформатора тока с нормируемыми метрологическими характеристиками в переходных режимах работы. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2015. Вип. 42. С. 129–135.
26. Стогній Б.С., Сопель М.Ф., Паньків В.І., Танкевич Є.М. Математична модель трансформатора струму на основі теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 58–65.
27. Стогній Б.С., Сопель М.Ф., Паньків В.І., Танкевич Є.М. Фактори, що визначають виникнення та значення залишкової індукції в магнітопроводах трансформаторів струму в умовах експлуатації. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип. 43. С. 5–13.
28. Стародубцев Ю.Н. Теория и расчет трансформаторов малой мощности. Москва: ИП РадиоСофт, 2005. 320 с.
29. Стародубцев Ю.Н., Белозеров В.Я. Магнитные свойства аморфных и нанокристаллических сплавов. Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2002. 384 с.
30. Герцик О.М., Переверзева Т.Г., Ковбуз М.О., Бойчишин Л.М., Носенко В.К., Борисюк А.К. Електричні та магнетні властивості багатокомпонентних аморфних металевих композицій на основі заліза. *Металлофізика и новейшие технологии*. 2017, т. 39, № 8, С. 1023–1033. DOI: <https://doi.org/10.15407/mfint.39.08.1023>
31. Маргелов А. Датчики тока компании Honeywell. Электронные компоненты. 2007. № 7. С. 121–126. URL: [http://esworld.ru/media/bip/pdfs/margelov\\_es307.pdf](http://esworld.ru/media/bip/pdfs/margelov_es307.pdf) (дата обращения 02.10.2019).
32. Таранов С.Г., Тесик Ю.Ф., Брайко В.В., Карасинский О.Л., Шувалов Г.И., Пронзалева С.Ю. Принципы построения преобразователей тока на основе датчиков Холла. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2013. Вип. 35. С. 96–107.

33. Изолированные датчики тока и напряжения производства ООО «ТВЕЛЕМ» Характеристики – Применение – Расчеты. URL: [http://www.efo-power.ru/BROSHURES\\_CATALOGS/LEM/TVELEM\\_rus.pdf](http://www.efo-power.ru/BROSHURES_CATALOGS/LEM/TVELEM_rus.pdf) (дата обращения 02.10.2019).
34. Джоблин Д. Новые датчики тока прямого усиления, сравнимые по характеристикам с компенсационными. *Силовая Электроника*. 2014. № 6. С. 66–69. URL: <https://www.lem.com/ru/file/4469/download> (дата обращения 03.10.2019).
35. Keysight N2780B Series AC/DC Current Probes A wide selection of current probes to meet your application's needs. Data Sheet. URL: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-6432EN.pdf> (дата обращения 03.10.2019).
36. SDS1000X, SDS1000X+ Series. Digital Oscilloscope. DataSheet-2016.05. URL: <http://www.amt.cz/info/1/SDS1000XPLUS.pdf> (дата обращения 03.10.2019).
37. Data Sheet. Hall Effect Current Sensor. HS-SCH: NP. URL: <http://coretech.com.ua/docs/Sensors-hall/coretech-HCS-SH.pdf> (дата обращения 03.10.2019).
38. Якимов А.В. Физика шумов и флуктуаций параметров: Электронное учебное пособие. Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2013. 85 с. URL: [http://www.lib.unn.ru/students/src/Yakimov\\_Noise.pdf](http://www.lib.unn.ru/students/src/Yakimov_Noise.pdf) (дата обращения 03.10.2019).
39. Горшков Б.Л. Методы практического конструирования при нормировании сигналов датчиков. По материалам семинара «Practical design techniques for sensor signal conditioning». Москва: ЗАО АВТЭКС, 2014. 311 с. URL: [http://www.autex.spb.su/download/seminar/ad/sensor99rus/s\\_11.pdf](http://www.autex.spb.su/download/seminar/ad/sensor99rus/s_11.pdf) (дата обращения 03.10.2019).

УДК 621.314: 621.317.31: 621.373.54

#### **АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ - ШУМ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ С ДАТЧИКАМИ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ**

**Н.А. Шидловская**, чл.-корр. НАН Украины, **С.Н. Захарченко**, докт. техн. наук, **И.Л. Мазуренко**, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

*В работе проанализированы основные методы повышения отношения полезного сигнала к шуму при измерении импульсных электрических токов. Приведен сравнительный анализ достоинств и недостатков основных типов датчиков тока. Описаны стенд и методика проведения экспериментальных исследований влияния параметров измерительной системы на уровень шумов и помех при измерении импульсных электрических токов. Определены режимы, в которых в лабораторных условиях отношение уровня полезного сигнала к шуму наибольшее. Раскрыт механизм влияния величины активного электрического сопротивления резистивного датчика тока на отношение сигнала к шуму при высокой чувствительности осциллографа. Экспериментально доказана эффективность экранирования датчика тока и заземления его экрана в одних режимах и их неэффективность в других для повышения отношения сигнала к шуму. Приведены практические рекомендации по улучшению отношения сигнала к шуму в системах с аналоговыми датчиками импульсного тока. Библи. 39, табл. 2.*

**Ключевые слова:** отношение сигнала к шуму, датчики импульсного электрического тока, методы снижения шумов и помех, плазмозероизонная обработка.

#### **ANALYSIS OF THE EFFICIENCY OF METHODS FOR INCREASING THE SIGNAL-TO-NOISE RATIO IN MEASURING SYSTEMS WITH PULSED CURRENT SENSORS**

**N.A. Shydlovska, S.M. Zakharchenko, I.L. Mazurenko**

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

*In the paper the main methods of increasing the ratio of the useful signal to noise when measuring pulsed electric currents are analyzed. A comparative analysis of the advantages and disadvantages of the main types of current sensors is given. The test bench and the methodology for experimental studies of the influence of the parameters of the measuring system on the level of noise and disturbance when measuring pulsed electric currents are described. Modes in which in laboratory conditions the ratio of the level of the useful signal to noise is greatest are determined. The mechanism of the influence of the value of the active electrical resistance of a resistive current sensor on the signal-to-noise ratio at a high sensitivity of the oscilloscope is disclosed. The efficiency of shielding the current sensor and its grounding in some modes and their inefficiency in others to increase the signal-to-noise ratio has been experimentally proved. Practical recommendations for improving the signal-to-noise ratio in systems with analog pulse current sensors are given. References 39, tables 2.*

**Key words:** signal-to-noise ratio, pulsed electric current sensors, noise and disturbance reduction techniques, plasma-erosion treatment.

1. Lopatko K.G., Melnichuk M.G., Aftandilyants Y.G., Gonchar E.N., Boretskij V.F., Veklich A.N., Zakharchenko S.N., Tugay T.I., Tugay A.V., Trach V.V. Obtaining of metallic nanoparticles by plasma-erosion electrical discharges in liquid mediums for biological application. *Annals of Warsaw University of Life Sciences – SGGW Agriculture*. 2013. No 61. Pp.105–115.
2. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkassky O.P. The Analysis of Electromagnetic Processes in Output Circuit of the Generator of Discharge Pulses with Non-linear Model of Plasma-erosive Load at Change Their Parameters in Wide Ranges. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 87–95. (Rus). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.087>
3. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Cyclic transients in the circuits of electric discharge installations taking into account the influence of magnitude and rate of discharge currents rise on resistance of electric spark load. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 2. Pp. 3–10 (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.02.003>
4. Shcherba A.A., Suprunovskaya N.I., Ivashchenko D.S. Modeling of nonlinear resistance of electro-spark load taking into account its changes during discharge current flowing in the load and at zero current in it. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 5. Pp. 23–25 (Rus)
5. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M. Transients in RLC-circuits with a parametric loading. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 2. Pp. 3–10. (Rus)
6. Zakharchenko S.M. Physical Model of the Granulated Current-carrying Medium. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 6. – Pp. 19–26. (Rus)
7. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskyi O.P. Parametric Model of Plasma-erosive Load, Adequate in the Wide Range of Change of Applied Voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 3–12. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.03.003>
8. Shydlovskaya N.A., Zakharchenko S.N., Cherkasskyi A.P. Nonlinear-parametrical Model of Electrical Resistance of Current-Carrying Granulated Mediums for a Wide Range of Applied Voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 6. Pp. 3–17. (Rus)
9. Shydlovska N., Zakharchenko S., Cherkaskyi O. The influence of electric field parameters and temperature of hydrosols of metals' plasma-erosive particles on their resistance and permittivity. *Computational problems of electrical engineering*. 2014. Vol. 4, No 2. Pp. 77–84.
10. Shidlovskaia N.A., Zakharchenko S.N. Modeling of the processes in a circuit of the discharge of the capacitor on a spark-erosion loading. *Elektronnoe modelirovanie*. 2012. Vol. 34. No 6. Pp. 73–81. (Rus)
11. Zakharchenko S.N. The Influence of intensity of an external electric field and temperature on resistance of hydrosols metals produced by spark erosion. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. Kyiv, 2012. Issue 33. Pp. 113–120. (Rus)
12. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Suprunovskaya N.I., Shevchenko N.I. The influence of repetition rate of discharge pulses on electrical resistance of current-conducting granular layer during its electric-spark treatment. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2006. No 2. Pp. 10–14.
13. Zakharchenko S.M. Statistical Research of Equivalent Electric Resistance of the Heterogeneous Current-carrying Medium at its Electroerosive Processing on an Example of Granules of Aluminum in Water. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho hirnychoho universytetu*. 2013. No 1 (133). Pp. 62–67. (Ukr)
14. Kornev J.I., Yavorovsky N.A., Saveliev G.G., Galanov A.I., Zaharchenko S.M., Perekos A.E., Danilenko N.B., Yurmazova T.A. Physico-chemical Processes in Electric Discharges in Liquid Media. *Proc. of 15th International Symposium on High-Current Electronics (15th SHCE)*. Tomsk, Russia, September 21–26, 2008. P. 480–483.
15. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskyi O.P. Physical Prerequisites of Construction of Mathematical Models of Electric Resistance of Plasma-erosive Loads. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 2. Pp. 5–12. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.005>
16. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskyi O.P. Comparison of the Smoothing Efficiency of Signals of Voltage on the Plasma-erosive Load and its Current by Multi-Iterative Filtration Methods. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 4. Pp. 3–13. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.04.003>
17. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskyi O.P. Criteria for the Necessary and Sufficient Number of Iterations of Filtering Non-periodic Non-stationary Signals by Multi-iterative Methods. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 5. Pp. 23–31. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.05.023>
18. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Suprunovskaya N.I., Shevchenko M.I., Monastirskiy G.E., Peretyatko Yu.V., Petruchenko O.V. Stabilization of modes of electrotechnological systems of obtaining spark-eroded micro and nano powders. *Tekhnichna elektrodynamika. Tematichniy vypusk "Silova elektronika ta energoefektivnist"*. 2006. Vol. 1. Pp. 120–123. (Rus).
19. Zakharchenko S.N., Rudenko Yu.V., Cherkassky A.P. Improving the Accuracy of the Voltage Regulation in the Capacitive Energy Storage Devices for Pulse Plasma-erosion Treatment Systems of Heterogeneous Conductive Media. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 6. Pp. 30–37. (Rus). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.06.030>
20. Zakharchenko S.N., Kondratenko I.P., Perekos A.E., Zalutsky V.P., Kozyrsky V.V., Lopatko K.G. Influence of discharge pulses duration in a layer of iron granules on the size and structurally-phase conditions of its electroerosion particles. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2012. Vol. 6. No 5 (60). Pp. 66–72. (Rus)

