



ISSN 1727-9895

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

Збірник наукових праць

Випуск
61

Київ
2022

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
61**

Київ
2022

ПРАЦІ ІНСТИТУТУ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ НАН УКРАЇНИ

Редакційна колегія*:

Шаповал І.А.	головний редактор, докт. техн. наук
Кириленко О.В.	академік НАН України
Стогній Б.С.	академік НАН України
Шидловський А.К.	академік НАН України
Жаркін А.Ф.	академік 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
Мельник В.Г.	докт. техн. наук
Петухов І.С.	докт. техн. наук

Editorial board*:

I.A. Shapoval	Editor-In-Chief, Doctor of engineering sciences
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
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
V.G. Melnyk	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, Odessa
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/>);

У червні 2021 р. збірник «Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України» включений у довідник періодичних видань бази даних Ulrich's Periodical Directory (New Jersey, USA).
У збірнику здійснюються експертне рецензування та наукове редагування статей.

*Друкуються за постановою Вченої ради
Інституту електродинаміки Національної академії наук України.
Протокол № 5 від 26 травня 2022 року*

Зареєстровано 07.02.2002. Свідоцтво: серія КВ, № 5843.

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

Адреса редакції:

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

Тел. (044) 366-26-56 Е-mail: mlyv@ied.org.ua; Адреса сайту: <http://prc.ied.org.ua>

Праці
Інституту електродинаміки
Національної академії наук України

Випуск 61

2022 р.

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.61>

ЗМІСТ

ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

І.П. Кондратенко, О.М. Карлов, Р.С. Крищук

Струми та електромагнітні зусилля в системах магнітно-імпульсної обробки з феромагнітною платформою 5

ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

Шаповал І.А., Михальський В.М., Артеменко М.Ю., Чопик В.В., Поліщук С.Й.

Методи керування задля усунення гармонік у системах генерування електроенергії на основі машини подвійного живлення 13

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

Akinin K.P., Kireyev V.G., Filomenko A.A., Vertelieva O.V.

Energy characteristics of brushless magnetoelectric motors of the return-rotary motion 25

Кучинський К.А.

Вплив ступеня закріплення обмотки в торці паза статора турбогенератора на термомеханічні характеристики ізоляції її стержня 31

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Чиженко О.І., Білов І.В.

Пристрій для коригування форми напруги мережі, яка живить потужний керований випрямляч 37

Руденко Ю.В.

Розрахунок перетворювача Кука за допомогою метода усереднення на основі теорем Лагранжа 44

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА РИНКИ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

Кучанський В.В., Лиховид Ю.Г.

Техніко-економічне обґрунтування вибору конструкції фази та перерізу проводу повітряної лінії електропередач 52

ВИМІРЮВАННЯ ТА ДІАГНОСТИКА В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

Мельник В.Г., Борщов П.І., Дзядевич С.В., Саяпіна О.Я.

Спосіб вимірювання локальних змін електропровідності розчинів у диференційних кондуктометричних системах 62

CONTENTS

ELECTROTECHNOLOGICAL COMPLEXES AND SYSTEMS

Kondratenko I.P., Karlov A.N., Kryshchuk R.S.

Currents and electromagnetic forces in magnetic pulse treatment systems with ferromagnetic platform5

ELECTROTECHNICAL COMPLEXES AND SYSTEMS

Shapoval I.A., Mikhalsky V.M., Artemenko M.Yu., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y.

Control strategies to eliminate harmonics in power generation systems based on a doubly-fed induction generator 13

ELECTRICAL MACHINES AND APPARATUS

Akinin K.P., Kireyev V.G., Filomenko A.A., Vertelieva O.V.

Energy characteristics of brushless magnetoelectric motors of the return-rotary motion25

Kuchynskiy K.A.

Influence of the degree of fixing the winding at the end of the slot of the turbogenerator stator on thermomechanical characteristics of its core isolation31

SEMICONDUCTOR CONVERTERS

Chyzhenko O.I., Blinov I.V.

Device for correcting the line voltage waveform that feeds a high-power controlled rectifier37

Rudenko Yu.V.

Calculation of Cuk converter using the averaging method based on Lagrange theorems.....44

ELECTRIC POWER SYSTEMS AND ELECTRICITY MARKETS

Kuchanskyy V.V., Lykhovyd Y.H.

Feasibility study on the selection of phase design and overhead line wire cross-section.....52

MEASUREMENT AND DIAGNOSTICS IN THE ELECTRIC POWER ENGINEERING

Melnik V.G., Borshchov P.I., Dzyadevych S.V., Saiapina O.Y.

Method of measurement of local changes in electric conductivity of solutions in differential conductometric biosensor systems62

Відповідальний секретар С.В. Гаврилюк

Редактор Ю.В. Морозова-Леонова

Підписано до друку 30.05.22. Формат 60×84/8. Папір офс. Офс. друк. Ум.друк. арк. 6,8. Наклад 100 прим. Зам. 21.
Включений в Перелік наукових фахових видань України, категорія «Б».

ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

УДК 621.3:539.3

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.61.005>**СТРУМИ ТА ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ЗУСИЛЛЯ В СИСТЕМАХ МАГНІТНО-ІМПУЛЬСНОЇ ОБРОБКИ З ФЕРОМАГНІТНОЮ ПЛАТФОРМОЮ****І.П. Кондратенко**^{*}, чл.-кор. НАН України, **О.М. Карлов**^{**}, канд. техн. наук,**Р.С. Кришук**^{***}, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: dep7ied@ukr.net

Дія імпульсного струму високої густини (10^9 А/м²) призводить до появи електропластичного ефекту в металевих виробках. Для локального протікання в немагнітних пластинах імпульсного струму запропоновано магнітоімпульсне оброблення з використанням індукторів імпульсного електромагнітного поля з П-подібним магнітопроводом. Мета роботи – встановлення впливу феромагнітної платформи з нелінійною магнітною проникністю на імпульсні вихрові струми і магнітний тиск немагнітних металевих пластин різної електропровідності в процесі моделювання магнітоімпульсного оброблення зварних з'єднань для досягнення електропластичного ефекту. Використовується чисельне моделювання імпульсних електромагнітних полів методом скінченних елементів. Розрахунок струму в обмотці індуктора виконується спільним розв'язанням рівнянь магнітного поля та електричного кола для дискретного часового проміжку. Джерелом живлення є конденсатор, що заряджений до певної заданої напруги. Для дослідження впливу феромагнітної платформи на струми та сили в немагнітних пластинах з різною електропровідністю використовується однаковий імпульсний струм в обмотці індуктора. Досліджено залежність амплітудних значень густини струму та магнітного тиску на поверхнях немагнітних пластин різної електропровідності. Досліджено вплив наявності та відсутності феромагнітної платформи, а також її електропровідності і магнітної проникності на величини струму і магнітного тиску в немагнітній пластині. Бібл. 13, рис. 7, таблиця.

Ключові слова: магнітоімпульсне оброблення, П-подібний магнітопровід, імпульсний струм, магнітні сили, феромагнітна платформа.

Вступ. Дія імпульсного струму густиною понад 10^8 А/м² з тривалістю імпульсів $10^{-4} \dots 10^{-3}$ с призводить до появи електропластичного ефекту в металевих виробках [1–5]. Електропластичний ефект проявляється у вигляді зменшення залишкових напружень, що актуально для зварних швів. Електромагнітне поле впливає на всіх структурних рівнях: мікро-, макро-, мезо- і практично в усіх випадках кінцевий результат є наслідком спільної дії множини вищевикладених ефектів, що проходять на різних рівнях будови матеріалу [1]. Макроскопічні ефекти впливу електромагнітного поля є результатом його дії на всі структурні та ієрархічні рівні матеріалу. Електромагнітне поле викликає зміну властивостей матеріалів різної магнітної природи, що дозволяє модифікувати як магнітні, так і немагнітні матеріали [2]. У [3] встановлено, що в результаті електродинамічної обробки металу зварного шва (стикове зварне з'єднання) сплаву АМг6 кількість циклів до руйнування зразків у разі симетричного вигину підвищується майже вдвічі у порівнянні з необробленими.

Відомі також інші результати досліджень впливу імпульсних струмів на властивості електропровідних матеріалів. Наприклад, макроскопічні експерименти стиснення евтектичного сплаву Al-Al₂Cu [4] з використанням імпульсів електричного струму (густина струму $1,66 \pm 0,01$ кА/мм², довжина імпульсу 0,5 мс) показують більше падіння напруження металу та більш високі деформації руйнування. Перший імпульс струму викликає більше падіння напруги внаслідок відкріплення дислокацій від перешкод, ніж наступні імпульси електричного струму. У експериментах з довжиною імпульсів 100 мкс встановлено, що більша інтенсив-

ність струму, інтервал імпульсів і швидкість навантаження призводять до більших зсувів дислокацій. Також імпульси електричного струму викликають зсуви зміщення під час розвантаження стисненого сплаву.

У [5] встановлено, що використовувати технологію електропластичної деформації потрібно тільки за низьких і середніх швидкостей прокатки (не більше 0,5 м/с), а більші швидкості використовувати на дуже тонких заготовках. Встановлено параметри імпульсного струму для прокату нержавіючої сталі 12Х18Н9 і 12Х18Н10Т від 2 мм до 0,3 мм зі швидкістю 0,3...0,5 м/с: амплітуда густини струму $10^8 \dots 10^9$ А/м², тривалість імпульсів 0,15...0,2 мс, частота повторень імпульсів 500...800 Гц. Максимальна потужність складала у той же час 150 кВт, амплітуда струму 45 кА, густина струму в зоні деформації $0,3 \dots 0,8 \cdot 10^9$ А/м², залежно від товщини заготовки.

Для локального протікання у зварних швах немагнітних пластин імпульсного струму запропоновано магнітоімпульсне оброблення з використанням індукторів імпульсного електромагнітного поля [6–8]. Такі індуктори можуть бути з магнітопроводом та без магнітопроводу. Магнітопровід дає змогу досягати потрібного імпульсного вихрового струму з меншими вимогами до джерела живлення – менший струм та напруга в обмотці індуктора [9].

Ідея цього дослідження полягає в тому, щоб розмістити немагнітну пластину зі зварним швом на феромагнітній платформі, що дозволить досягти збільшення густини вихрового струму і магнітних сил у зварному шві [10]. Протікання імпульсного струму в обмотці індуктора з П-подібним магнітопроводом індукуює вихрові струми в немагнітній пластині. Тоді умовна глибина проникнення імпульсу електромагнітного поля δ в пластину залежить від тривалості імпульсу струму T_i і електропровідності σ пластини:

$$\delta = \sqrt{2/(\mu\sigma\omega)} = \sqrt{1/(\mu\sigma f)} = \sqrt{2T_i/(\mu\sigma\pi)}. \quad (1)$$

Якщо умовна глибина проникнення імпульсного електромагнітного поля в пластину δ менша, ніж товщина пластини g , то відповідно до [10] наявність феромагнітної платформи під пластинкою не буде мати помітного впливу на розподіл електромагнітного поля у пластині.

Мета роботи. Встановлення впливу феромагнітної платформи на імпульсні вихрові струми і магнітний тиск немагнітних металевих пластин різної електропровідності в процесі моделювання магнітоімпульсного оброблення зварних з'єднань для досягнення електропластичного ефекту.

Постановка задачі. Для досягнення мети роботи використовується чисельне моделювання методом скінченних елементів для двовимірної постановки. На рис. 1 представлено ескіз індукційної системи, що використовується для моделювання методом скінченних елементів. Зварний шов проходить по осі x . Індуктор в процесі оброблення зварного шва рухається справа наліво слідом за зварювальним пальником. Тут магнітопровід 1 і феромагнітна платформа 4 мають нелінійний параметр магнітної проникності $\mu(\mathbf{B})$ (рис. 2), електрична провідність магнітопроводу 1 – $\sigma = 0$ См/м. Области 2 поперечного перерізу обмотки суцільні, без урахування наведення вихрових струмів, і в них протікає заданий сумарний струм усіх витків обмотки. Дослідження густини струму та магнітного тиску виконується під обмоткою на області 5 (рис. 1) довільної ширини l_e , де вони мають найбільші значення.