21. Tesyk Yu.F., Komarov M.S., Klimenko D.M. Instantaneous current meter in power electronics devices. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2013. No 36. Pp. 133–138. (Ukr)
22. Xiyao Zhang. When to use an amplifier with rail-to-rail inputs and what to look for. *Radiolotsman*. 2016. No 9 (64). Pp. 22–24. URL: <https://www.rlocman.ru/review/article.html?di=179990> (Last access data 02.10.2019). (Rus)
23. Varskyi H.M. Measuring current transducer with electronic error compensation. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. Kyiv, 2009. No 24. Pp. 119–125. (Rus)
24. Varskyi G.M. Influence of Interwinding Capacitance on Exactness of Work of High-Voltage Current Transformer. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 4. Pp. 58–60. (Rus).
25. Varskyi H.M., Hrechko V.V., Tankevych E.N. Calculation of Electromagnetic System Parameters of Sensor for Electronic Current Transformer with Standardized Transient Performance. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. Kyiv, 2015. No 42. Pp. 129–135. (Rus)
26. Stognii B.S., Sopol M.F., Pankiv V.I., Tankevych Ye.M. Current Transformer Mathematical Model Based on Jiles-Atherton Theory of Ferromagnetic Hysteresis. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 3. Pp. 58–65. (Ukr).
27. Stognii B.S., Sopol M.F., Pankiv V.I., Tankevych E.M. Factors of determining the origin and amount of residual induction in the iron core of current transformers in operation. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. Kyiv, 2016. No 43. Pp. 5–13. (Ukr)
28. Starodubtsev Yu.N. Theory and design of low power transformers. Moscow: Publishing Company RadioSoft, 2005. 320 p. (Rus)
29. Starodubtsev Yu.N., Belozherov V.Ya. Magnetic properties of amorphous and nanocrystalline alloys. Yekaterinburg: Publishing House of Ural University, 2002. 384 p. (Rus)
30. Hertsyk O.M., Pereverzeva T.G., Kovbuz M.O., Boichyshyn L.M., Nosenko V.K., Borysiuk A.K. Electrical and Magnetic Properties of Multicomponent Amorphous Metal Compositions Based on Iron, *Metallofizika i Noveishie Tekhnologii*. 2017. Vol. 39, No. 8. Pp. 1023–1033 (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/mfint.39.08.1023>.
31. Margelov A. Honeywell Current Sensors. *Elektronnyye komponenty*. 2007. № 7. Pp. 121–126. URL: [http://ecworld.ru/media/bip/pdfs/margelov\\_ec307.pdf](http://ecworld.ru/media/bip/pdfs/margelov_ec307.pdf) (Last access data 02.10.2019). (Rus)
32. Taranov S.G., Tesyk Yu.F., Braiko V.V., Karasinskii O.L., Shuvalov G.I., Pronzeleva S.Yu. Principles of construction of current converters based on Hall sensors. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. Kyiv, 2013. No 35. Pp. 96–107. (Rus)
33. Isolated current and voltage sensors manufactured by TVELEM Ltd. Specifications – Application – Calculations. (Rus) URL: [http://www.efo-power.ru/BROSHURES\\_CATALOGS/LEM/TVELEM\\_rus.pdf](http://www.efo-power.ru/BROSHURES_CATALOGS/LEM/TVELEM_rus.pdf) (Last access data 02.10.2019).
34. Jobling D. New direct amplification current sensors, comparable in performance with compensation. *Silovaya Elektronika*. 2014. No 6. Pp. 66–69. (Rus) URL: <https://www.lem.com/ru/file/4469/download> (Last access data 03.10.2019).
35. Keysight N2780B Series AC/DC Current Probes A wide selection of current probes to meet your application's needs. Data Sheet. URL: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-6432EN.pdf> (Last access data 03.10.2019).
36. SDS1000X, SDS1000X+ Series. Digital Oscilloscope. DataSheet-2016.05. URL: <http://www.amt.cz/info/1/SDS1000XPLUS.pdf> (Last access data 03.10.2019).
37. Data Sheet. Hall Effect Current Sensor. HS-SCH: NP. URL: <http://coretech.com.ua/docs/Sensors-hall/coretech-HCS-SH.pdf> (Last access data 03.10.2019).
38. Yakimov A.V. Physics of Noises and Parameter Fluctuations: Electronic Textbook. Nizhny Novgorod: Nizhny Novgorod State University, 2013. 85 p. (Rus) URL: [http://www.lib.unn.ru/students/src/Yakimov\\_Noise.pdf](http://www.lib.unn.ru/students/src/Yakimov_Noise.pdf) (Last access data 03.10.2019).
39. Gorshkov B.L. Practical design methods for normalizing sensor signals. Based on the materials of the seminar «Practical design techniques for sensor signal conditioning». Moscow: AVTEKS, 2014. 311 p. (Rus) URL: [http://www.autex.spb.su/download/seminar/ad/sensor99rus/s\\_11.pdf](http://www.autex.spb.su/download/seminar/ad/sensor99rus/s_11.pdf) (Last access data 03.10.2019).

Надійшла 09.10.2019

Received 09.10.2019

УДК 621.31+620.9.001

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.115>

## ФОРМУВАННЯ НАВЧАЮЧИХ СУКУПНОСТЕЙ ДЛЯ ІНФОРМАЦІЙНО-ВІМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ ДІАГНОСТИКИ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ З УРАХУВАННЯМ РЕЗУЛЬТАТІВ ЙОГО ВІБРОУДАРНИХ ВИПРОБУВАНЬ

О.В. Бондарчук<sup>2</sup>, канд. техн. наук, М.В. Мислович<sup>1\*</sup>, докт. техн. наук,  
Т.Г. Соболевська<sup>2</sup>, В.В. Твердяков<sup>1</sup>, канд. техн. наук, Б.О. Трощинський<sup>2</sup>

1 – Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

2 – Київський національний університет будівництва і архітектури,

пр. Повітрофлотський, 31, Київ, 03037, Україна

e-mail: [ovbond1970@ukr.net](mailto:ovbond1970@ukr.net); [mysl@ied.org.ua](mailto:mysl@ied.org.ua); [sobolevska@atp.in.ua](mailto:sobolevska@atp.in.ua); [vadim@ied.org.ua](mailto:vadim@ied.org.ua); [bohphant@gmail.com](mailto:bohphant@gmail.com)

*Наведено основні вимоги до систем діагностування електроенергетичного обладнання з урахуванням концепції Smart Grid. Розглянуто деякі результати, що стосуються питань утворення вібраційних діагностичних сигналів у окремих вузлах електротехнічного обладнання за допомогою ударних впливів. Запропоновано основні складові до інформаційного забезпечення для систем діагностики електротехнічного обладнання, беручи до уваги основні вібраційні складові, що утворюються за зовнішнього ударно-вібраційного збудження досліджуваних об'єктів. Розглянуто деякі складові цього забезпечення, серед яких – математичні моделі діагностичних сигналів, а також моделі, що описують багаторезонансну структуру вібрацій досліджуваних вузлів електротехнічного обладнання. Запропоновано та досліджено форми представлення навчаючих сукупностей, що відповідають певним технічним станам вузлів електротехнічного обладнання, зважаючи на багаторезонансну структуру їх вібрацій. Бібл. 11, рис. 16.*

**Ключові слова:** електротехнічне обладнання, система діагностики, концепція Smart Grid, навчаюча сукупність.

За даними багатьох джерел, наприклад [1, 2, 3 та ін.], на сьогодні за різними оцінками від 70 до 90 % основного обладнання та 80 % обладнання власних потреб у енергетиці України вже відпрацювали свій ресурс. Для подальшої надійної експлуатації цього обладнання необхідно або повністю його замінити, або оснастити ці об'єкти сучасними засобами моніторингу і в такий спосіб з високою ймовірністю визначити залишковий ресурс і забезпечити загальне підвищення їх експлуатаційної надійності. Перший шлях вирішення такої проблеми – заміна – вимагає величезних коштів (близько 50 млрд. \$). Другий шлях передбачає систематичне визначення фактичного технічного стану і залишкового ресурсу електротехнічного обладнання (ЕО), що знаходиться в експлуатації, на основі створення та використання сучасних методів і засобів моніторингу та діагностики.

Найбільш ефективними методами контролю і діагностики є так звані неруйнівні методи [3...8], які зазвичай реалізуються за допомогою спеціалізованих комп'ютерних систем. До цих відносяться методи неруйнівної вібродіагностики, у яких як інформативний діагностичний сигнал використовується вібрація (вібропереміщення, віброшвидкість, віброприскорення) досліджуваних вузлів ЕО.

У роботах [9, 10, 11] було відмічено, що сучасна електроенергетика з огляду на перехід до використання інтелектуальних мереж, побудованих на основі концепції Smart Grid, вимагає формування цілісної багаторівневої системи керування, яка забезпечує високий ступінь автоматизації та надійності всієї системи, охоплює виробників електроенергії, передавальні та розподільні мережі, споживачів тощо. За цих обставин важливе місце посідає отримання актуальної інформації про фактичний стан кожного енергетичного об'єкта та обмін цією інформацією між усіма учасниками ринку електроенергії, що в сукупності забезпечує підвищення надійності системи в цілому.

Проведення моніторингу та діагностування окремих вузлів ЕО передбачає врахування власних характеристик цих вузлів, і насамперед це стосується резонансних властивостей досліджуваних об'єктів, які проявляються в процесі їх функціонування. Ці обставини мають

обов'язково враховуватися в процесі формування навчаючих сукупностей для систем діагностування, які відповідають як певним технічним станам вузлів ЕО, так і режимам їх роботи.

Під час експлуатації електротехнічне обладнання, будівельні конструкції та інші об'єкти потрапляють під вплив динамічних сил, які призводять до виникнення механічних коливань. Часто слід провести дослідження таких коливань з метою забезпечення характеристик конструкції "стандартним" чи контрольним значенням. Така задача визначення відповідності властивостей об'єкту заданим чи очікуваним є однією з найважливіших задач діагностики.

Вимірювання та частотний аналіз механічних коливань об'єкту діагностики (ОД) можуть бути виконані з використанням методів спектрального аналізу сигналів. Але після цього може бути проведена перевірка відповідного частотного спектру механічних коливань заданим параметрам.

Над вирішенням поставлених задач працювали як закордоні, так і вітчизняні наукові установи та фірми.

На основі методу визначення частотних характеристик відгуків фірмою Bruel & Kjaer (Данія) розроблено методи та технічні засоби для проведення так званого модального аналізу різноманітних технічних об'єктів [3]. Головною перевагою такого підходу є змога побудови параметричних моделей, у яких реальна динамічна система апроксимується системою простих осциляторів з параметрами, які визначаються за результатами «підгонки» під поведінку реальної системи з нескінченним числом ступенів свободи. А це вже не просто діагностування динамічної системи, але й прогнозування її поведінки за різних варіантів динаміки збудження та конструкції її виконання.

За даними, що наведено в [10], також проводились дослідження резонансних властивостей деяких промислових об'єктів за різноманітних динамічних впливів. Діагностика споруджень здійснювалася з метою виявлення аномалій та дефектів, що з'явилися як наслідок конструктивних, технологічних чи експлуатаційних помилок. Спорудження піддавалось динамічному впливу і визначались параметри відгуку. Вони аналізувались, і далі шляхом моделювання визначався реальний стан конструкції.

Фірмами US Steel Corp., Snyder Corp. та Університет Цинциннаті [10] проводились спільні дослідження вібраційних характеристик двох фундаментних плит для металоріжучих станків: литої чавунної та зварної сталеві. З огляду на форму коливань визначались ті розрізи конструкції, які необхідно було зробити більш жорсткими для запобігання їх пошкодженням при інтенсивному вібраційному навантаженні. Щодо фундаментних плит великих металоріжучих станків знання форми коливань дало змогу знизити їх собівартість за рахунок застосування ребер жорсткості та зміни конструкції окремих секцій там, де це було необхідно.

Основна мета даної роботи полягає в розв'язанні задачі врахування резонансних особливостей досліджуваних вузлів ЕО під час проведення їх вібраційної діагностики. Урахування резонансних особливостей здійснено як за допомогою побудови і дослідження математичних моделей вібраційних сигналів, так і шляхом проведення експериментів на реальному ЕО з використанням засобів віброударного збудження вібраційної хвилі у досліджуваному ЕО.

У процесі реалізації поставленої мети було вирішено наступні задачі:

- розробити та дослідити математичні моделі, що доводять багаторезонансну структуру вібрацій досліджуваних вузлів ЕО;
- розробити структурну схему системи для вимірювання вібраційних сигналів, побудувати дослідний зразок цієї системи та налаштувати її для проведення експериментальних досліджень;
- провести експериментальні дослідження з визначення резонансних частот для досліджуваного ЕО;
- вибрати форму представлення та сформувані навчальні сукупності, що відповідають умовно справному стану досліджуваних вузлів з урахуванням їх резонансних складових (у вигляді полігонів частот).

Це дало змогу розробити підходи для побудови навчальних сукупностей для систем діагностування з урахуванням резонансних особливостей ЕО, що діагностуються.

Багаторезонансну математичну модель вібрацій досліджуваних вузлів ЕО побудовано з огляду на їх випадкову природу. У загальному випадку спрощена математична модель, що характеризує процеси, які відбуваються при функціонуванні об'єкта діагностування з урахуванням впливу режимів їх роботи має вигляд

$$\Xi = \psi[\mathbf{H}, \Phi(t, \theta), t], \quad (1)$$

де  $\Xi$  –  $j$ -вимірний вектор, компонентами якого є  $j$  вихідних функцій  $\xi_1(t), \xi_2(t), \dots, \xi_j(t)$ ;

$\mathbf{H}$  –  $n$ -вимірний вектор, компонентами якого є  $n$  вхідних функцій  $\eta_1(t), \eta_2(t), \dots, \eta_n(t)$ ;

$\Phi(t, \theta)$  –  $m$ -вимірний вектор, компонентами якого є  $m$  внутрішніх функцій об'єкта діагностики  $\varphi_1(t, \theta), \varphi_2(t, \theta), \dots, \varphi_n(t, \theta)$ ;  $t$  – час, а  $\psi[\bullet]$  – деякий у загальному випадку нелінійний функціонал від указаних вище векторів, що залежить від часу. У наведеному співвідношенні (1) параметр  $\theta$  характеризує режим роботи досліджуваного об'єкта. Цей параметр  $\theta$  може характеризувати такі режими роботи ЕО: швидкісний, температурний, електричного або механічного навантаження та ін.

Аналогічним чином може бути представлена математична модель об'єкта діагностування з урахуванням будь-яких режимів роботи при його функціонуванні.

У роботах [3, 7, 8, 10, 11] показано, що модель широкого класу діагностичних процесів може бути представлена у вигляді лінійних випадкових процесів (ЛВП). Важливою властивістю моделей ЛВП, яка і зумовила їх використання для розв'язування широкого класу прикладних задач, в тому числі й статистичної діагностики, є те, що для них відомий загальний вигляд характеристичної функції. Це дає можливість знаходити як моменти процесу будь-якого порядку (за умови, що вони існують), так і скінченновимірні розподіли процесу.

У роботах [3, 7] було застосовано метод стохастичних інтегральних представлень, що дає конструктивний спосіб задання досить широкого класу випадкових процесів. Згідно з цими роботами процес, який є відгуком лінійної системи на вплив у вигляді білого шуму, котрий представляється як узагальнена похідна деякого безмежно подільного випадкового процесу, можна описати математичною моделлю ЛВП.

Для гільбертових лінійних процесів (тобто процесів зі скінченною дисперсією, характеристична функція яких може бути представлена в канонічній формі Колмогорова) у роботах [3, 11] наведено дослідження їх властивостей, а також можливості їх використання для класифікації інформаційних сигналів у різних застосуваннях. У результаті цих досліджень було розроблено методи повного ймовірнісного аналізу ЛВП, зокрема, отримані співвідношення для визначення характеристичних функцій (ХФ) та моментів процесу будь-якого порядку через параметри вхідного (породжуючого) процесу та характеристики лінійної системи (її ядро). Таким чином, теорія ЛВП стала зручним математичним апаратом для аналізу відгуків лінійних систем, що описуються моделлю ЛВП.