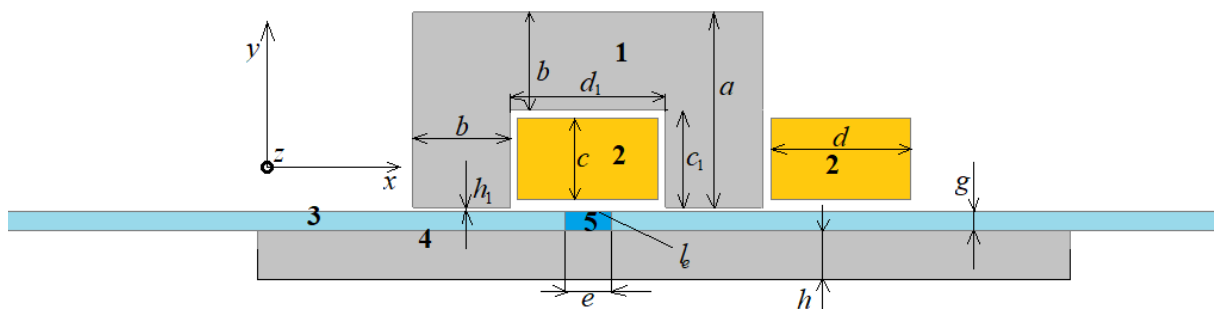


Рис. 1

Рівняння магнітного поля. Для розрахунку електромагнітних полів електромагнітної системи використовуються відомі рівняння:

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{j}, \operatorname{rot} \mathbf{A} = \mathbf{B}, \operatorname{div} \mathbf{B} = 0, \operatorname{rot} \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t,$$

$$\mathbf{E} = -\partial \mathbf{A} / \partial t, \mathbf{B} = \mu \mathbf{H}, \mathbf{j} = \sigma \mathbf{E} + \mathbf{j}_s. \quad (2)$$

Тут \mathbf{H} , \mathbf{j} , \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{E} , \mathbf{j}_s – відповідно вектори напруженості магнітного поля, густини струму, векторного магнітного потенціалу, індукції магнітного поля, напруженості електричного поля, густини струму джерела живлення, t – час. На основі (2) одержано наступне рівняння магнітного поля для векторного магнітного потенціалу [11]:

$$\operatorname{rot}(\operatorname{rot} \mathbf{A} / \mu) = -\sigma \partial \mathbf{A} / \partial t + \mathbf{j}_s. \quad (3)$$

У моделі індукційної системи присутня лише складова A_z векторного магнітного потенціалу. Тому рівняння (3) має вигляд

$$\operatorname{rot}_z(\operatorname{rot}(\bar{z} A_z) / \mu) = -\sigma \partial A_z / \partial t + j_{sz}, \quad (4)$$

де \bar{z} – одиничний вектор по координаті z . Густина струму джерела живлення j_{sz} , що присутня в областях 2 (рис. 1),

$$j_{sz} = \zeta \frac{i(t)}{s_w k_a}, \text{ де } k_a = \frac{s_a}{s_w N_w}, s_a = c \cdot d, \quad (5)$$

ζ – полярність струму в перерізі обмотки 2 (рис. 1); $i(t)$ – функція струму залежно від часу; s_w – поперечний переріз одного провідника обмотки; k_a – коефіцієнт відношення поперечного перерізу s_a області обмотки 2 (рис. 1) до сумарного поперечного перерізу провідників у ній; N_w – кількість поперечних перерізів витків обмотки (рис. 1). Рівняння магнітного поля (4) з урахуванням (5) запишеться таким чином:

$$\operatorname{rot}_z \left(\frac{\operatorname{rot}(\bar{z} A_z)}{\mu} \right) + \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} = \zeta \frac{i(t) N_w}{s_a}. \quad (6)$$

Рівняння електричного кола. Індукційна система (рис. 1) живиться від зарядженого до певної напруги конденсатора. Електричне коло (рис. 3 а) складається з конденсатора, індуктивності L та активного опору r . Диференціальне рівняння електричного кола має вигляд [12]

$$\frac{\partial \psi}{\partial t} + ri + \frac{1}{C} \int i dt + u_{c(t=0)} = 0. \quad (7)$$

Тут ψ – потокозчеплення, що визначається із розв'язку рівняння (5) для кожного моменту часу $t = t_0, t_1, \dots, t_n$ мкс; i – миттєве значення струму в провідниках електричного кола; r – сумарний активний опір в електричному колі; C – ємність конденсатора; $u_c(0)$ – напруга конденсатора в момент часу $t = 0$. З урахуванням визначення потокозчеплення ψ із розв'язку рівняння (6), з урахуванням (5), рівняння електричного кола (7) має вигляд

$$\zeta \frac{N_w l'}{s_a} \int \frac{\partial A_z}{\partial t} ds_a + ri + \frac{1}{C} \int i dt = -u_{c(t=0)}. \quad (8)$$

Тут l' – глибина моделі (рис. 1) по координаті z .

Результати дослідження. Розрахунок електромагнітного поля індукційної системи (рис. 1) та струму $i(t)$ в електричному колі (рис. 3 а) виконується чисельним методом зі спільним розв'язанням рівняння магнітного поля (6) та електричного кола (8) для моментів часу $t = 0, 5, \dots, 600$ мкс. Для цього задано такі па-

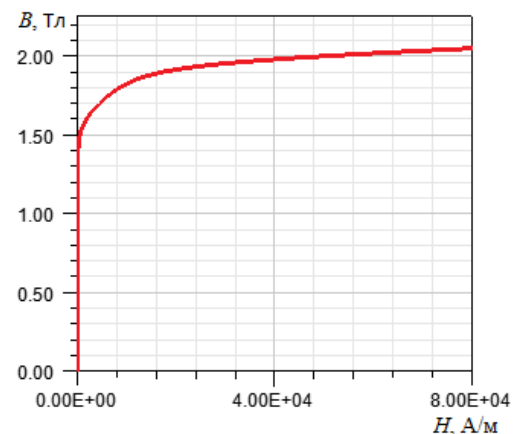


Рис. 2

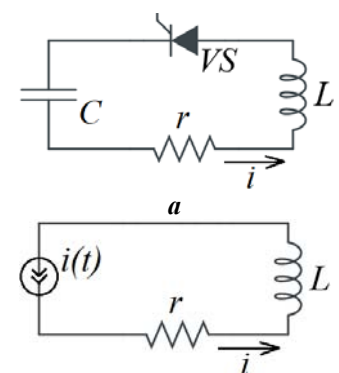


Рис. 3

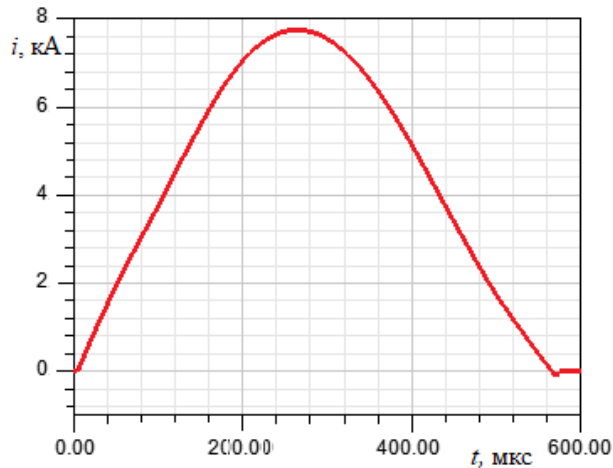


Рис. 4

раметри електричного кола (рис. 3 а): ємність конденсатора – $C = 2$ мФ; напруга зарядженого конденсатора в початковий момент часу – $u_c(0) = 800$ В; активний опір обмотки $r = 0,008$ Ом; $N_w = 36$ сумарно в двох перерізах обмотки 2 (рис. 1). Розміри моделі (рис. 1): $a = 50$ мм; $b = 25$ мм; $c = 21$ мм; $d = 36$ мм; $e = 12$ мм; $g = 2$ мм; $h_1 = 0,5$ мм; $c_1 = 25$ мм; $d_1 = 40$ мм; $l' = 100$ мм; $l_e = 12$ мм. Товщина феромагнітної платформи $h = 20$ мм вибрана такою, щоб електромагнітне поле не проникало на всю її товщину і таким чином виключити вплив цієї товщини на насичення магнітним полем. Електропровідність феромагнітної платформи – 2×10^6 См/м. Електропровідність немагнітної пластини 19×10^6 См/м, що відповідає умовній глибині проникнення 4 мм електромагнітного поля в немагнітну пластину (1), яка в 2 рази більше, ніж товщина пластини. У результаті одержано залежність струму в обмотці індуктора від часу – $i(t)$ (рис. 4). Струм зростає на проміжку часу від 0 до 270 мкс і має увігнутість близько 120 мкс, наявність якої пояснюється переходом магнітопроводу в насичений стан.

Для досягнення мети роботи використовується електричне коло, що зображено на рис. 3 б, у якому джерело струму $i(t)$ є функцією, яка представлена кривою на рис. 4. Таким чином, незмінність імпульсного струму в обмотці індукційної системи дасть змогу в усіх випадках одержати однакове первинне магнітне поле. Тоді вторинне магнітне поле, що створене вихровими струмами в пластині та платформі, буде залежати лише від параметрів платформи та пластини. Якщо задати не струм, а напругу, тоді на результати розрахунків будуть впливати параметри електричного кола, і оцінити вплив параметрів феромагнітної платформи на густину струму та магнітний тиск зварного шва буде складно.

Розрахунок індукції магнітного поля, z -складової густини струму j_z та y -складової густини магнітного тиску F_y [13] виконується за виразами:

$$\mathbf{B} = \text{rot}(\vec{z}A_z), \quad (9)$$

$$j_z = \text{rot}_z(\mathbf{B}/\mu), \quad (10)$$

$$F_y = (B_y^2 - B^2/2)/\mu. \quad (11)$$

Для знаходження усередненого магнітного тиску та усередненої густини струму на поверх-

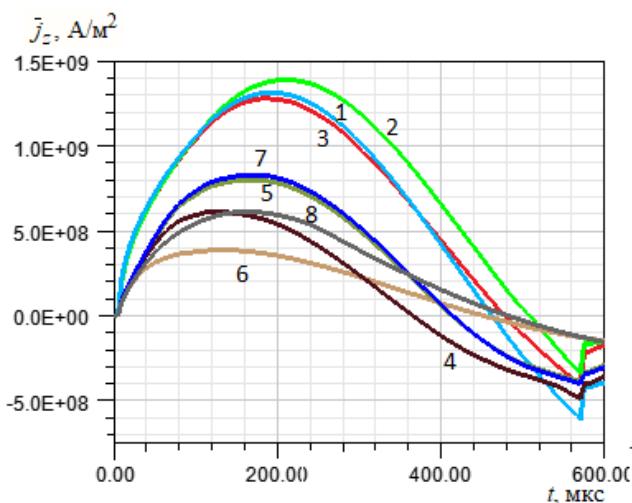


Рис. 5

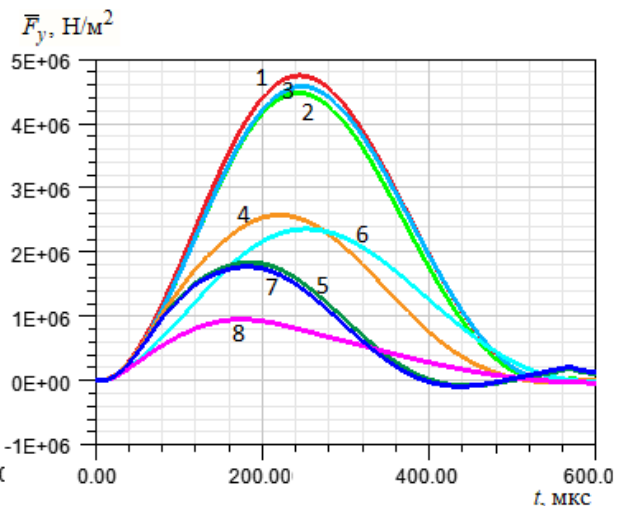


Рис. 6

ню 5 немагнітної пластини 3 (рис. 1) представлені далі вирази (12) і (13) інтегруються по лінії l_e (рис. 1), шириною 12 мм, на поверхні зварного шва:

$$\bar{j}_z = \frac{1}{l_e l_e} \int j_z dl_e, \quad (12)$$

$$\bar{F}_y = \frac{1}{l_e l_e} \int F_y dl_e. \quad (13)$$

На рис. 5 представлено усереднену на поверхні зварного шва 5 (рис. 1) густину струму \bar{j}_z (12), а на рис. 6 – магнітний тиск \bar{F}_y (13). У таблиці наведено параметри немагнітної пластини та феромагнітної платформи, за яких одержано криві 1...10 на рис. 5, 6, а також порівняння максимальних та мінімальних значень густини струму із рис. 5 і максимальних значень магнітного тиску із рис. 6.

Криві на рис. 5 і 6	Немагнітна пластина	Феромагнітна платформа		Дані з рис. 5		Дані з рис. 6
				$j_{\max}, 10^8 \text{ А/м}^2$	$j_{\min}, 10^8 \text{ А/м}^2$	$F_{\max}, 10^6 \text{ Н/м}^2$
1	$\sigma = 19 \text{ МСм/м}$	платформа відсутня		13,13	-6,095	4,746
2		$\sigma = 2 \text{ МСм/м}$	$\mu = 2\mu_0 \text{ кГн/м}$	13,89	-3,376	4,472
3			$\mu(\mathbf{B})$ (рис. 2)	12,78	-4,021	4,576
4	$\sigma = 3 \text{ МСм/м}$	платформа відсутня		6,135	-4,838	2,579
5		$\sigma = 2 \text{ МСм/м}$	$\mu = 2\mu_0 \text{ кГн/м}$	8,012	-3,845	1,844
6			$\mu(\mathbf{B})$ (рис. 2)	3,893	-1,435	2,361
7		$\sigma = 0 \text{ МСм/м}$	$\mu = 2\mu_0 \text{ кГн/м}$	8,296	-3,962	1,775
8			$\mu(\mathbf{B})$ (рис. 2)	6,124	-1,526	0,957

Відомо, що феромагнітна платформа має вплив на густину струму в немагнітній пластині, якщо скін-ефект у немагнітній пластині не менше товщини цієї пластини [10]. Оскільки тривалість імпульсу струму (рис. 4) майже 600 мкс, то умовна глибина проникнення (скін-ефект) у немагнітній пластині становить близько 4 мм (1), що в 2 рази більше, ніж товщина пластини. На рис. 7 представлено скалярне значення індукції магнітного поля (10) під обмоткою індуктора на поверхні феромагнітної платформи для кривих 3 (таблиця, рис. 5, 6). Починаючи з часу 80 мкс, поверхня феромагнітної платформи входить у насичений стан відповідно до рис. 2. Встановлено (рис. 5, таблиця, криві 1, 2), що наявність феромагнітної платформи без урахування кривої намагнічування дає змогу збільшити максимальну густину струму на 5,7 %, а з урахуванням кривої намагнічування (крива 3) із насиченою поверхнею феромагнітної платформи – зменшити на 2,7 %.

З використанням феромагнітної платформи з постійною магнітною проникністю (таблиця, рис. 5, крива 2) густина струму з протилежною полярністю на 44,6 % менша порівняно з варіантом без платформи (крива 1). А з урахуванням кривої намагнічування – відповідно на 34,0 % (криві 1, 3).

З використанням немагнітної пластини з електропровідністю 3 МСм/м умовна глибина проникнення (1) електромагнітного поля в немагнітну пластину (~10 мм) у 5 разів більша, ніж товщина пластини (2 мм). Встановлено, що наявність феромагнітної платформи з урахуванням кривої намагнічування (таблиця, рис. 5, крива 6) спричинило зниження максимальної густини струму на 36,5 %, порівняно з кривою 4. Якщо криву намагнічування не враховувати, то навпаки – на 30,6 % густина струму

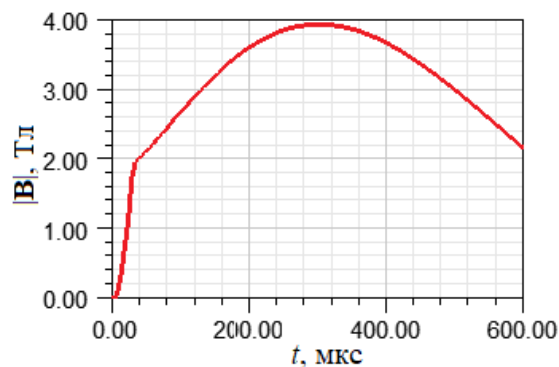


Рис. 7

зростає (крива 5). Мінімальна густина струму зі знаком мінус на поверхні зварного шва на 20,5 % менша (крива 5) з платформою без врахування кривої намагнічування і менша на 70,3 % з наявністю феромагнітної платформи з урахуванням кривої намагнічування (крива 6).

Порівнюючи криві 5 і 7 на рис. 5, які відповідно з електропровідною та неелектропровідною феромагнітною платформою без урахування її кривої намагнічування, встановлено, що електрична провідність платформи збільшує густина струму на поверхні немагнітної пластини на 3,5 %. Але з урахуванням кривої намагнічування (рис. 2) верхня поверхня феромагнітної платформи переходить у насичений стан (як показано на рис. 7). І тому, порівнюючи криві 6 і 8 (урахування насичення), бачимо, що електрична провідність феромагнітної платформи має значний вплив на густина струму на поверхні немагнітної пластини – з непровідною платформою (крива 8) максимальне значення густини струму на поверхні зварного шва таке, як і у випадку без платформи (крива 4), але дещо зміщене в часі.

За наявності феромагнітної платформи магнітний тиск (рис. 6) на немагнітну пластину менший на 5,7 і 3,6 % відповідно без урахування і з урахуванням кривої намагнічування платформи з електропровідністю немагнітної пластини 19 МСм/м (криві 1, 2, 3). А також на 28,4 та 8,5 % відповідно з пластиною 3 МСм/м (криві 4, 5, 6). Якщо феромагнітна платформа не є електропровідною, тоді відповідно 31,1 і 62,9 % (криві 4, 7, 8). Тобто в будь-якому випадку спостерігається зменшення магнітного тиску за наявності феромагнітної платформи. Чим більша проникність електромагнітного поля через немагнітну пластину (або чим менша електропровідність пластини), тим більший вплив феромагнітної платформи і тим менший магнітний тиск, що діє на немагнітну пластину.

Висновок. Встановлено, що в процесі моделювання електромагнітної системи для магнітоімпульсного оброблення зварних швів потрібно виконувати врахування кривої намагнічування феромагнітної платформи, оскільки у разі магнітоімпульсної обробки індукція магнітного поля на поверхні платформи сягає більше 3 Тл, і верхня частина платформи входить у насичений стан. Використання електропровідної феромагнітної платформи, яка насичується, призвело до зменшення на 2...36 % (залежно від електропровідності немагнітної пластини) максимальної густини струму на поверхні немагнітної пластини, яка оброблюється, у порівнянні з магнітною системою без платформи. Якщо магнітна проникність феромагнітної платформи в використаній моделі електромагнітної системи постійна, то результати протилежні – густина струму на поверхні зварного шва більша відповідно на 5...30 %. Використання неелектропровідної платформи, яка насичена магнітним полем, призвело до такої густини струму на поверхні зварного шва, як і без платформи. В усіх випадках феромагнітна платформа дає змогу зменшити густина струму з протилежною полярністю в немагнітній пластині у кінці імпульсу від 33 до 70 % залежно від її електропровідності. Магнітна сила зменшується відповідно на 3...8 % з електропровідною платформою і до 62 % з неелектропровідною платформою.

1. Кузнецов Н.Н. Влияние электро- и магнитно-импульсного воздействия на заготовку. *Обработка материалов давлением*. 2010. № 3(24). С. 126–129. URI: [http://www.dgma.donetsk.ua/science_public/omd/3\(24\)-2010/nomer.html](http://www.dgma.donetsk.ua/science_public/omd/3(24)-2010/nomer.html)
2. Комшина А.В., Помельникова А.С. Перспективность метода низкоэнергетической обработки материалов с использованием магнитного поля. *Наука и Образование*. 2012. № ФС77 – 48211. С. 463–488. DOI: <http://dx.doi.org/10.7463/0912.0454270>
3. Лобанов Л.М., Кондратенко І.П., Михальський В.М., Пашин М.О., Карлов О.М., Чопик В.В., Міходуй О.Л. Електротехнічний комплекс для електродинамічної обробки зварних з'єднань. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 6. С. 61–68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.061>
4. Andrea D., Burlata T., Körkemeyerb F., G. Gersteinb J.S.K.-L.Gibsona, S. Sandlöbes-Hauta, S. Korte-Kerzel Investigation of the electroplastic effect using nanoindentation. *Materials & Design*. 2019. Vol. 183. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.matdes.2019.108153>
5. Troitsky O.A. and Stashenko V.I. Advantages of drawing and rolling metals with pulse current *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*, 2020. DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/848/1/012084>

6. Васецький Ю.М., Кондратенко І.П. Електромагнітне поле індукторів для локального електроімпульсного впливу на металеві вироби. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 4. С. 11–14. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.011>
7. Kryshchuk R.S. Influence of winding ends on the parameters of pulse inductor with U-shaped core. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 6. С. 69–76. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.069>
8. Ращепкін А.П., Кондратенко І.П., Карлов О.М., Крищук Р.С. Магнітні сили і струми індуктора для магнітно-імпульсної обробки зварних з'єднань немагнітних тонкостінних металів. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 5. С. 74–79. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.074>
9. Ращепкін А.П., Кондратенко І.П., Карлов О.М., Крищук Р.С. Вплив П-подібного магнітопроводу імпульсного індуктора з двома котушками на вихрові струми тонкостінних немагнітних металів у процесі магнітоімпульсної обробки. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. 2021. № 59. С. 20–27. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.59.020>
10. Ращепкін А.П., Кондратенко І.П., Карлов О.М., Крищук Р.С. Метод розрахунку електромагнітного поля спіралеподібної індукційної системи для магнітоімпульсного оброблення немагнітних металевих смуг з феромагнітним екраном. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 2. С. 43–51. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.043>
11. Вольдек А.И. Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. Л.: Энергия, 1970. 272 с.
12. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Том 2. М.-Л.: Энергия, 1966. 407 с.
13. Тамм И. Е. Основы теории электричества: Учеб. пособие. М.: Физматлит, 2003. 616 с.

CURRENTS AND ELECTROMAGNETIC FORCES IN MAGNETIC PULSE TREATMENT SYSTEMS WITH FERROMAGNETIC PLATFORM

I.P. Kondratenko, A.N. Karlov, R.S. Kryshchuk

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
e-mail: dep7ied@ukr.net

The action of high-density pulsed currents (10^9 A/m²) leads to the appearance of the electro-plastic effect in metal products. It is proposed to use magnetic pulse treatment of nonmagnetic plates by electromagnetic inductors with a U-shaped magnetic circuit for local flow pulsed currents in the nonmagnetic plates. The work aims to establish an influence of a ferromagnetic platform with nonlinear magnetic permeability on pulsed eddy currents and magnetic pressure of nonmagnetic metal plates with different electrical conductivity in modeling magnetic pulse treatment of welded joints to achieve the electro-plastic effect. Numerical simulation of pulsed electromagnetic fields by the finite element method is used. The current calculation in the inductor's winding is performed by solving the equations of the magnetic field and the electric circuit equations for a discrete-time interval. A power source is a capacitor that is charged to a specific voltage. To study the effect of the ferromagnetic platform on eddy currents and forces in a nonmagnetic plate with its different electrical conductivity, the same pulsed current in the inductor's winding is used. The dependence of amplitude values of eddy current density and magnetic pressure on the surfaces of nonmagnetic plates of different electrical conductivity is investigated. The influence of the presence and absence of a ferromagnetic platform and its electrical conductivity and magnetic permeability on the values of eddy currents and magnetic pressure in the nonmagnetic plate have been studied. Ref. 13, fig. 7, table.

Keywords: magnetic pulse treatment, U-shaped magnetic conductor, pulsed eddy current, magnetic forces, ferromagnetic platform.

1. Kuznetsov N.N. Influence of electric and magnetic-pulse action on raw stock. *Obrabotka materialov davleniem*. 2010. No 3(24). Pp. 126–129. URI: [http://www.dgma.donetsk.ua/science_public/omd/3\(24\)-2010/nomer.html](http://www.dgma.donetsk.ua/science_public/omd/3(24)-2010/nomer.html) (Rus)
2. Komshina A.V., Pomel'nikova A. S. Promising method of low-energy materials processing using a magnetic field *Nauka I Obrazovanie*. 2012. No FS77 – 48211. Pp. 463–488. DOI: <http://dx.doi.org/10.7463/0912.0454270> (Rus)
3. Lobanov L.M., Kondratenko I.P., Mikhalskyi V.M., Pashchin M.O., Karlov O.M., Chopyk V.V., Mykhodui O.L. Electrotechnical complex for electrodynamic processing of welded joints. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 6. Pp. 61–68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.061> (Ukr)
4. Andrea D., Burlleta T., Körkemeyerb F., G. Gersteinb J.S.K.-L.Gibsona, S. Sandlöbes-Hauta, S. Korte-Kerzel Investigation of the electroplastic effect using nanoindentation. *Materials & Design*. 2019. Vol. 183. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.matdes.2019.108153> (Eng)
5. 7. Troitsky O.A. and Stashenko V.I. Advantages of drawing and rolling metals with pulse current. *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*, 2020. DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/848/1/012084> (Eng)

6. Vasetsky Yu.M., Kondratenko I.P. Electromagnetic field of the inductor for local electric pulse effects on metal products. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 4. Pp. 11–14. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.011> (Ukr)
7. Kryshchuk R.S. Influence of winding ends on the parameters of pulse inductor with U-shaped core. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 6. Pp. 69–76. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.069> (Eng)
8. Rashchepkin A.P., Kondratenko I.P., Karlov A.N., Kryshchuk R.S. Magnetic forces and currents of the inductor for magnetic-pulse processing of welding joints of non-magnetic thin sheet metals. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 74–79. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.074> (Ukr)
9. Rashchepkin A.P., Kondratenko I.P., Karlov A.N., Kryshchuk R.S. Influence of U-shaped magnetic core of inductor with two coils on eddy currents of thin-walled non-magnetic metal plates in process of magneto-pulsed treatment. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2021. Issue 59. Pp. 20–27. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.59.020>
10. Raschepkin A.P., Kondratenko I.P., Karlov O.M., Kryshchuk R.S. A method for calculating electromagnetic field of a spiral type induction system for magnetopulse processing of non-magnetic metal strips with a ferromagnetic shield. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2022. No 2. Pp. 43–51. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.043> (Ukr)
11. Voldek A.I. Induction magnetohydrodynamic machines with liquid working body. Leningrad: Energiia, 1970. 272 p. (Rus)
12. Neumann L.R., Demirchyan K.S. Theoretical foundations of electrical engineering. Volume 2. Moskva-Leningrad: Energiia, 1966. 407 p. (Rus)
13. Tamm I.E. Theory of electricity. Moskva: Nauka, 1976. 616 p. (Rus)

Надійшла: 29.04.2022
Received: 29.04.2022

ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

УДК 621.314

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.61.013>**МЕТОДИ КЕРУВАННЯ ЗАДЛЯ УСУНЕННЯ ГАРМОНІК У СИСТЕМАХ
ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ НА ОСНОВІ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО
ЖИВЛЕННЯ**

І.А. Шаповал^{1*}, докт. техн. наук, **В.М. Михальський**^{1**}, член-кор. НАН України,
М.Ю. Артеменко^{2***}, докт. техн. наук, **В.В. Чопик**^{1****}, канд. техн. наук, **С.Й. Поліщук**^{1*****},
канд. техн. наук

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

² – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна

e-mail: shapoval@ied.org.ua

Система генерування електроенергії на основі машини подвійного живлення зі змінною швидкістю є найпопулярнішою системою у вітроенергетичній галузі. У такому генераторі статор приєднано безпосередньо до мережі, тоді як ротор приєднано до мережі за допомогою напівпровідникового перетворювача. Низька якість електроенергії збільшує енергетичні та економічні втрати, призводить до експлуатаційних проблем її виробництва. У ряді публікацій йдеться про покращення якості електроенергії, зокрема, про методи усунення гармонік для системи генерування електроенергії на основі машини подвійного живлення. Критична оцінка потрібна для того, щоб зробити вибір методу усунення гармонік для конкретного випадку. У статті представлено огляд різних методів керування для усунення гармонік у системах генерування електроенергії на основі машини подвійного живлення. Розглянуто різні стратегії, які використовуються як в автономних системах, так і в режимі приєднання до мережі. Під час розгляду методів керування для усунення гармонік було зазначено їхні різні характеристики, а також переваги та недоліки кожного з методів. Бібл. 53, рис. 6.