Нагадаємо, що відповідно до [3, 7] лінійним (у вузькому розумінні) випадковим процесом називають стохастичний інтеграл виду

$$\xi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau, t) d\eta(\tau), \quad t \in T, \quad T \subset R, \quad (2)$$

де  $\varphi(\tau, t)$ ,  $\tau \in (-\infty, \infty)$ ,  $t \in T$  – така дійсна невід'язкова числова функція (ядро (2)), що

$\int_{-\infty}^{\infty} |\varphi(\tau, t)|^p d\tau < \infty$  рівномірно за  $t$  при  $p=1, 2$ ;  $\{\eta(\tau), \mathbf{P}\{\eta(0)=0\}=1, \tau \in (-\infty, \infty)\}$  – стохастично не-

перервний випадковий процес з незалежними приростами.

Детерміновану функцію  $\varphi(\tau, t)$  називають ядром інтегрального зображення (2). Узагальнена похідна процесу  $\eta(\tau)$ , тобто  $\zeta(\tau) = d\eta(\tau)/d\tau$  (породжуючий процес), являє собою випадковий процес типу білого шуму внаслідок незалежності приростів процесу  $\eta(\tau)$  [3, 7]. Таким чином, ЛВП можна розглядати як відгук лінійної системи з імпульсною реакцією  $\varphi(\tau, t)$  на вплив білого шуму  $\eta'(\tau)$ .

Зважаючи на те, що діагностичні сигнали формуються реальною фізичною системою, процес  $\xi(t)$  повинен мати скінченні значення енергетичних характеристик. Тому будемо вважати, що процес  $\xi(t)$  гільбертів, тобто виконується умова  $M\|\xi(t)\|^2 < \infty$ . Для того, щоб процес (2) був гільбертовим, необхідно, щоб дисперсія приростів процесу  $\eta(\tau)$  була скінченною [22]. У випадку інтегрованості за  $\tau$  функції  $\varphi^k(\tau, t)$ ,  $k = 1, 2, \dots$  при всіх  $t$  та існування всіх кумулянтів процесу  $\eta(\tau)$  у точці  $\tau = 1$  до  $k$ -го порядку включно будуть мати місце також змішані кумулянти для значень процесу  $\xi(t)$   $k$ -го порядку в моменти часу  $t_1, \dots, t_k$ . Згідно з [3, 7] вони визначаються співвідношеннями:

$$\kappa_k[\xi(t_1), \dots, \xi(t_k)] = \kappa_k \int \prod_{j=1}^k \varphi(\tau, t_j) d\tau, \quad k = 1, 2, \dots, \quad (3)$$

де  $\kappa_k$  –  $k$ -й кумулянт випадкової величини  $\eta(1)$ .

Зокрема, вирази для математичного сподівання  $M[\xi(t)]$  та кореляційної функції  $R_\xi(t_1, t_2)$  ЛВП (2) мають вигляд:

$$M[\xi(t)] = \kappa_1 \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau, t) d\tau, \quad R_\xi(t_1, t_2) = \kappa_2 \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau, t_1) \varphi(\tau, t_2) d\tau. \quad (4)$$

Останні вирази використовуються при теоретичному обґрунтуванні діагностичних ознак для визначення технічного стану вузлів ЕО за їхніми вібраційними відгуками на імпульсній вплив.

Основною перевагою моделі ЛВП є те, що основні ймовірнісні характеристики процесу (2), такі як моменти розподілу, кореляційна функція, характеристична функція, можуть бути в явному вигляді записані через параметри породжуючого процесу  $\eta(\tau)$  і ядро процесу  $\varphi(\tau)$ . Крім того, лінійні операції (інтегрування, диференціювання) над процесами виду (2) дають у результаті знову процесу виду (2).

Для лінійного у вузькому розумінні випадкового процесу  $\xi(t)$  (2) за припущення, що

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi^2(\tau, t) d\tau < \infty,$$

логарифм одновимірної характеристичної функції визначається виразом [3, 7]

$$\ln f_\xi(u) = ium \sum_{j=1}^n a_{jn} + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \exp\left( iux \sum_{j=1}^n a_{jn} \varphi_j(\tau) \right) - 1 - iux \sum_{j=1}^n a_{jn} \varphi_j(\tau) \right] \frac{dK(x)}{x^2} d\tau, \quad (5)$$

де  $\varphi_j(t)$ ,  $j = \overline{1, n}$  визначаються за співвідношенням (2);  $m$  та  $K(x)$  – параметри характеристичної функції породжуючого процесу  $\eta(\tau)$  у формі Колмогорова;  $a_j$  – деякі вагові коефіцієнти.

Відповідно до вище означених припущень, подальший розгляд математичних моделей діагностичних сигналів проведемо для вібрацій, що утворюються при роботі ЕО.

З урахуванням моделей (1) та (2) і основних положень теорії ЛВП математична модель вібраційного процесу досліджуваного об'єкта може бути представлена у вигляді векторного ЛВП наступним чином

$$\Xi_n(t) = \{\xi_1(t), \xi_2(t), \dots, \xi_n(t)\}, \quad t \in T, \quad (6)$$

де послідовність компонент  $\{\xi_j(t), j = \overline{1, n}\}$  моделі (6) описує послідовність діагностичних вібраційних сигналів ЕО у  $n$ -режимах його функціонування.

Модель (6) є векторним ЛВП, яка дає змогу врахувати специфіку і характерні можливості різних режимів роботи досліджуваного ЕО. Наведена модель є подальшим розвитком відомих математичних моделей діагностичних сигналів [3, 7, 10, 11], що були отримані при дослідженні фізичних процесів, супроводжуючих роботу ЕО. З метою практичного використання в роботі досліджується модель стаціонарного ЛВП, яка знайшла широке застосування у вібродіагностиці технічних об'єктів і систем.

Таким чином, компонента  $\xi_j(t)$  моделі (6) має інтегральне представлення у вигляді:

$$\xi_j(t) = \int_0^{\infty} \varphi_j(t-\tau) d\eta(\tau) = \int \varphi_j(t-\tau) \eta'(\tau) d\tau, \quad j = \overline{1, n}, \quad t \in T, \quad (7)$$

де детермінована функція  $\varphi_j(t)$  характеризує імпульсну перехідну функцію об'єкта дослідження як лінійної системи у  $j$ -му режимі функціонування, а породжуючий процес  $\eta(t)$  – випадковий процес з незалежними приростами і безмежно-подільними законами розподілу, який враховує дію значної кількості стохастичних факторів, виникаючих при формуванні діагностичного сигналу. Похідна процесу  $\eta'(\tau)$  є процесом білого шуму, що дає можливість використати поєднання теоретичних і експериментальних результатів досліджень у галузі вібродіагностики.

Результати теоретичних і експериментальних досліджень [3, 7, 8, 10, 11] показали, що вібрації широкого класу технічних об'єктів, зокрема і багатьох вузлів ЕО, мають чітко виражену багаторезонансну структуру, тобто досліджувані вузли ЕО являють собою багаторезонансну коливальну систему. Зважаючи на припущення про лінійність досліджуваного вузла, цю систему можна представити як лінійну комбінацію коливальних систем другого порядку [3, 7, 11]. Отже, ударну вібраційну хвилю в точці вимірювання будемо розглядати як зважену суму випадкових процесів, кожен з яких є реакцією на прикладений ударний вплив відповідної коливальної системи другого порядку, тобто

$$\xi_j(t) = \sum_{i=1}^m a_{ji} \xi_{ji}(t), \quad j = \overline{1, n}, \quad t \in T. \quad (8)$$

У моделі (8) для компоненти  $\xi_j(t)$  застосовано наступні позначення:

$m \in \mathbb{N}$  – ціле число, яке характеризує кількість резонансних частот;

$a_{ji}$  – вагові коефіцієнти, що відображають співвідношення енергій між відповідними резонансними частотами.

Складова  $\xi_{ji}(t)$  враховує характеристики сигналу на частотах, близьких до  $i$ -го резонансу і описується формулою:

$$\xi_{ji}(t) = \int_0^{\infty} \varphi_{ji}(t-\tau) \eta'(\tau) d\tau, \quad (9)$$

де  $\varphi_{ji}(t)$  – імпульсна перехідна функція формуючого резонансного  $i$ -го фільтру.

Ураховуючи, що досліджувана система є часоінваріантною, а також той факт, що реальна механічна система має незначне затухання (тобто,  $2\pi f > \beta$ ), імпульсна перехідна функція формуючого резонансного  $i$ -го фільтру набуває вигляду:

$$\varphi_{ji}(t) = \frac{(2\pi f_{ji})^2}{\psi_{ji}} e^{-\beta_{ji} t} \sin(\psi_{ji} t) U(t), \quad (10)$$

де  $f_{ji}$  – резонансна частота;  $\beta_{ji}$  – коефіцієнт, що характеризує ступінь згасання коливань  $i$ -ї складової;  $\psi_{ji} = \sqrt{(2\pi f_{ji})^2 - \beta_{ji}^2}$  – коефіцієнт, який характеризує ступінь взаємозв'язку між  $f_{ji}$  та  $\beta_{ji}$ ;  $U(t)$  – нормалізована функція Хевісайда (одичний стрибок).

Зміна режиму роботи ЕО призводить до зміни власних характеристик об'єкту діагностування, який у представленнях (6) та (7) задається функцією  $\varphi_{ji}(t)$ . У свою чергу це призводить до залежності числових параметрів і функціональних характеристик вимірюваних діагностичних сигналів  $\xi_j(t)$ , що описується згідно з (8) та (9).