Ключові слова: система генерування електроенергії, усунення гармонік, якість електроенергії, машина подвійного живлення.

Надмірне використання традиційних джерел, як-от викопне паливо, спричиняє екологічні проблеми, такі як забруднення, глобальне потепління тощо. Зменшення резервів звичайних джерел, прискорене збільшення попиту на електроенергію та дедалі вища вартість викопного палива є однією з причин розвитку та збільшення використання відновлюваних джерел енергії [1–3]. Оскільки такі установки, як сонячні електростанції та вітроелектростанції (ВЕС), можуть розташовуватися безпосередньо поруч із споживачами й віддавати енергію до наявних електричних мереж низької або середньої напруги з мінімальними втратами, їх, на відміну від джерел централізованої генерації, називають джерелами розосередженої генерації [4]. У країнах Європи частка розосередженої генерації в загальному балансі вже досягла 15 %. Водночас в окремих країнах цей показник досить сильно відрізняється: від 6 % у Румунії до 45 % у Данії. В цьому відношенні енергія вітру є одним з найбільш перспективних джерел електроенергії в сучасному світі.

Розосереджене генерування є відповіддю на щораз вищий попит на електроенергію та загострення екологічних проблем. Серед альтернативних джерел електроенергії вітроенергетика є однією з найбільш перспективних технологій.

© Шаповал І.А., Михальський В.М., Артеменко М.Ю., Чопик В.В., Поліщук С.Й., 2022

ORCID ID: *<http://orcid.org/0000-0002-9107-5061>, **<http://orcid.org/0000-0002-8251-3111>,

<http://orcid.org/0000-0001-9341-9238>, *<http://orcid.org/0000-0002-5046-5223>,

*****<http://orcid.org/0000-0002-6978-2747>

У розвинених країнах за останні десять років потужність вітрогенераторів зростала на рівні від 20 до 30 % [5, 6]. Країнами з найвищою встановленою потужністю вітрогенераторів є Сполучені Штати, Німеччина, Китай та Іспанія [7, 8].

Треба зазначити, що показники якості напруги електропостачання в мережах із ВЕС значною мірою пов'язані з конструкцією генераторів вітроагрегатів. Якщо розглянути історію розвитку ВЕС, то на її першому етапі, коли частка ВЕС у загальному обсязі генерованої електроенергії була незначною, вимоги до генераторів ВЕС стосовно забезпечення стійкості системи електропостачання не висувались. Малопотужні вітроагрегати виконувалися з використанням асинхронних генераторів, до характеристик яких не висувалося окремих вимог щодо дотримання показників якості генерованої електроенергії. У той час проблема спотворення форми напруги в електричних мережах не була актуальною. Актуальними проблемами на першому етапі розвитку ВЕС були тільки зміна напруги в мережі під час підключення й відключення вітроагрегатів, а також споживання ними реактивної потужності з мережі.

Наприкінці 20-го століття радикальні поліпшення технології ВЕС привели до зростання кількості установок вітроагрегатів. Наприклад, лопаті, які раніше були виготовлені з листового металу, тепер виготовляються зі скловолокнистого композиту; генератори постійного струму та синхронні генератори були замінені на асинхронні генератори; було впроваджено цифрове керування; розмір турбіни збільшився, змінивши значення середньої номінальної потужності з 50 кВт на початку 1980-х років до 1,5 МВт у 2006 році; розміри лопатей зросли з 8 м у 1980-х роках до більше ніж 70 м у багатьох сучасних системах [9].

З огляду на досягнення в силовій електроніці та методах керування такі застосування, як компенсація реактивної потужності, статичні перемикачі, накопичення енергії, генерування електроенергії за змінної швидкості, керування напругою та підтримка динамічної реактивної потужності зазвичай зустрічаються в сучасних ВЕС [10, 11]. Унаслідок вищезазначених поліпшень вартість одного вольт-амперу ВЕС знижується, а надійність, ефективність та продуктивність зростають [12].

Коли ВЕС були невеликими та їхній вплив на роботу мережі був мінімальним, правила, що регулюють генерування із застосуванням вітру, були пом'якшені для стимулювання розвитку [12]. Протягом останніх років збільшення кількості ВЕС показало, що відсутність правил є загрозою для стабільності та якості електроенергії мережі [10, 13, 14]. Як наслідок, вимоги до взаємозв'язку ВЕС із мережею стають суворішими та більш схожими на ті, що розроблені для традиційних джерел генерування [15], а ВЕС переходять від простого енергоносія до електростанції, яка забезпечує значну підтримку мережі.

Сучасні технології керування дають змогу експлуатувати ВЕС нижче максимальної потужності протягом більшої частини часу, забезпечуючи за таких умов виконання допоміжних завдань для мережі [16, 17].

Аналіз опублікованої літератури засвідчує, що різні типи методів усунення гармонік не розглядаються критично за один раз. Отже, доцільно переглянути, зібрати та представити ці методи у всеосяжній формі. **Метою статті** є огляд різних доступних методів керування задля усунення гармонік у системах генерування електроенергії на основі машини подвійного живлення (МПЖ).

МПЖ може працювати в таких режимах: у режимі підключення до мережі [18–21], а також в автономному режимі [22–29]. У випадку використання СГЕ з підключенням до мережі основна увага в роботі та методах керування полягає в моделюванні МПЖ [30], регулюванні активної та реактивної потужностей [19, 31, 32], здатності витримувати провали в напрузі мережі [18, 31] і компенсації несиметрії мережі [19, 22, 31–33]. Але, щоб знати повний потенціал МПЖ, слід розглянути методи керування для автономного режиму роботи. Це пояснюється тим, що робота системи керування в такому випадку дуже важлива для різних методів керування, величини гармонічних спотворень і спричинених нелінійних та несиметричних навантажень.

Методи зменшення гармонік для автономних МПЖ із нелінійними навантаженнями. Узагальнена модель автономної системи МПЖ із нелінійним навантаженням, що

складається з трифазного некерованого мостового випрямляча, що живить навантаження постійного струму, показана на рис. 1.

Зазвичай у таких умовах основна частота напруги статора ω_s , кратна $6n \pm 1$ ($n=1,2,\dots$). Наявність таких гармонік спричиняє шкідливий

вплив на якість напруги статора МПЖ. Це погіршує інші показники навантаження, які підключені до МПЖ. Нелінійний струм i_N генерується усіма нелінійними навантаженнями, пов'язаними з МПЖ, що є основною причиною виникнення гармонік.

З огляду на автономний режим роботи МПЖ з несиметричними навантаженнями у [22, 28, 29] були запропоновані відповідні алгоритми, щоб компенсувати несиметричні вихідні напруги.

Алгоритм компенсації струму зворотної послідовності.

Керування МПЖ за допомогою мережевого інвертора (МІ) (рис. 1) у ланці ротора з урахуванням несиметричного навантаження в автономному режимі досліджено в [22].

У цьому випадку генерований струм зворотної послідовності призводить до пульсацій моменту й проблем перегрівання в машині. Система векторного керування МІ показана на рис. 2, де напруга в ланці постійного струму регулюється струмом i_{df}^+ , а реактивна потужність навантаження регулюється струмом i_{df}^- . Струми зворотної послідовності МІ регулюються так:

$$i_{dqf}^{-*} = -i_{dqL}^- = -(i_{dqS}^- - i_{dqf}^-). \quad (1)$$

У стаціонарному стані пульсації крутного моменту видаляються, коли $i_{dqf}^- = -i_{dqL}^-$ та $i_{dqS}^- = 0$, тобто відповідний струм статора дорівнює нулю. Струм зворотної послідовності, що формується перетворювачем МІ, регулюється й доводиться до нуля. Це виключає пульсації крутного моменту для досягнення бажаної компенсації. Але водночас жодних нових модифікацій перетворювача в роторній ланці не вводиться.

ПІ-резонансний (ПІ-Р) метод керування з компенсацією струму.

Для усунення несиметрії напруги статора в працях [28, 29] запропоновано новий модифікований алгоритм керування. Цей алгоритм керування використовує ПІ-резонансний (ПІ-Р) регулятор у перетворювачі РІ, що має додатну обертову систему координат. Цей регулятор керує як прямою, так і зворотною послідовностями струму без послідовного розкладання. На рис. 3 наведено блок-схему запропонованого МПЖ в автономному режимі з методом пом'якшення гармонік напруги статора. У цьому випадку величина напруги статора безпосередньо регулюється заданим значенням $|v_S^*|$. Амплітуда напруги статора $|v_S|$ є похідною від компонентів прямої послідовності, тобто

$$|v_S| = \sqrt{v_{dS}^{+2} + v_{qS}^{+2}}.$$

У цьому випадку компоненти зворотної послідовності усуваються за допомогою цього гібридного (ПІ-Р) алгоритму керування в перетворювачі РІ, таким чином балансує напругу статора. Проте якість вихідної напруги статора потребує поліпшення, оскільки вона містить гармоніки напруги низького порядку, тобто 5-ї та 7-ї. Це найбільш поширені та шкідливі гармонічні компоненти.

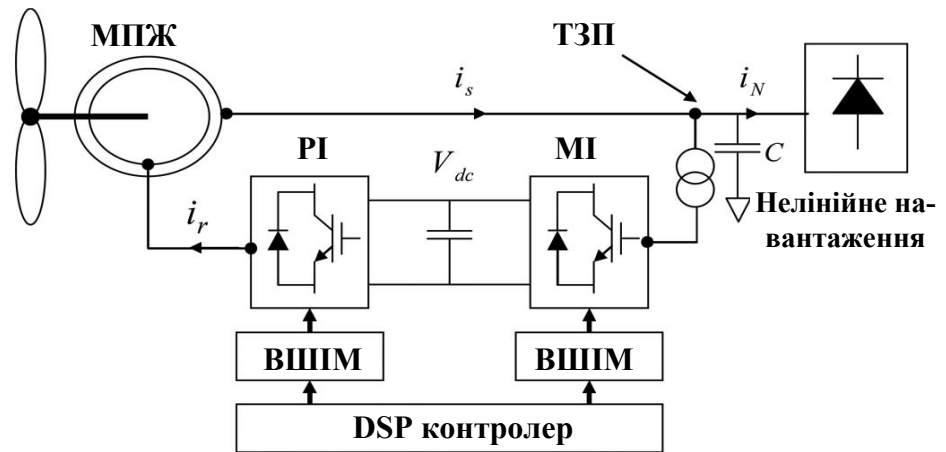


Рис. 1

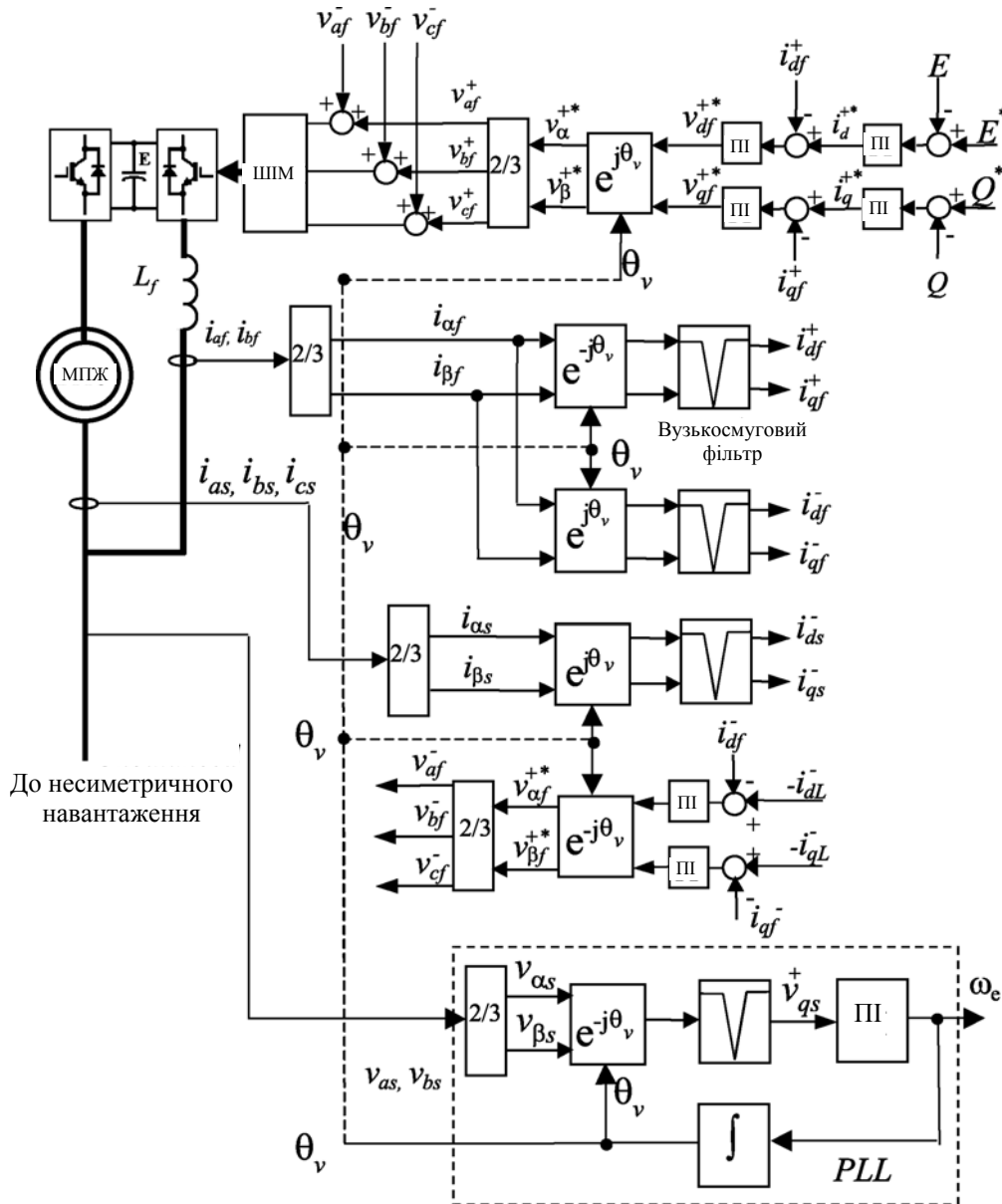


Рис. 2

Алгоритм векторного керування з теорією активної фільтрації. У роботі [26] пропонується автономна МПЖ із векторним алгоритмом керування та використанням теорії активної потужності. Першочерговим завданням такого алгоритму є підтримання постійної напруги та частоти на виході генератора незалежно від зміни швидкості. У цьому випадку гармонічні компоненти зменшуються шляхом застосування теорії фільтрації активної потужності в перетворювачі МІ.

У роботі [26] представлено схему керування роторним інвертором (PI) (рис. 1), де регулятори напруги та частоти в поєднанні допомагають регулювати статорну напругу і частоту. Така схема діє як частина частотного контуру керування. Впроваджуючи концепцію роботи активних фільтрів у перетворювач МІ, ця схема допомагає розв'язувати проблему якості електроенергії. У ній паралельні активні фільтри використовуються разом із керуванням перетворювачем МІ. Основним принципом паралельного активного фільтра є те, що гармонічний струм навантаження компенсується перетворювачем МІ.

Модифікована стратегія керування струмом ротора на основі Ш-Р. У [35] представлено нову систему керування струмом ротора МПЖ, яка реалізується в системі координат d - q . Цей алгоритм також виключає 5-у та 7-у гармоніки напруги в точці загального приєднання (ТЗП) для нелінійних навантажень, обладнаних автономною системою МПЖ. У

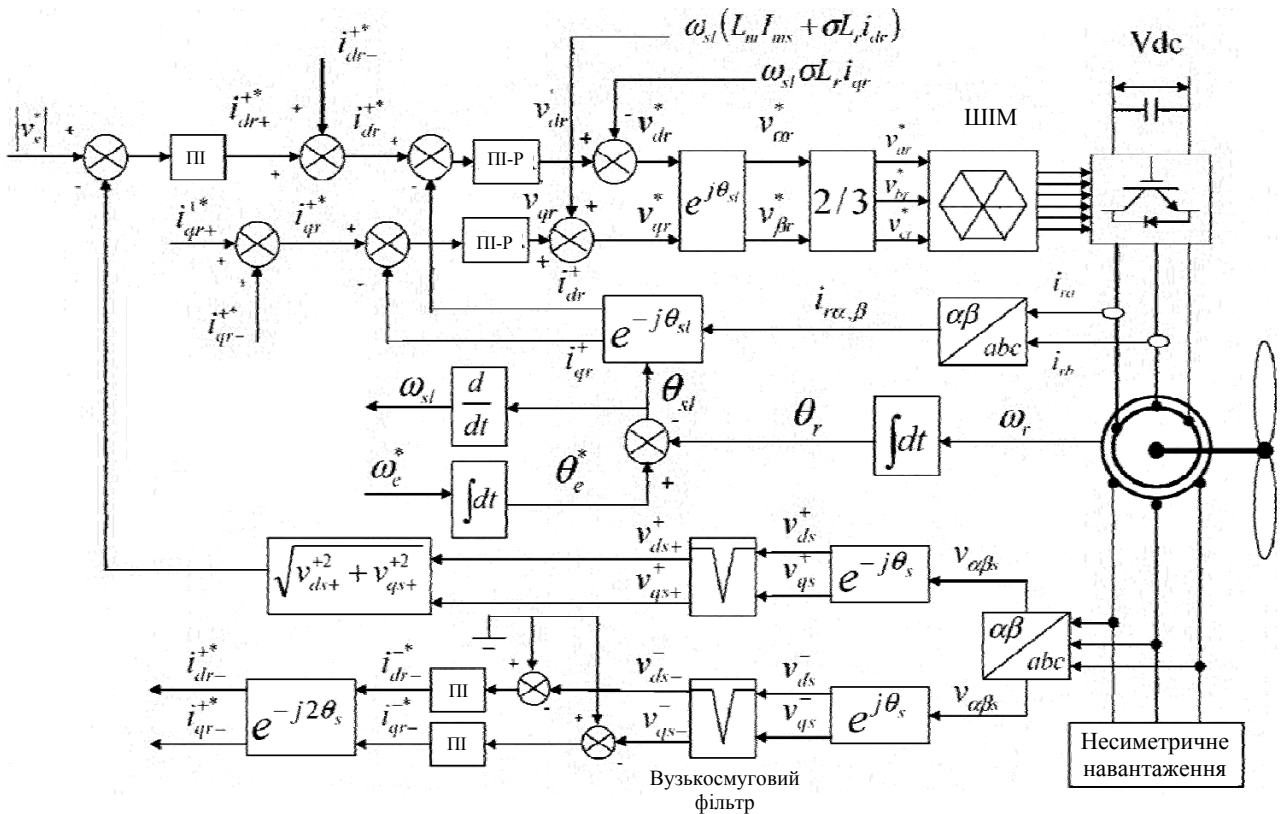


Рис. 3

цій системі координат п'ята та сьома гармоніки стають однаковим порядком шостих гармонік. Потім вони усуваються модифікованим регулятором струмів ротора на основі ПІ-Р регулятора. Перевага такої структури полягає в тому, що один регулятор струму ротора виключає пару як 5-у гармоніку зворотної послідовності та 7-у гармоніку прямої послідовності в ТЗП. Це дає змогу використовувати половини резонансних компенсаторів порівняно з випадком, який застосовується в стаціонарній системі координат, що в цілому спрощує систему керування.

Система керування перетворювачами автономної системи МПЖ забезпечує необхідну вихідну напругу для компенсації згаданих раніше гармонік. У цій роботі розглянуто регулятор ПІ-Р типу, застосований у РІ на основі методики пом'якшення гармонік для МПЖ. Генерування належного сигналу напруги V_s для компенсації нелінійного падіння напруги V_{NS} є метою цього регулятора. Таким чином, без пасивного фільтра відбувається генерування синусоїдальної форми напруги.

Для регулювання струму в замкнутому контурі відсутні вимоги до розкладання на пряму й зворотну послідовності гармонік у вимірних струмах ротора. Зрештою це мінімізує затримку часу керування і покращує загальну продуктивність системи керування. Єдиним недоліком цього є використання двох резонансних контурів, необхідних для кожної з $6n \pm 1$ ($n=1,2,\dots$) гармонічних складових. Тому один резонансний контур може вилучити лише гармонічну складову відповідної резонансної частоти.

Метод повторюваного керування. Метод, що базується на керуванні прогнозним струмом, був запропонований у [36] з метою поліпшення реакції МПЖ в умовах несиметрії напруги статора. Однак гармонічно спотворені напруги статора не досліджено.

У роботі [37] усунення несиметрії та гармонічних складових статорної напруги автономної МПЖ здійснюється за допомогою пропорційно-інтегральної повторюваної методики. ПІ-контролери регулюють фундаментальні складові напруги статора в синхронній системі координат. Для усунення несиметрії та гармонічних компонентів застосовується повторювана методика керування. У системі керування РІ ПІ-регулятори використовуються для отри-

мання заданих компонентів напруги ротора $V_{r,d}^*$ і $V_{r,q}^*$ після визначення заданого струму ротора.

Пропорційно-інтегральний повторюваний регулятор (ПІ-ПР) є необхідним для мінімізації гармонік і компонентів зворотної послідовності фаз напруги статора. Це бажана умова, оскільки запропонована система створює менше складностей для обчислення внаслідок використання єдиного регулятора для усунення несиметрії та гармонічних компонентів. Система відрізняється від інших ПІ або ПІ-Р регуляторів, де вузли керування повинні бути змінені в разі використання різних систем координат.

Методи зниження рівня гармонічних складових для МПЖ, приєднаної до мережі.

Далі розглядаються різні методи пом'якшення впливу гармонік на енергосистему для СГЕ на основі МПЖ, підключених до мережі.

Метод ізоляції гармонік. У роботах [38, 39] запропоновано новий підхід для одночасного виокремлення гармонік струму й генерування електроенергії в СГЕ на основі МПЖ, приєднаної до мережі. У такому випадку можлива активна фільтрація, оскільки регулюються струми ротора. Швидкість МПЖ Ω_g , усунення гармонік струму та регулювання реактивної потужності статора θ_s керуються перетворювачем ПІ, тоді як передавання активної потужності між ланкою постійного струму та мережею керується за допомогою ПІ. У цьому випадку, враховуючи високий результат впливу ПІ для пом'якшення гармонічних струмів, компоненти гармонічного струму виокремлюються за допомогою фільтра селективного смугового пропускання, як показано на рис. 4. Це

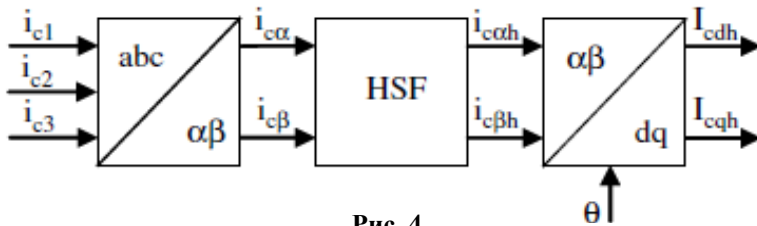


Рис. 4

вимагає лише вимірювання струму. Трифазний нелінійний регулятор струму вибирається в результаті гібридизації між фіксованим контролером смуги гістерезису й структурами ШІМ контролера струму.

Інтегрований метод МПЖ генератор/активний фільтр (IDEA).

Автори в роботі [40] зробили наголос на дослідженні бездавачевого полеорієнтованого керування МПЖ генератором/активним фільтром для СГЕ. Такий тип керування може одночасно відбирати максимальну енергію вітру й підвищити якість електроенергії шляхом пом'якшення найбільш серйозних і проблемних наявних гармонік, відмінних від основної гармоніки струмів нелінійних навантажень.

У цій стратегії керування струми основної гармоніки так само, як і струми вищих гармонік, контролюються за допомогою регуляторів у орієнтованій за полем статора системі координат. На рис. 5 показано блок-схему конфігурації системи.