У припущенні, що в процесі вимірювання й обробки діагностичного сигналу режим роботи досліджуваного вузла ЕО не міняється, маємо стаціонарний випадок функціонування цього вузла. З огляду на це припущення можна стверджувати, що вид основних функціональних характеристик, а саме кореляційної функції  $R(s)$ , спектральної щільності потужності

$S(f)$  та характеристичної функції  $f(u, t)$  досліджуваних вібрацій залишиться незмінним для будь-яких режимів роботи ЕО. Це дає змогу використати основні співвідношення для вказаних функціональних характеристик, які було отримано в роботах [3, 7, 10, 11] для фіксованого режиму роботи ЕО.

На основі проведених теоретичних досліджень запропонованих математичних моделей вібродіагностичних сигналів обґрунтована наступна послідовність діагностичних ознак, яка враховує як різні режими, так і можливий технічний стан об'єктів діагностування ЕО:

- при спектрально-кореляційному аналізі: коефіцієнти затухання  $\beta_{ji}$ , частотні параметри  $\psi_{ji}$ ,  $j = \overline{1, n}$ ,  $i = \overline{1, m}$ ;
- при аналізі ймовірнісного розподілу: характер щільності функції розподілу ймовірностей; величини початкових і центральних моментів, серед яких найбільш інформативними є коефіцієнти асиметрії  $k$  та ексцесу  $\gamma$ .

Розглянемо питання експериментального підтвердження запропонованої багаторезонансної вібрації ЕО.

Експериментальна перевірка запропонованої багаторезонансної моделі вібрацій ЕО та формування навчаючих сукупностей з урахуванням власних частот коливань досліджуваного обладнання здійснювалась шляхом аналізу його власних частот коливань. Досліджувались як зразки ЕО, встановлені в лабораторіях Інституту електродинаміки НАН України, так і деяке ЕО, що експлуатується на діючих електростанціях.

Випробуванням піддавалось наступне електротехнічне обладнання:

- вимикач повітряний ВВ-220;
- опора (залізобетонна) під повітряний вимикач;
- трансформатор вимірювальний типу ТФНД-220;
- опора (залізобетонна) під трансформатор вимірювальний типу ТФНД-220;
- макет пакету шихтованого магнітопроводу (лабораторний стенд розробки ІЕД НАН України).

Збудження вібраційних коливань у вказаному ЕО здійснювалось шляхом нанесення в певну точку удару за допомогою ударного молотка, у якому передбачено розміщення вимірювального перетворювача (акселерометра), що забезпечувало утворення певного імпульсного сигналу, який «запускав» інформаційно-вимірювальну систему (ІВС) діагностики для вимірювання та обробки вібраційного сигналу, який утворювався в тілі досліджуваного ЕО внаслідок ударного впливу.

На рис. 1 наведено структурну схему ІВС, за допомогою якої здійснювалось вимірювання та обробка вібраційних сигналів, що характеризують коливальні властивості досліджуваного ЕО. У відображеній на рис. 1 схемі прийнято такі позначення: ОД – об'єкт діагностики; УМ – ударний молоток; А1...А4 – акселерометри; ПП1...ПП4 – попередні підсилювачі; БАФ1...БАФ3 – блоки аналогової фільтрації; СК – селектор каналів; БВО – блок вторинної обробки; ППВД – пристрій перетворення і вводу даних; ППП – пакет прикладних програм; ЕОМ – електронна обчислювальна машина.

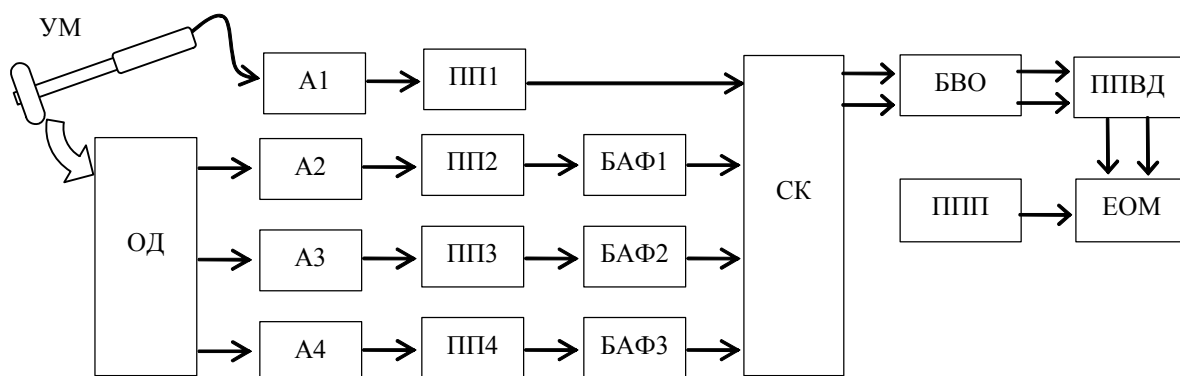


Рис. 1

До складу БВО входять:

- режекторні фільтри з частотами режекції 50 та 100 Гц (з глибиною режекції близько 40 дБ), призначені для усунення з сигналу завад у вигляді частотних складових першої та другої гармонік промислової частоти;
- фільтри верхніх частот ФВЧ з частотами 0,5; 1; 5 та 10 кГц;
- фільтри нижніх частот ФНЧ з верхніми граничними частотами 2; 4; 5 та 10 кГц.

Набір ФНЧ та ФВЧ дає змогу сформувати необхідну смугу частот для дослідження вібраційної хвилі.

Пристрій перетворення та вводу даних ППВД призначений для перетворення аналогових сигналів у цифровий код з подальшим вводом цього коду в ЕОМ, яка працює під управлінням спеціально створеного пакету прикладних програм ППП. До складу ППП входять програми цифрової статистичної обробки часових рядів, що включають отримання оцінок основних статистичних характеристик: моментів розподілу, кореляційних функцій, спектрів потужності.

Експерименти по вимірюванню та реєстрації коливань проводились на знеструмленому обладнанні. Зі схеми (рис. 1) видно, що на ОД було встановлено акселерометри (А1, ... А4), які перетворювали в електричний сигнал вібраційну хвилю, що збуджувалось тестовим механічним ударом. Механічний удар проводився ударним молотком (УМ) виробництва фірми РСВ Piezotronics (США), який зображено на рис. 2. Для синхронізації удару з відгуком ОД на УМ було встановлено акселерометр.

*Ударні випробування повітряного вимикача ВВ-220.* На рис. 3 зображено схематичне креслення однієї фази вимикача ВВ-220, встановленого на металевій рамі (І), яка в свою чергу кріпиться на 4-х залізобетонних опорах (ІІ). Акселерометри для вимірювання вібраційної хвилі встановлено в точках А1, А2, А3. Стрілками показано місця та напрямки ударів, які наносились з допомогою ударного молотка. Римськими цифрами позначено: І – металеву раму, ІІ – залізобетонну опору, ІІІ – бак вимикача.

На рис. 4 показано типові спектрограми коливань вимикача ВВ-220, виміряні з допомогою акселерометру, розміщеного в точці А3 при нанесенні удару в точку 1. З наведених спектрограм видно, що основні частоти коливань вимикача знаходяться в області 300 Гц. Можна відмітити також незначний підйом в областях 550, 700, 800 та 950 Гц.

Для підтвердження результатів цих експериментів було приведено вимірювання коливань високовольтного вводу вимикача, які фіксувалися акселерометром, розміщеним у точці 3 при нанесенні ударів у точках 2, 3, 4 (рис. 3). На рис. 5 та 6 наведено найбільш типові спектрограми коливань вводу вимикача ВВ-220 при збудженні цих коливань ударним молотком у точках 2 та 4 відповідно. Так, результати аналізу спектрограми, зображеної на рис. 4, підтверджують, що основні коливання вводу вимикача знаходяться в області 300 Гц. Зі спектрограми рис. 5 видно, що, крім основної частоти 300 Гц, відмічаються частоти в областях 500, 800 та 950 Гц.

Проаналізувавши наведені спектрограми, можна констатувати, що в процесі формування навчальних сукупностей для інформаційно-вимірювальних діагностичних систем (ІВДС) ЕО необхідно зважати на те, що власні частоти коливань вимикача ВВ-220 при його ударному збудженні знаходяться в областях 300 Гц та 500 Гц.



Рис. 2

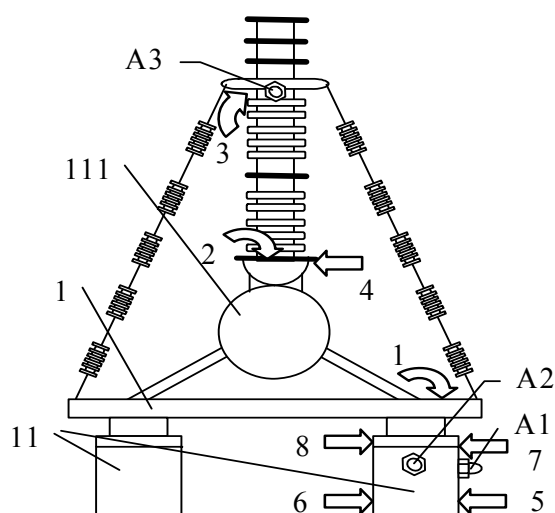


Рис. 3

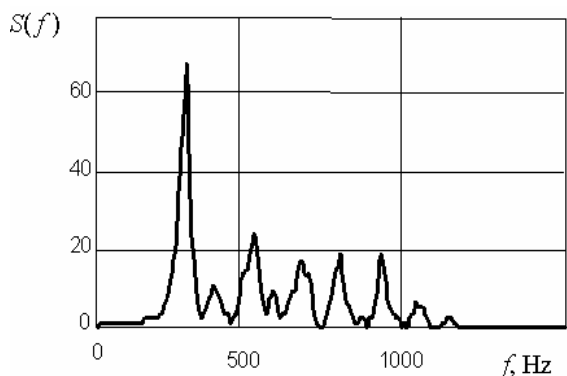


Рис. 4

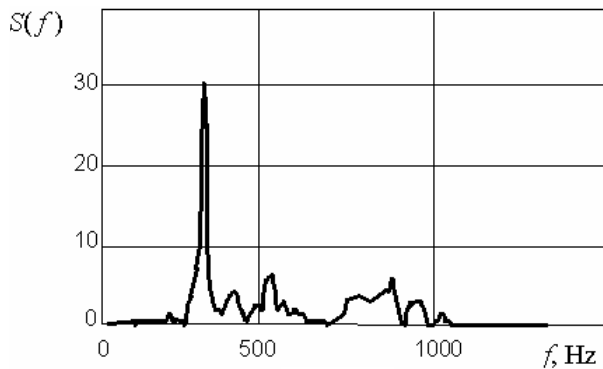


Рис. 5

Крім того, дані про ці частоти мають ураховуватись під час створення монтажних конструкцій під ці вимикачі. Насамперед це стосується сейсмонебезпечних районів України.