За допомогою давачів струму вимірюється струм мережі за підключення нелінійних

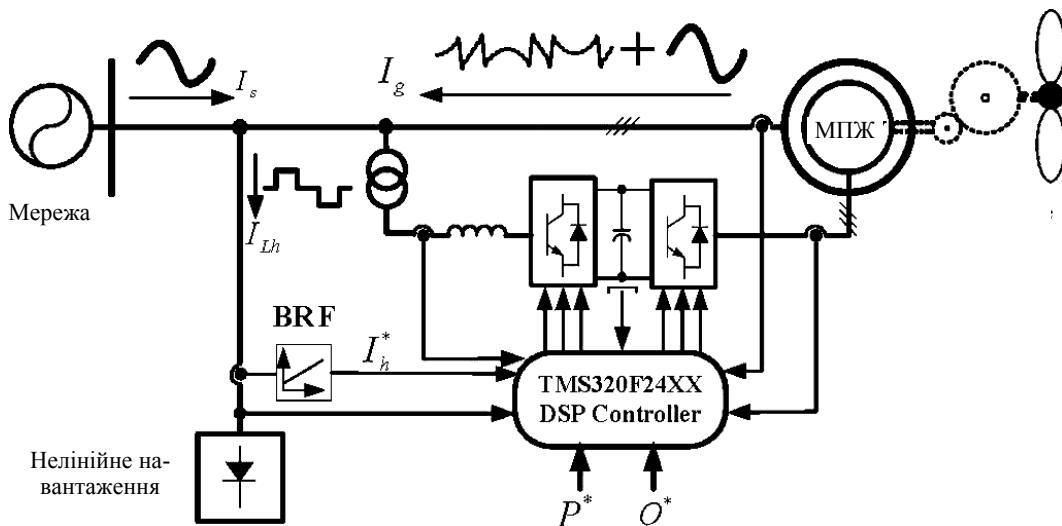


Рис. 5

навантажень. Таким чином, формується завдання на компенсацію гармонік струму для перетворювача ПІ. Аналогічно завдання активної потужності P^* встановлюється відповідно до характеристик вітрової турбіни та швидкості вітру. Згідно з вимогами підключення до мережі формується завдання реактивної потужності Q^* . Збудження МПЖ досягається за допомогою перетворювача ПІ.

Гармоніки струму, генеровані нелінійним навантаженням, будуть компенсовані генерованими гармонічними складовими. Активна й реактивна потужності регулюються струмом основної гармоніки, таким чином, струм мережі залишається чисто синусоїдальним. У цьому дослідженні не розглядається компенсація реактивної потужності, а також перевищення потужності роторного перетворювача.

Метод активної фільтрації.

У роботі [41] запропоновано стратегію керування для використання функції фільтрації за допомогою перетворювача ПІ до його максимальної потужності. Такий регулятор керує функціональними пріоритетами СГЕ між максимальним підвищенням активної потужності та якістю електроенергії. Активному виробництву електроенергії надається найвищий пріоритет над поліпшенням якості електроенергії. Після цього наступним пріоритетом буде корекція коефіцієнта потужності порівняно з гармонічною компенсацією. Нарешті, можливість фільтрації за допомогою ПІ використовуються до максимального рівня без будь-якого перевищення номінальних значень за допомогою чітко визначеної процедури. Крім того, для керування МІ використовується регулятор нечіткої логіки для підтримки плавності напруги ланки постійного струму. Таким чином, між мережею та МІ формується синусоїдальний струм.

Ідентифікація заданого струму гармонік здійснюється за допомогою різних методів, які можуть бути розподілені на дві категорії:

- часова область;
- частотна область [42–44].

Існують два способи керування компенсацією гармонічних складових струму:

- а) перший спосіб полягає в тому, щоб спочатку вибрати потрібну гармоніку, а потім внести її в регулятор струму з великою пропускнуою здатністю;
- б) другий спосіб – це безпосереднє використання селективного регулятора струму (регулятор резонансного струму або узагальнений інтегратор) для керування гармонічними компонентами [45–47].

У цьому випадку похибка швидкості e та її зміна Δe дає заданий струм i_{qref} шляхом налаштування регулятора нечіткої логіки для керування перетворювачем ПІ. Теорія миттєвої потужності $p-q$, згадана в літературі [42], є відомим методом, який можна легко застосувати для часткової селективної компенсації струму гармоніки.

Еквівалентні задані струми ротора i_{drhref} , i_{qrhref} виводяться з i_{ldh} , i_{lqh} , які є результуючими заданими струмами гармонік. Отримано рівняння:

$$\begin{cases} I_{drhref} = -\frac{L_S}{M} i_{dh}, \\ I_{qrhref} = -\frac{L_S}{M} i_{qh}. \end{cases} \quad (2)$$

Результуючі гармонічні струми ротора компенсуються протилежним знаком струмів i_{drhref} , i_{qrhref} . Таким чином, завдання на формування активних (i_{qref}) і реактивних (i_{dref}) струмів ротора додаються до результуючих завдань гармонік струмів ротора, заданими як:

$$\begin{cases} I_{drhref1} = \frac{L_S}{M} i_{ldh}, \\ I_{qrhref1} = \frac{L_S}{M} i_{lqh}. \end{cases} \quad (3)$$

Додаткове поліпшення гармонічного складу здійснюється з використанням паралельного активного фільтра. У такому випадку розраховується миттєва потужність $p-q$ для вилу-

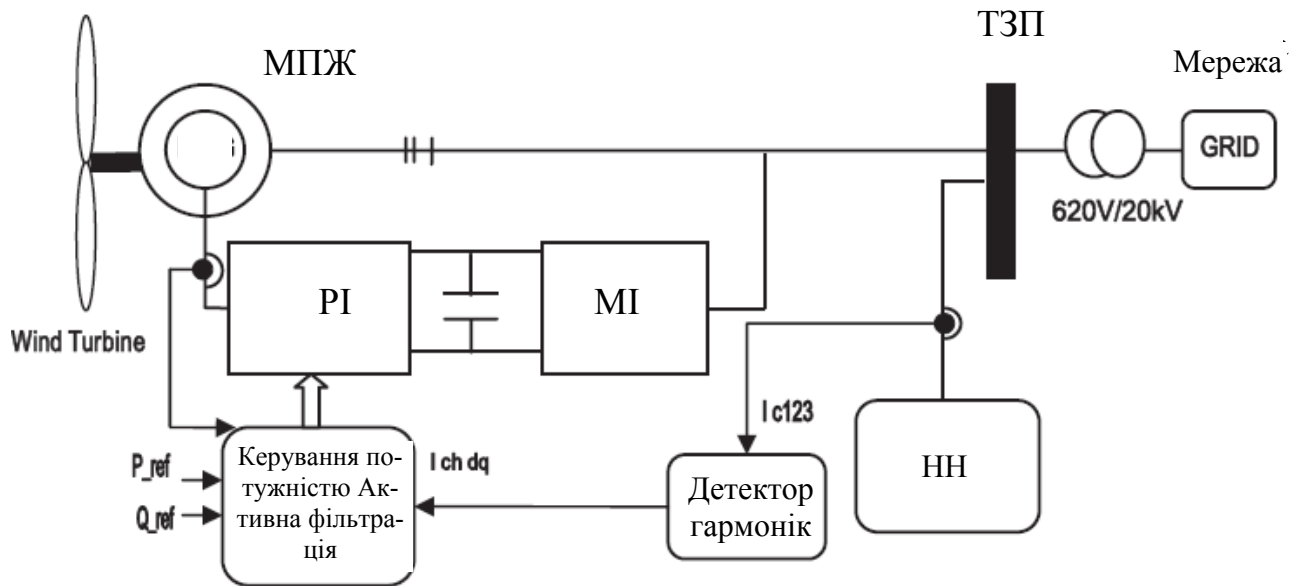


Рис. 6

чення гармонік струму навантаження з використанням теорії $p-q$ миттєвої потужності, як це запропоновано в [48]. Запропоновано схему для синхронізації $d-q$ струмів із використанням механічної кутової швидкості ротора. Недоліками цього підходу є те, що він потребує вимірювань значень як напруги, так і струму, і селективне виявлення гармонік не допускається. Такий фільтр поглинає весь можливий спектр гармонік у рамках швидкодії, яку він забезпечує.

Фільтрація гармонік струму мережі з використанням високоселективного смугового фільтра (ВСФ). У цьому методі вимірюються гармонічні складові струму 5-го, 7-го і 11-го порядку, генеровані нелінійними навантаженнями, підключеними до ТЗП, і за допомогою ВСФ всі гармонічні компоненти відокремлені від основної гармоніки [49–53]. Регулятор струму з фіксованою частотою показано на рис. 6 [49]. Система складається з контура вимірювання гармонік разом з контуром векторного керування потужністю.

Загальне рівняння ВСФ (фільтра високочастотної смуги пропускання), налаштованого на частоту, що підлягає вилученню:

$$H(s) = \frac{I_{ca\beta}(s)}{I_{ca\beta}} = K \frac{(s+k) + jw_c}{(s+k)^2 + jw_c^2}, \quad (4)$$

де K – стала величина; w_c – циклічна частота пульсацій компоненти сигналу, що підлягає вилученню.

Висновки. У статті представлено огляд різних методів керування для усунення гармонік у системах генерування електроенергії на основі машини подвійного живлення. Розглянуто різні стратегії, які використовуються як в автономних системах, так і в режимі приєднання до мережі. Під час розгляду методів керування для усунення гармонік було зазначено їхні різні характеристики, а також переваги та недоліки кожного з методів.

Із наведеного вище огляду різних підходів до методів мінімізації гармонічних складових струму мережі можна зробити висновки з точки зору кожної методики, їхніх характеристик, переваг і недоліків. Основною метою методів усунення гармонік є зменшення гармонічних компонентів струму, наявних у реальній енергосистемі. Для розуміння загальних можливостей МПЖ виконано огляд стратегій керування МПЖ в автономному режимі роботи. Це пояснюється тим, що на результативність керування за такої умови значною мірою впливають: методи керування, нелінійні або незбалансовані навантаження й гармонічні спотворення. Метод компенсації струму зворотної послідовності, застосований для керування мережевим інвертором МПЖ, представлено за несиметрії навантаження для автономного режиму роботи. Проблема крутного моменту, що пульсує, зменшується, коли струм статора стає нульовим. Проте не зазначено жодної модифікації PI. Розглядається інший метод керування

гібридної (ПІ-Р) компенсації струму, застосований на ПІ із заданою системою координат. Він регулює компоненти як зворотної, так і прямої послідовності без почергового розкладання. Вихідна напруга статора потребує поліпшення через наявність гармонік нижчого порядку. Векторна система керування із застосуванням теорії активної фільтрації діє як частина частотного контура. Паралельні активні фільтри переважно інжектують струми гармонік навантаження. Цей тип керування МІ контролює якість електроенергії, але за регулювання величин змінного струму можуть виникати стаціонарні похибки амплітуди та фази. Розглянуто вплив нелінійного навантаження на якість вихідної напруги статора в ТЗП за різних методів керування. Зазначено залежність від модифікованого регулятора струму ротора ПІ-Р. Також відзначено, що відбувається усунення 7-ї гармоніки прямої послідовності та 5-ї гармоніки зворотної послідовності напруги статора в ТЗП без розкладання вимірюваного значення струму ротора. Однак цей метод не розглядає питання про забезпечення будь-якого рішення для спотворення струму статора i_{sa} , який обумовлений струмом нелінійного навантаження i_{Na} . Методика ПІ усуває несиметрію й гармонічні компоненти. Проте точне й швидке виявлення гармонічних компонентів, що використовують цю стратегію, все ще залишається невирішеним завданням.

Розглянуто різні стратегії мінімізації гармонік струму мережі для ВЕС на основі МПЖ, підключених до мережі. Керування швидкістю МПЖ, реактивною потужністю статора та мінімізація гармонік відбувається за допомогою ПІ. Регулювання струмів ротора робить можливим активну фільтрацію за допомогою МПЖ. Метод IDEA усуває гармонічні струми нелінійних навантажень. Тому система керування одночасно забезпечує максимальний відбір енергії вітру та покращує якість електроенергії. У цьому методі не розглядається перевищення номінальних параметрів ПІ та компенсації реактивної потужності, а забезпечується баланс між максимальним виробництвом активної потужності та якістю електроенергії. Така система керування надає перевагу виробництву активної потужності над якістю електроенергії, а також надає перевагу компенсації реактивної потужності над активною фільтрацією. Мінімізація гармонік за допомогою паралельного активного фільтра використовує теорію миттєвої потужності $p-q$ для розрахунку миттєвих потужностей $p-q$, яка необхідна для вилучення гармонік струму навантаження. Цей метод потребує вимірюваних значень напруги та струму, а селективне виявлення гармонік не допускається. У фільтруванні гармонічних струмів мережі з використанням високоселективного смугового фільтра основною роботою є генерування електроенергії з подальшою фільтрацією гармонічних струмів мережі. Метод використовує ШІМ та непряме векторне керування для генерування активної та реактивної потужностей. Статор МПЖ і мережевий інвертор з'єднуються з нелінійним навантаженням, і застосовується ізолювання гармонічних складових залежно від високоселективної фільтрації.

Фінансується за держбюджетною темою «Розробка наукових основ та принципів побудови напівпровідникових перетворювачів з розширеними функціональними можливостями і методів керування ними в системах з джерелами розосередженої генерації» (шифр «АДАПТЕР»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ НАН України від 09.07.2019 р., протокол № 12. Державний реєстраційний номер роботи 0120U002005. КПКВК 6541030.

1. Saber A.Y., Venayagamoorthy G.K. Efficient utilization of renewable energy sources by gridable vehicles in cyber-physical energy systems. *IEEE Systems Journal*. Sept. 2010. Vol. 4. No. 3. Pp. 285–294. DOI: <https://doi.org/10.1109/JSYST.2010.2059212>
2. Nikolova S., Causevski A., Al-Salaymeh A. Optimal operation of conventional power plants in power system with integrated renewable energy sources. *Energy Conversion and Management*. Jan. 2013. Vol. 65. Pp. 697–703. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2011.11.035>
3. Böttger D., Götz M., Theofilidi M., Bruckner T. Control power provision with power-to-heat plants in systems with high shares of renewable energy sources - An illustrative analysis for Germany based on the use of electric boilers in district heating grids. *Energy*. 2015. Vol. 82. Pp. 157–167. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.energy.2015.01.022>
4. Gianfranco Chicco, Marialaura Di Somma, Giorgio Graditi, Chapter 1 - Overview of distributed energy resources in the context of local integrated energy systems, Editor(s): Giorgio Graditi, Marialaura Di Somma, Distributed Energy Resources in Local Integrated Energy Systems, Elsevier. 2021. Pp. 1–29, DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-823899-8.00002-9>.