Було проведено також дослідження відгуків у залізобетонних опорах, на котрих розміщений вимикач ВВ-220. Удари проводились у точках 5...8 (рис.3) та вимірювались акселерометрами А1 та А2. Для прикладу на рис.6 та рис.7 наведено найбільш типові спектрограми коливань, які збуджувались в опорах при нанесенні ударів у точку 5 та в точку 8 відповідно. Аналіз спектрограм, наведений на рис.6, показує, що основні частотні складові, які поширюються в тілі опори, знаходяться в області 300, 500 та 800 Гц. Спектрограма (рис.7) підтверджує попередні результати стосовно того, що основні частоти коливань опори з встановленим на ній вимикачем ВВ-220 знаходяться переважно в області 300 Гц.

*Ударні випробування вимірювального трансформатора ТФНД-220.* Розглянемо результати ударних випробувань вимірювальних трансформаторів типу ТФНД 220. На рис.8 схематично зображено досліджуваний трансформатор. У точках А1 та А2 розміщено вимірювальні акселерометри, а стрілками 1 та 2 показано місця та напрямки ударів. На рис.9 наведено спектрограми коливань трансформатора ТФНД-220 при ударі молотком у точку 1, з якої видно, що основні складові власних коливань трансформатора зосереджені в областях 100 та 200 Гц.

Дослідження коливань, які поширювались в опорі, де розміщений трансформатор, показали, що основні спектральні складові лежать у смузі від 100 до 200 Гц (рис.10).

Наведені на рис. 4...рис. 7, рис. 9, рис.10 спектрограми вібрацій, що характеризують частоти власних коливань досліджуваного ЕО, являють собою інформаційну базу для формування навчаючих сукупностей (НС), які відповідають певному технічному стану цього обладнання.

У нашому випадку досліджуване обладнання вважалось умовно справним. Тобто ЕО не мало тріщин або сколів у фарфорових частинах ізоляторів введів вимикача та вимірювального трансформатору. Також були відсутні дефекти (тріщини, пошкодження з'єднань та ін.) у металевих конструкціях та у баку вимикача. У такому разі на основі отриманих спектрограм можна сформуванати НС, що відповідають умовно справному стану досліджуваних об'єктів і враховують їх власні коливальні властивості.

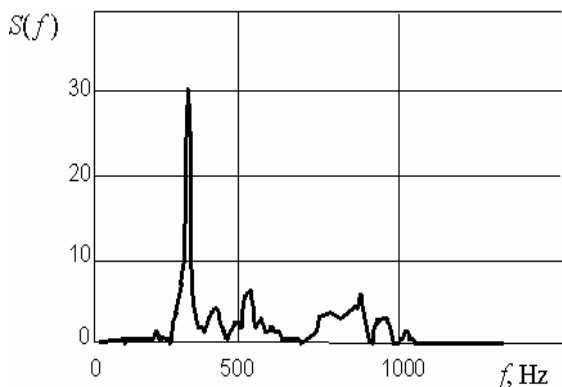


Рис. 6

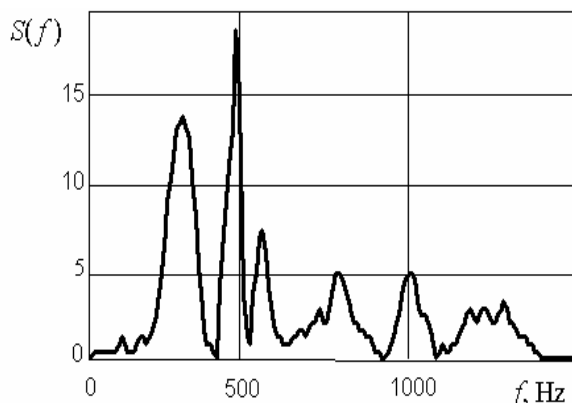


Рис. 7

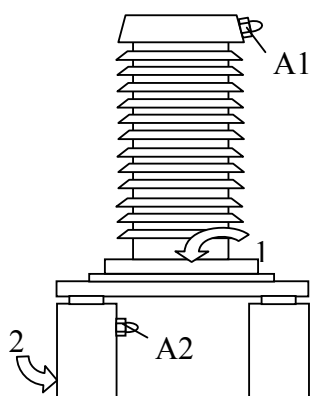


Рис. 8

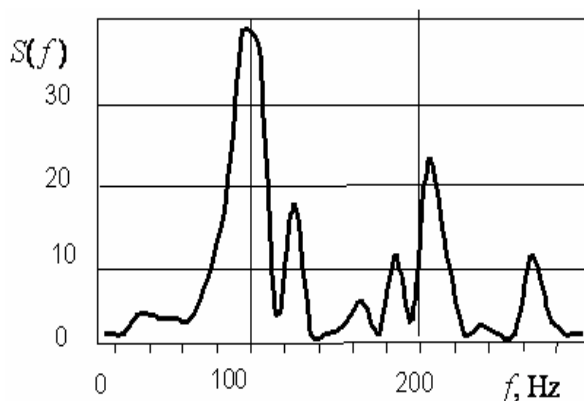


Рис. 9

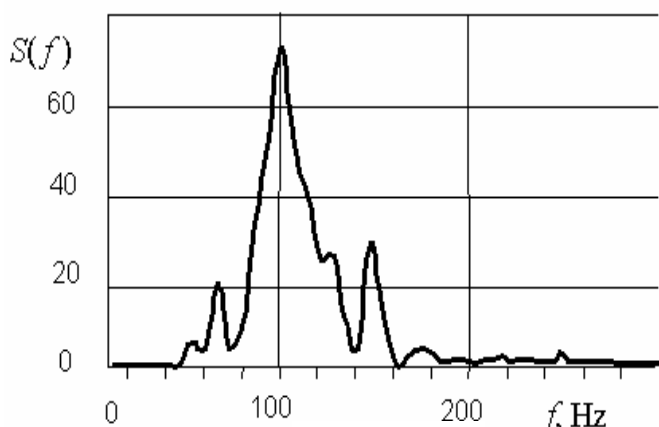


Рис. 10

Але з погляду практичного використання в ІВДС найбільший інтерес являють собою НС, що формуються для ЕО, у якому, окрім справного стану, спостерігаються певні види дефектів. Нижче, на прикладі вібровипробувань шихтованого магнітопроводу, розглянемо дослідження вібрації як для справного стану об'єкта, так і за наявності дефектів.

*Ударні випробування макета шихтованого магнітопроводу.* За допомогою ударного впливу можна проводити тестову діагностику технічного стану цілого

ряду електротехнічного обладнання, як-от шихтовані магнітопроводи, станини та фундаментні плити ЕО. Ударний метод дає можливість визначати такі дефекти, як наявність шлакових вкраплень та тріщин у суцільному металевому середовищі, а для шихтованого магнітопроводу (ШМ) – діагностувати такий специфічний дефект, як розшарування окремих пластин заліза, що утворюють пакет ротора або статора ЕМ. У електромашинобудуванні цей дефект отримав назву «розтушовка». Коротко розглянемо експерименти з вимірювання вібраційних сигналів на макеті ШМ та представимо результати обробки цих сигналів у вигляді спектрограм.

Експеримент з діагностування стану пресування пластин шихтованого магнітопроводу здійснювався в такий спосіб. Найперше включався і налаштовувався лабораторний зразок ІВС діагностики, структурна схема якого зображена на рис.1 та докладно описана в [3, 10, 11].

На рис.12 зображено макет пакету ШМ, а на рис.13 – його конструктивна схема з позначеннями окремих елементів. Стрілкою 1 (рис.13) позначено напрямок нанесення ударного впливу, 2 – стяжні болти, якими пластини ШМ стягується з певним зусиллям, 1 – пакет пластин ШМ, А1 – акселерометр. Рис.14 містить типові спектрограми вібрацій ШМ, стиснутого динамометричним ключем із зусиллям 30 Н·м, а рис.15 – спектрограми вібрацій, коли стискує зусилля на ШМ повністю відсутнє. Регулювання стискує зусилля здійснюється за допомогою стяжних болтів 2.

Для створення умов, близьких до реальної експлуатації ШМ, до клем його електричної обмотки (її видно на макеті ШМ, рис.11) підключалась електрична напруга. У нашому експерименті це була змінна напруга величиною 50 В та струм – 3,5 А.

Із рис.13 видно, що на спектрограмах стиснутого ШМ виділяються декілька спектральних максимумів на частотах 300, 1000, 1450 Гц, а на спектрограмах вібрацій ШМ з відсутнім стискуванням (рис.14) видно цілий ряд спектральних максимумів, які виділяються на частотах 250, 600, 800, 1300, 1600, 1800 Гц. Це підтверджує вище сформульоване твердження про те, що параметри спектру вібраційного сигналу, який збуджується ударним впливом,

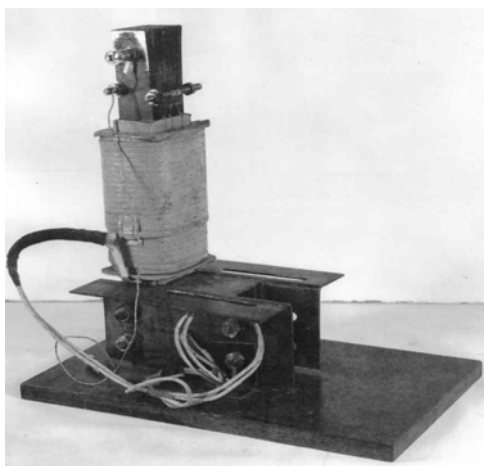


Рис. 11

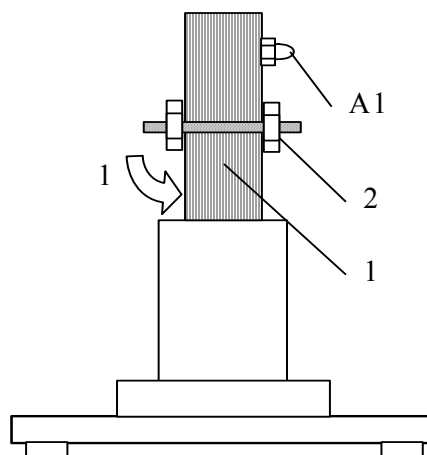


Рис. 12

можна використовувати як ознаку при діагностиці технічного стану шихтованого магнітопроводу.

Під час проведення цих експериментів за допомогою лабораторного зразку ІВС діагностики (рис.1) аналоговий вібраційний сигнал перетворювався в цифровий код з частотою дискретизації  $f_d = 10 \text{ кГц}$ , тобто представлені на рис.13 та рис.14 спектрограми містять інформацію про частоти аналізованого сигналу в смузі з верхньою граничною частотою 5 кГц.

За максимальному значенні стискаючого зусилля  $30 \text{ Н} \cdot \text{м}$  спектрограма вібрацій магнітопроводу (рис. 4, в) містить тільки 3 максимуми, які перетинають рівень 0,5 і розташовані в областях 700 Гц та 1350 Гц.

З рис. 14 видно, що за повної відсутності стискаючого зусилля в магнітопроводі в отриманій спектрограмі спостерігається значна кількість частотних складових (10, що перетинають умовний граничний рівень 0,5 за амплітудою) у всій смузі досліджуваних частот (до 5 кГц), що пояснюється вібраціями окремих пластин, які складають магнітопровід. Рівень 0,5 за амплітудою, за яким фіксується кількість максимумів спектрограми, обрано довільно для їх підрахунку.

Слід відзначити, що в усіх експериментах за різних рівнів стискання у вібраціях магнітопроводу відмічаються з різними амплітудами частотні складові в областях 700 Гц, 900 Гц, 1350 Гц, 1800 Гц та 2400 Гц. Отже, одержані результати показали багаторезонансну структуру вібрацій шихтованого магнітопроводу.

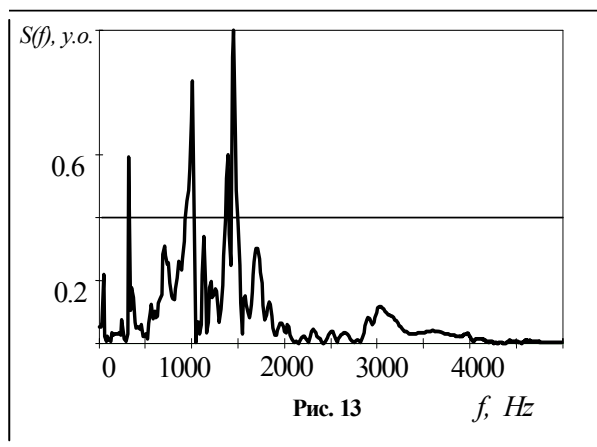


Рис. 13

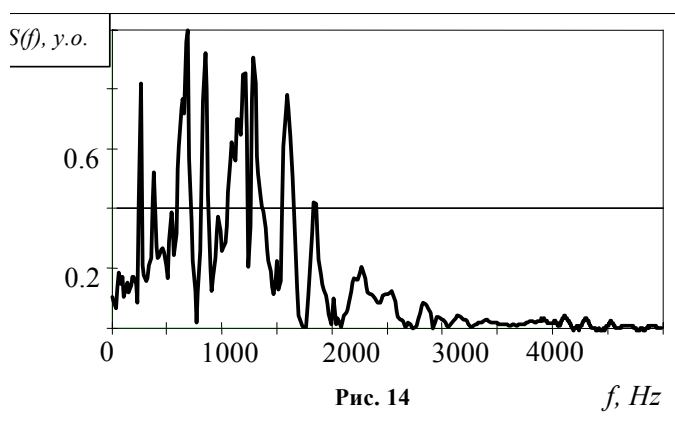


Рис. 14

Для побудови навчаючих сукупностей, які відповідають як стану пресування, так і електричному навантаженню обмотки магнітопроводу, скористаємося спектрограмами, що наведено на рис.13 та рис. 14. Базуючись на результатах їх спектрального аналізу, в якості діагностичної ознаки для побудови навчаючих сукупностей обираємо число основних максимумів спектрограм у фіксованій смузі (до 5000 Гц) частот. Кількість максимумів спектро-

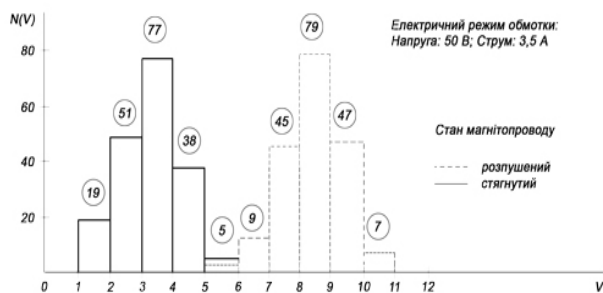


Рис. 15

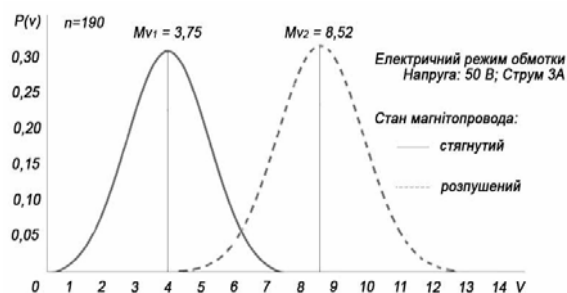


Рис. 16

грами, які враховуються при формуванні навчаючих сукупностей, – на рівні  $S_{ампл} = 0,5$  за амплітудою. На цьому рівні на графіках спектрограм на рис.13 та 14 проведено паралельно осі частот  $f$  лінії порогового значення за амплітудою спектрограми. Це значення за віссю  $S(f)$  вибрано умовно для зручності підрахування кількості максимумів у спектрограмах, що є визначальним для формування навчаючих сукупностей і наступної побудови розв’язуючих правил з визначення технічного стану вузла ЕО з урахуванням режимів його роботи. Формування навчаючих сукупностей здійснювалось в одновимірному діагностичному просторі  $\nu$ .

Аналіз кожної зі спектрограм (рис.13 та 14) дає у вибраному діагностичному просторі  $\nu$  по одній точці, яка відповідає різному ступеню (спресований із зусиллям 30 Н·м або зусилля відсутнє) пресування шихтованого магнітопроводу.

Для побудови навчаючих сукупностей у діагностичному просторі  $\nu$  проведено 190 експериментів із дослідження вібрацій ШМ, спочатку стиснутого із зусиллям 30 Н·м, а надалі – на магнітопроводі, у якого повністю знято стискаюче зусилля.

На рис.15 наведено навчаючі сукупності, побудовані в одновимірному діагностичному просторі  $\nu$ , що відповідають різним ступеням пресування пакета заліза. Навчаючі сукупності являють собою гістограми кількості максимумів  $\nu$  досліджуваних спектрограм, зафіксованих на рівні  $S_{ампл} = 0,5$ . Над кожним стовпчиком гістограми показано кількість таких перетинів рівня  $S_{ампл} = 0,5$  максимумами спектрограми досліджуваних вібрацій.

Прикінцевою операцією з діагностики технічного стану вузлів ЕО є побудова розв’язуючих правил, яка реалізується на основі навчаючих гістограм, наведених на рис.15. Однак, як показано в роботах [3, 7, 10, 11], розв’язуючі правила краще будувати не за гістограмами, а за згладжуваними їх кривими, які входять до системи кривих Пірсона.