5. Smith J.C., Parson B. What does 20% look like?. *IEEE Power and Energy Magazine*. Nov. - Dec. 2007. Vol. 5. No. 6. Pp. 22–33. DOI: <https://doi.org/10.1109/MPE.2007.906565>
6. Chen Z., Blaabjerg F. Wind energy: The world's fastest growing energy source. *IEEE Power Electronics Society Newsletter*. 2006. Vol. 18. No. 3. Pp. 15–19. DOI:
7. Andrews J., Jolley N. *Energy Science - principles, technologies and impacts*. Oxford University Press, 116-117 High St, Oxford, U.K., 2007.
8. World Wind Energy Association. World wind energy report 2017. Tech. Rep. URL: <https://wwindea.org/blog/category/statistics/>
9. Thresher R., Robinson M., Veers P. To capture the wind. *IEEE Power and Energy Magazine*. Nov.-Dec. 2007. Vol. 5. No. 6. Pp. 34–46. DOI: <https://doi.org/10.1109/MPE.2007.906304>
10. Muljadi E., Butterfield C.P., Chacon J., Romanowitz H. Power quality aspects in a wind power plant. Proceedings of Power Engineering Society General Meeting. 2006. Montreal, Canada. 18-22 June 2006. DOI: <https://doi.org/10.1109/PES.2006.1709244>
11. Wachtel S., Marques J., Quitman E., Schellschmidt M. Wind energy converters with FACTS capabilities and the benefits for the integration of wind power plants into power systems. Proceedings of European Wind Energy Conference and Exhibition (EWEC). Milan. May 7-10, 2007. Pp. 1761–65.
12. Blaabjerg F., Chen Z. *Power Electronics for Modern Wind Turbines*. Synthesis Lectures on Power Electronics. Morgan & Claypool, U.S., 2006.
13. Walling R.A., Saint R., Dugan R.C., Burke J., Kojovic L.A. Summary of distributed resources impact on power delivery systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*. July 2008. Vol. 23. No. 3. Pp. 1636–1644. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2007.909115>
14. Smith J.C., Milligan M.R., DeMeo E.A., Parsons B. Utility wind integration and operating impact state of the art. *IEEE Transactions on Power Systems*. Aug. 2007. Vol. 22. No. 3. Pp. 900–908. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2007.901598>
15. Kalich C., King J., Milligan M.R., Murlay C., Oakleaf B., DeMeo E.A., Jordan G.A., Schuerger M.J. Accommodating wind's natural behavior. *IEEE Power and Energy Magazine*. Nov.-Dec. 2007. Vol. 5. No. 6. Pp. 59–67. DOI: <https://doi.org/10.1109/MPE.2007.906562>
16. Hansen A.D., Michalke G., Sorensen P., Lund T. Co-ordinated voltage control of DFIG wind turbines in uninterrupted operation during grid faults. *Wind Energy*, 2007. Vol. 10. No. 1. Pp. 51–68. DOI: <https://doi.org/10.1002/we.207>
17. Prodanovic M., De Brabandere K., Van den Keybus J., Green T., Driesen J. Harmonic and reactive power compensation as ancillary services in inverter-based distributed generation. *IET Generation, Transmission & Distribution*. March, 2007. Vol. 1. No. 3. Pp. 432–38. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-gtd:20060064>
18. Peña R., Cárdenas R., Proboste J., Asher G., Clare J. Sensorless control of doubly-fed induction generators using a rotor-current-based MRAS observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Jan. 2008. Vol. 55. No. 1. Pp. 330–339. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2007.896299>
19. Abad G., Rodriguez M.A., Iwanski G., Poza J. Direct power control of doubly-fed induction-generator-based wind turbines under unbalanced grid voltage. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2010. Vol. 25. Pp. 442–452. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2027438>
20. Anirban Mishra, Kalyan Chatterjee Harmonic analysis and attenuation using LCL-filter in doubly fed induction generator based wind conversion system using real time simulation based OPAL-RT. *Alexandria Engineering Journal*. Vol. 61. Issue 5. 2022. Pp. 3773–3792. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.aej.2021.08.079>
21. Sharadbhai P.T. and Gupta S. Artificial Neural Network Based Control of Doubly Fed Induction Generator For Active Filtering Capabilities. 2021 4th International Conference on Recent Developments in Control, Automation & Power Engineering (RDCAPE). 2021. Pp. 107–112. DOI: <https://doi.org/10.1109/RDCAPE52977.2021.9633346>
22. Peña R., Cárdenas R., Escobar E., Clare J., Wheeler P. Control system for unbalanced operation of stand-alone doubly fed induction generators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. June 2007. Vol. 22. No. 2. Pp. 544–545. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2007.895393>
23. Fayssal Amrane, Bruno Francois, Azeddine Chaiba Experimental investigation of efficient and simple wind-turbine based on DFIG-direct power control using LCL-filter for stand-alone mode. *ISA Transactions*. 2021. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2021.07.008>
24. Sabir B., Rawat V.K., Faizan M. and Tahir M. Analysis of Generated Harmonics in DFIG Driven by Wind Turbine during Linear & Non-Linear Load. 2021 International Conference on Computer Communication and Informatics (ICCCI). 2021. Pp. 1–7. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICCCI50826.2021.9402269>
25. Vishal, Mishra A. and Chatterjee K. Power Quality Enhancement of DFIG based Wind Turbine by Active Filter Implementation. 2019 International Conference on Ubiquitous and Emerging Concepts on Sensors and Transducers (UEMCOS). 2019. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/UEMCOS46508.2019.9221614>
26. Jain A.K., Ranganathan V.T. Wound rotor induction generator with sensorless control and integrated active filter for feeding nonlinear loads in a stand-alone grid. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Jan. 2008. Vol. 55. No. 1. Pp. 218–228. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2007.911196>

27. Forchetti D.G., Garcia G.O., Valla M.I. Adaptive observer for sensorless control of stand-alone doubly fed induction generator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Oct. 2009. Vol. 56. No. 10. Pp. 4174–4180. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2014907>
28. Phan V.T., Kwak S.-H., Lee H.-H. An improved control method for DFIG-based wind system supplying unbalanced stand-alone loads. Proceedings of the IEEE international symposium on industrial electronics. 2009. Pp. 1081–1086. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISIE.2009.5213104>
29. Phan V.-T., Lee H.-H., Chun T.-W. An improved control strategy using a PI-resonant controller for an unbalanced stand-alone doubly-fed induction generator. *Journal of Power Electronics*. Mar. 2010. Vol. 10. No. 2. Pp. 194–202. DOI: <https://doi.org/10.6113/JPE.2010.10.2.194>
30. Protsenko K., Xu D. Modeling and control of brushless doubly-fed induction generators in wind energy applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*. May 2008. Vol. 23. No. 3. Pp. 1191–1197. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.921187>
31. Santos-Martin D., Rodriguez-Amenedo J.L., Arnalte S. Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Sept. 2008. Vol. 23. No. 5. Pp. 2328–2336. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2001907>
32. Zhou P., He Y., Sun D. Improved direct power control of a DFIG-based wind turbine during network unbalance. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2009. Vol. 24. Pp. 2465–2474. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2032188>
33. Sheng Hu, Guorong Zhu Enhanced control and operation for brushless doubly-fed induction generator based wind turbine system under grid voltage unbalance. *Electric Power Systems Research*. Vol. 207. 2022. 107861. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2022.107861>
34. Tan K., Islam S. Optimum Control Strategies in Energy Conversion of PMSG Wind Turbine System without Mechanical Sensors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. June 2004. Vol. 19. No. 2. Pp. 392–399. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2004.827038>
35. Phan V.-T., Lee H.-H. Control strategy for harmonic elimination in stand-alone DFIG applications with nonlinear loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Sept. 2011. Vol. 26. No. 9. Pp. 2662–2675. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2123921>
36. Phan V.-T., Lee H.-H. Improved predictive current control for unbalanced stand-alone doubly-fed induction generator-based wind power systems. *IET Electric Power Applications*. Mar. 2011. Vol. 5. No. 3. Pp. 275–287. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2010.0107>
37. Wei F., Zhang X., Vilathgamuwa D.M., Choi S.S., Wang S. Mitigation of distorted and unbalanced stator voltage of stand-alone doubly fed induction generators using repetitive control technique. *IET Electric Power Applications*. Aug. 2013. Vol. 7. No. 8. Pp. 654–663. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2012.0317>
38. Gaillard A., Poure P., Saadate S., Machmoum M. Variable speed DFIG wind energy system for power generation and harmonic current mitigation. *Renewable Energy*. June 2009. Vol. 34. No. 6. Pp. 1545–1553. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2008.11.002>
39. Gaillard A., Poure P., Saadate S. Reactive power compensation and active filtering capability of WECS with DFIG without any over-rating. *Wind Energy*. Oct. 2010. Vol. 13. No. 7. Pp. 603–614. DOI: <http://dx.doi.org/10.1002/we.381>
40. Abolhassani M.T., Niazi P., Toliyat H.A., Enjeti P. Integrated Doubly Fed Electric Alternator/Active Filter (IDEA), a Viable Power Quality Solution, for Wind Energy Conversion Systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. June 2008. Vol. 23. No. 2. Pp. 642–650. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2007.914181>
41. Boutoubat M., Mokrani L., Machmoum M. Control of a wind energy conversion system equipped by a DFIG for active power generation and power quality improvement. *Renewable Energy*. 2013. No. 50. Pp. 378–386. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2012.06.058>
42. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*. May 1984. Vol. IA-20. No. 3. Pp. 625–630. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.1984.4504460>
43. Massoud A.M., Finney S.J., Williams B.W. Review of harmonic current extraction techniques for an active power filter. Proceedings of the IEEE 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power. 12-15 Sept. 2004. Pp. 154–159. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICHQP.2004.1409345>
44. Asiminoael L., Blaabjerg F., Hansen S. Detection is key - harmonic detection methods for active power filter applications. *IEEE Industry Applications Magazine*. July-Aug. 2007. Vol. 13, No. 4. Pp. 22–33. DOI: <https://doi.org/10.1109/MIA.2007.4283506>
45. Machmoum M., Bruyant N. DSP based control of shunt active power filters for global or selective harmonics compensation. Proceedings of the international conference on harmonics and quality of power. 1-4 Oct. 2000. Vol. 2. Pp. 661–666. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICHQP.2000.897757>
46. Mattavelli P., Marafao F.P. Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Oct. 2004. Vol. 51. No. 5. Pp. 1018–1024. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2004.834961>
47. Bojoi R., Griva G., Guerriero M., Farina F., Profumo F., Bostan V. Improved current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame. Proceedings of the annual

- power electronics specialists conference. 2004. Vol. 6. Pp. 4623–4629. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1354817>
48. Reis F., Ale J., Adegas F., Tonkoski R. Jr., Slan S., Tan K. Active Shunt Filter for Harmonic Mitigation in Wind Turbine Generators. Proceedings of the 37th IEEE Power Electronics Specialist Conference, Jeju, Korea, 2006. Pp. 1–9. DOI: <https://doi.org/10.1109/pesc.2006.1711743>
49. Kesraoui M., Chaib A., Meziane A., Boulezaz A. Using a DFIG based wind turbine for grid current harmonics filtering. *Energy Conversion and Management*. Feb. 2014. Vol. 78. Pp. 968–975. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2013.07.090>
50. Mishra A., Tripathi P.M., Chatterjee K. A review of harmonic elimination techniques in grid connected doubly fed induction generator based wind energy system. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. June 2018. Vol. 89. Pp. 1–15. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.02.039>
51. Shapoval I.A., Mykhalskyi V.M., Artemenko M.Yu., Chopyk V.V. and Polishchuk S.Y. Compensation of Current Harmonics by means of Multiple Generation System with Doubly-Fed Induction Generators. *2020 IEEE 7th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*. 2020. Pp. 26–29. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160238>
52. Shapoval I.A., Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V. and Polishchuk S.Y. Selective Compensation of Current Harmonics in Grid-Connected Doubly-Fed Induction Generator based Wind Energy System. *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. 2018. Pp. 214–218. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2018.8559569>
53. Shapoval I.A., Mykhalskyi V.M., Artemenko M.Yu., Chopyk V.V. and Polishchuk S.Y. Compensation of Current Harmonics by Means of Grid-Side Converter in Doubly-Fed Induction Generator Based Wind Energy System. *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*. 2019. Pp. 227–232. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764226>

CONTROL STRATEGIES TO ELIMINATE HARMONICS IN POWER GENERATION SYSTEMS BASED ON A DOUBLY-FED INDUCTION GENERATOR

I.A. Shapoval¹, V.M. Mikhalskyi¹, M.Yu. Artemenko², V.V. Chopyk¹, S.Y. Polishchuk¹

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
e-mail: shapoval@ied.org.ua

The variable speed power generation system based on a doubly-fed induction generator is the most popular in the wind industry. The stator is connected directly to the mains in such a generator, while the rotor is connected to the mains via a semiconductor converter. Low electric power quality increases energy and economic losses, leading to operational problems of production. Many publications discuss improving the electric power quality, particularly methods for eliminating harmonics for a power generation system based on a doubly-fed induction generator. Critical evaluation is needed to choose a method of eliminating harmonics for a particular case. The article presents an overview of different control methods for harmonic elimination in power generation systems based on a doubly-fed induction generator. Various strategies are used, which are used both in autonomous systems and in the mode of connection to the network. During the review of control methods for harmonic elimination, their different characteristics were noted, and the advantages and disadvantages of each method were considered. Ref. 53, fig. 6.