На рис.16 наведено криві, що згладжують гістограми осередненого числа  $\nu$  максимумів спектрограм вібрацій ШМ. Ці криві і є навчаючими сукупностями в одновимірному просторі  $\nu$ . Розподіл числа  $\nu$  відповідає різним стискаючим зусиллям пакета заліза в досліджуваному магнітопроводі. З рис. 16 видно, що побудовані криві мають різні математичні сподівання, а саме:  $M\nu_1 = 3,75$  та  $M\nu_2 = 8,52$  і зміщені одна відносно одної. Таке розташування навчаючих сукупностей дає змогу практичного застосування класичної процедури перевірки статистичних гіпотез за Нейманом-Пірсоном для розв’язку задачі кількісної оцінки ступеня пресування пластин заліза в ШМ. Приклади розв’язку подібних задач наведено в [3, 7, 11].

Висновки. 1. Запропоновано методи побудови інформаційного забезпечення, які полягають у розробці та дослідженні математичних моделей, які обґрунтовують багаторезонансну структуру вібрацій електротехнічного обладнання, що дає змогу визначити ознаки для діагностування технічного стану цього обладнання за допомогою інформаційно-вимірвальних систем діагностики. 2. Розроблено методи визначення власних частот коливань електротехнічного обладнання з використанням засобів його віброударного збудження. Урахування таких власних частот коливань досліджуваного обладнання дозволяє проводити його діагностування із наперед заданими точністю і вірогідністю, які визначаються при застосуванні критерію перевірки статистичних гіпотез за правилом Неймана-Пірсона. 3. Запропоновано підхід до формування навчаючих сукупностей, що відповідають певному зусиллю пресування пластин шихтованого магнітопроводу. В якості Діагностичними сигналами, що використовуються

при формуванні цих навчаючих сукупностей, є параметри спектру вібраційного сигналу, який збуджується ударним впливом у тілі шихтованого магнітопроводу.

*Фінансується за держбюджетною темою «Розробити нові моделі та методи дослідження електродинамічних процесів в електроенергетичному устаткуванні (генератори, трансформатори, двигуни власних потреб та ін.) для вирішення задач підвищення його надійності, контролю і діагностики» (Комплекс-4), що виконується за Постановою Бюро ВФТТЕ від 07.07.2015 протокол № 16. Державний реєстраційний номер 0115U004398.*

1. Шеберстов А.И. Состояние тепловых электростанций Украины, перспективы их обновления и модернизации. *Энергетика та електрифікація*. 2004. № 12. С. 1–6.
2. Шидловський А.К., Мацевитий Ю.М. Проблеми електроенергетики України. *Техн. електродинаміка. Темат. вип. Проблеми сучасної електротехніки*. 2006. Ч.1. С. 3–7.
3. Бабак С.В., Мыслович М.В., Сысак Р.М. Статистическая диагностика электротехнического оборудования. К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2015. 456 с.
4. Биргер И.А. Техническая диагностика. М.: Машиностроение, 1978. 211 с.
5. Гуляев В.А. Вычислительная диагностика. К.: Наукова думка, 1992. 232 с.
6. Технические средства диагностирования. М.: Машиностроение, 1989. 672 с.
7. Марченко Б.Г., Мыслович М.В., Целина В.Н. Ударная диагностика шихтованных магнитопроводов. Киев, 1993. 40 с. (Препр./АН Украины. Ин-т электродинамики; 745).
8. Мыслович М.В., Федоза О.О. Обґрунтування діагностичних ознак для визначення технічного стану електротехнічного обладнання з використанням інформаційно-вимірювальної системи ударної діагностики. *Вісник національного університету Львівська політехніка. Електроенергетичні та електромеханічні системи*. 2001. № 421. С. 116–120.
9. Мыслович М.В., Сысак Р.М. Про деякі особливості побудови інтелектуальних багаторівневих систем технічної діагностики електроенергетичних об'єктів. *Техн. електродинаміка*. 2015. № 1. С. 78–85.
10. Городжа К.А. Автоматизована система статистичної віброударної діагностики електротехнічного обладнання: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.13.07. КНУБА. Київ. 2013. 175 с.
11. Герцик С.М. Комп'ютеризована система діагностики вузлів електротехнічного обладнання з урахуванням режимів його роботи: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.13.05. Ін-т електродинаміки НАН України, Київ. 2019. 182 с.

УДК 621.31+620.9.001

## ФОРМИРОВАНИЕ ОБУЧАЮЩИХ СОВОКУПНОСТЕЙ ДЛЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ДИАГНОСТИКИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ С УЧЕТОМ РЕЗУЛЬТАТОВ ЕГО ВИБРОУДАРНЫХ ИСПЫТАНИЙ

**О.В. Бондарчук<sup>2</sup>**, канд. техн. наук, **М.В. Мыслович<sup>1</sup>**, докт. техн. наук, **Т.Г. Соболевская<sup>2</sup>**, **В.В. Твердяков<sup>1</sup>**, канд. техн. наук, **Б.О. Трощинский<sup>2</sup>**

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

<sup>2</sup> – Киевский национальный университет строительства и архитектуры,  
пр. Воздухофлотский, 31, Киев, 03037, Украина

*Приведены основные требования к системам диагностики электроэнергетического оборудования с учётом концепции Smart Grid.. Рассмотрены некоторые результаты, касающиеся вопросов возникновения вибрационных диагностических сигналов в отдельных узлах электротехнического оборудования с помощью ударных влияний. Предложены основные составляющие информационного обеспечения для систем диагностики электротехнического оборудования с учётом основных вибрационных составляющих, которые возникают при внешнем ударно-вибрационном возбуждении исследуемых объектов. Рассмотрены определённые составляющие этого обеспечения, среди которых математические модели диагностических сигналов, а также модели, которые описывают многорезонансную структуру вибраций исследуемых узлов электротехнического оборудования. Предложены и исследованы формы представления обучающих совокупностей, которые соответствуют определённым техническим состояниям узлов электротехнического оборудования и учитывают многорезонансную структуру их вибраций. Библ. 11, рис. 16.*

**Ключевые слова:** электротехническое оборудование, система диагностики, концепция Smart Grid, обучающая совокупность.

**THE FORMATION OF TRAINING SETS FOR INFORMATION-MEASURING SYSTEMS FOR THE**

**DIAGNOSIS OF ELECTRICAL EQUIPMENT, TAKING INTO ACCOUNT THE RESULTS OF VIBRATION TESTS****O.V. Bondarchuk<sup>2</sup>, M. V. Myslovych<sup>1</sup>, T. H. Sobolevska<sup>2</sup>, V.V. Tverdiakov<sup>1</sup>, B.O. Troshchynskiy<sup>2</sup>**

1 – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

2 – National University of Construction and Architecture,  
pr. Povitroflotskyi, 31, Kyiv, 03037, Ukraine

*The basic requirements for diagnostic systems of electric power equipment are presented, taking into account the Smart Grid concept. Some results are considered regarding the occurrence of vibration diagnostic signals in individual nodes of electrical equipment using shock influences. The main components of information support for diagnostic systems of electrical equipment are proposed, taking into account the main vibrational components that occur during external shock-vibrational excitation of the studied objects. Certain components of this software are considered, including mathematical models of diagnostic signals, as well as models that describe the multi-resonance structure of vibrations of the studied units of electrical equipment. Presented and studied are the forms of representation of training sets that correspond to certain technical conditions of the nodes of electrical equipment and take into account the multi-resonance structure of the vibrations of the nodes of electrical equipment. References 11, figures 16.*

**Key words:** electrical equipment, diagnostic system, Smart Grid concept, training set.

1. Sheberstov A.I. The state of thermal power plants in Ukraine, the prospects for their updating and modernization. *Energetyka ta elektryfikatsiia*, 2004. No 12. Pp. 1–6. (Rus)
2. Shidlovskiy A.K., Matsevytyi Yu. M. Problems of electricity in Ukraine. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2006. Part 1. Pp. 3–7. (Ukr)
3. Babak S.V., Myslovich M.V., Sysak R.M. Statistical diagnostics of electrical equipment. Kyiv: Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, 2015. 456 p. (Rus)
4. Birger I.A. Technical diagnostics. Moscow: Mashynostroieniie, 1978. 211 p. (Rus)
5. Gulyaev V.A. Computational diagnostics. Kyiv: Naukova dumka, 1992. 232 p. (Rus)
6. Diagnostic tools. Directory. Edited by Klyuev V.V. Moscow: Mashynostroienye, 1989. 672 p. (Rus)
7. Marchenko B.G., Myslovich M.V., Tselina V.N. Shock diagnostics of laminated magnetic cores. Kyiv: 1993. 40 p. (Prep. AS of Ukraine, Institute of Electrodynamics; 745). (Rus)
8. Mislovich M.V., Fedoza O.O. Substantiation of diagnostic features for determining the technical condition of electrical equipment using the information-measuring system of shock diagnostics. *Bulletin of the National University Lviv Polytechnic*. No 421. 2001. Pp. 116–120. (Ukr)
9. Mislovich M.V., Sisak R.M. About some features of building intelligent multilevel systems for technical diagnostics of electric power objects. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2015. No 1. P. 78–85. (Ukr)
10. Gorodja K.A. Automated system of statistical vibration diagnostics of electrical equipment: author's abstract of Cand. tech. sci. diss.: 05.13.07. KNUBA. Kyiv. 2013. 175 p. (Ukr)
11. Hertzik S.M. Computerized diagnostic system for electrical equipment units, taking into account its operating modes: author's abstract of Cand. tech. sci. diss.: 05.13.05. Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine. Kyiv. 2019. 182 p. (Ukr)

Надійшла 25.02.2020

Received 25.02.2020