Keywords: power generation system, elimination of harmonics, electric power quality, doubly-fed induction generator.

Надійшла: 19.03.2022
Received: 19.03.2022

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

УДК 621.313.8

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.61.025>**ENERGY CHARACTERISTICS OF BRUSHLESS MAGNETOELECTRIC MOTORS OF THE RETURN-ROTARY MOTION****K.P. Akinin^{1*}, V.G. Kireyev^{1**}, A.A. Filomenko^{1***}, O.V. Vertelieva^{2****}**

¹ – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
e-mail: kvg2016@ukr.net

² – Kyiv National University of Trade and Economics,
Kyoto st., 19, Kyiv, 02156, Ukraine

The paper presents the results of studies of the structure of the powers that characterize the state of a specialized brushless magnetolectric motor of return-rotary motion. The calculated curves of the rotor angular speed, the motor torque and the torques of mechanical resistance, and the curves of the instantaneous values of powers of consumption, useful mechanical load, and losses are given. The frequency dependences of the efficiency factor and power components are obtained based on their calculation. Ref. 7, fig. 5.

Keywords: brushless magnetolectric motor, return-rotary motion, power, efficiency.

Introduction. One of the areas of research on various electromechanical systems is determining their energy efficiency and calculating the efficiency depending on the changing operating conditions. For the class of return-rotary motion systems under consideration, such studies have their specifics, different from the study of traditional electric drives with the unidirectional rotational motion of the motor shaft.

Return-rotary motion systems based on specialized electromechanical devices [1-4] are designed to control the trajectory of the angular motion of the actuator with a given amplitude and frequency. Features of calculating their energy efficiency are determined by the type of the executive motor, as well as the structures of power converters and mechanical transmissions, if any.

A feature of the brushless magnetolectric motor (BMM) of return-rotary motion proposed for consideration in this paper [5] is the presence in its structure of an additional permanent magnet in the gap between the coils of a single-phase winding. As a result of the interaction of the rotor magnet with a fixed magnet on the stator, an elastic connection arises between the stator and the rotor, which makes it possible to position the motor shaft in the initial angular position. A noteworthy circumstance is also that in the initial position, the rotor is forcibly oriented so that its poles are located opposite the active parts of the winding. Due to this, when the stator winding is exposed to alternating voltage, direct control of the frequency and amplitude of the mechanical oscillations of the actuating element is provided without the use of any additional mechanical motion trajectory converters, which minimizes the mechanical losses of such an electromechanical system.

The purpose of the paper is to study the frequency dependences of the efficiency factor and the values of the powers that characterize the operating modes of a specialized BMM of return-rotary motion.

The main material and research results. The structure of the BMM under consideration was described in detail in [5, 6]. Here we only note that the BMM of return-rotary motion is a specialized brushless electric machine consisting of a slotless stator with a single-phase winding, a magnetic circuit external to it, and an additional permanent magnet in the gap between the active sections of the winding to implement the effect of the elastic magnetic connection between the sta-

tor and the rotor. A two-pole permanent magnet and an actuating element are installed on the rotor shaft.

The following equations describe the mathematical model of BMM for controlling the return-rotary motion

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

$$M = k_m i \cos \alpha; \quad M_\omega = k_\omega \omega; \quad M_\alpha = k_\alpha \sin \alpha; \quad (2-4)$$

$$M_R = M_B \text{sign}(\omega); \quad M_L = k_L \omega; \quad (5, 6)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_\omega - M_\alpha - M_R - M_L; \quad \frac{d\alpha}{dt} = \omega. \quad (7, 8)$$

where i , u are current and control voltage of the stator; ω , α are angular speed and angle of rotation of the rotor shaft; M is electromagnetic torque of the motor; M_ω , M_α , M_R , M_L are torques of viscous friction and elasticity, the reactive torque of the bearings, and the load torque, respectively; L , R are inductance and active resistance of the stator winding; k_m is motor torque coefficient; J is rotor moment of inertia; k_ω , k_α are coefficients of viscosity and elasticity of the motor; M_B is the torque of mechanical resistance of the bearings. In this study, it is assumed that the viscosity coefficient of the mechanical load takes into account the parametric disturbance acting on the motor shaft.

The control of the reciprocating-rotary motion motor is carried out by exposing the stator windings to an alternating voltage with controlled amplitude and frequency in the range up to 100 Hz with such variants of its formation [6]

$$u = U_A \sin 2\pi f_o t; \quad (9)$$

$$u = U_A \text{sign}(\sin(2\pi f_o t)), \quad (10)$$

where U_A is stator voltage amplitude; f_o is the frequency of mechanical oscillations of the rotor shaft.

BMM of return-rotary motion is an object with non-linear dependences of input and output parameters. When the stator windings are connected to an AC voltage source, the motor can operate either in the mode of stabilization of the amplitude of the angle α_A of the rotor oscillations or in the mode of limiting the effective value of the stator current I . Stabilization of the oscillation angle at a given level occurs at frequencies not exceeding 20-30 Hz, and in the high-frequency part of the operating range, the maximum current is limited, which is determined by the motor cooling conditions.

As an object for research in this paper, a low-power BMM with an outer diameter of the stator body of 34 mm and a length of 120 mm is adopted. This motor is characterized by the following values of the parameters of equations (1-8): $L = 0,012 H$, $R = 40 Ohm$, $k_m = 0,125 Nm/A$, $k_\omega = 6,5 \cdot 10^{-5} Nms/rad$, $J = 2,4 \cdot 10^{-6} kg m^2$, $k_\alpha = 0,0448 Nm/rad$, $M_B = 2 \cdot 10^{-4} Nm$, $k_L = 1,7 \cdot 10^{-4} Nms/rad$.

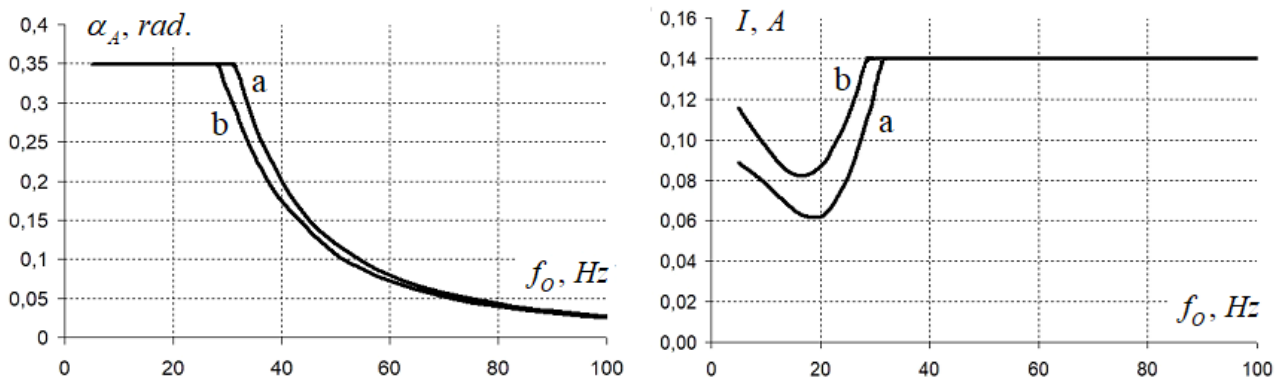


Fig. 1

To illustrate the BMM operating modes, fig. 1 shows the dependence of the amplitude of the angle of rotor oscillations and the effective value of the stator current on the frequency in the range from 1 to 100 Hz. The calculations were performed under the condition of limiting the maximum values of these parameters at the levels $\alpha_3 = \pi/9 \text{ rad}$ and $I_3 = 0,14 \text{ A}$. Here, the letters a and b denote the variants of the formation of sinusoidal (9) and rectangular (10) stator voltages.

The study of energy characteristics involves the calculation of the consumed and useful mechanical powers, the determination of the relationship between them, and the analysis of the structure of power losses in the motor. As a result of previous experimental studies [7], the adequacy of the mathematical model (1–8) of the BMM of return-rotary motion was confirmed. In this case, research can be performed based on the specified motor model. In addition, the experimental determination of many parameters and variables of such a specialized motor is difficult or impossible.

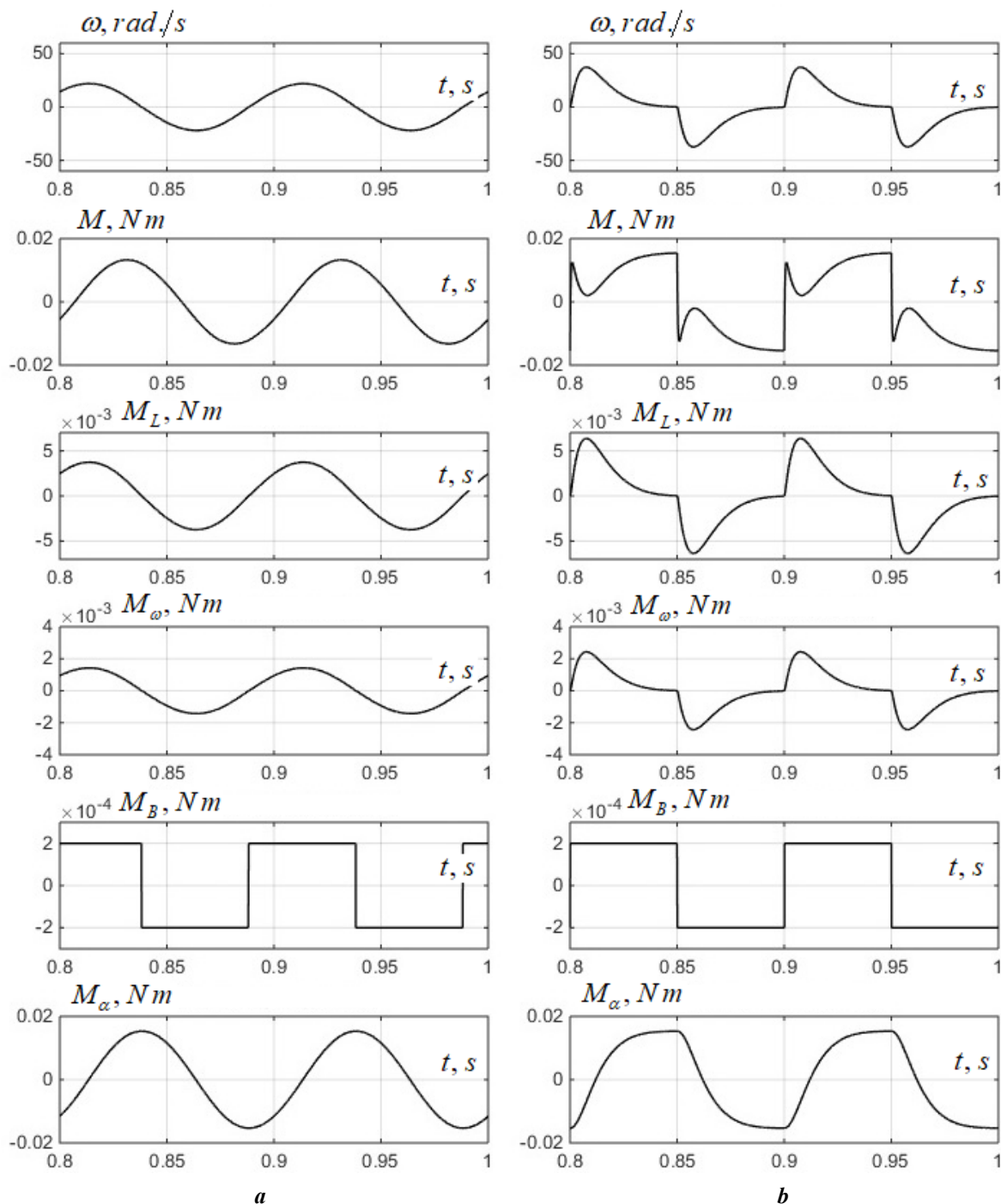


Fig. 2

First, we define the general structure of instantaneous powers, which characterizes the state of the BMM of return-rotary motion

$$p_1 = ui; p_2 = \omega M; p_L = \omega M_L; p_\omega = \omega M_\omega; \tag{11-14}$$

$$p_B = \omega M_R; p_\alpha = \omega M_\alpha; p_A = i^2 R, \tag{15-17}$$

where p_1 is the power consumed by the stator winding from the power source; p_2 is power on the motor shaft; p_L is the useful power of the mechanical load, which is modeled by introducing the coefficient of viscous friction k_L ; p_ω is power, the value of which is determined by the torque of viscous friction of the motor k_ω ; p_B is the power expended to overcome the friction of the bear-

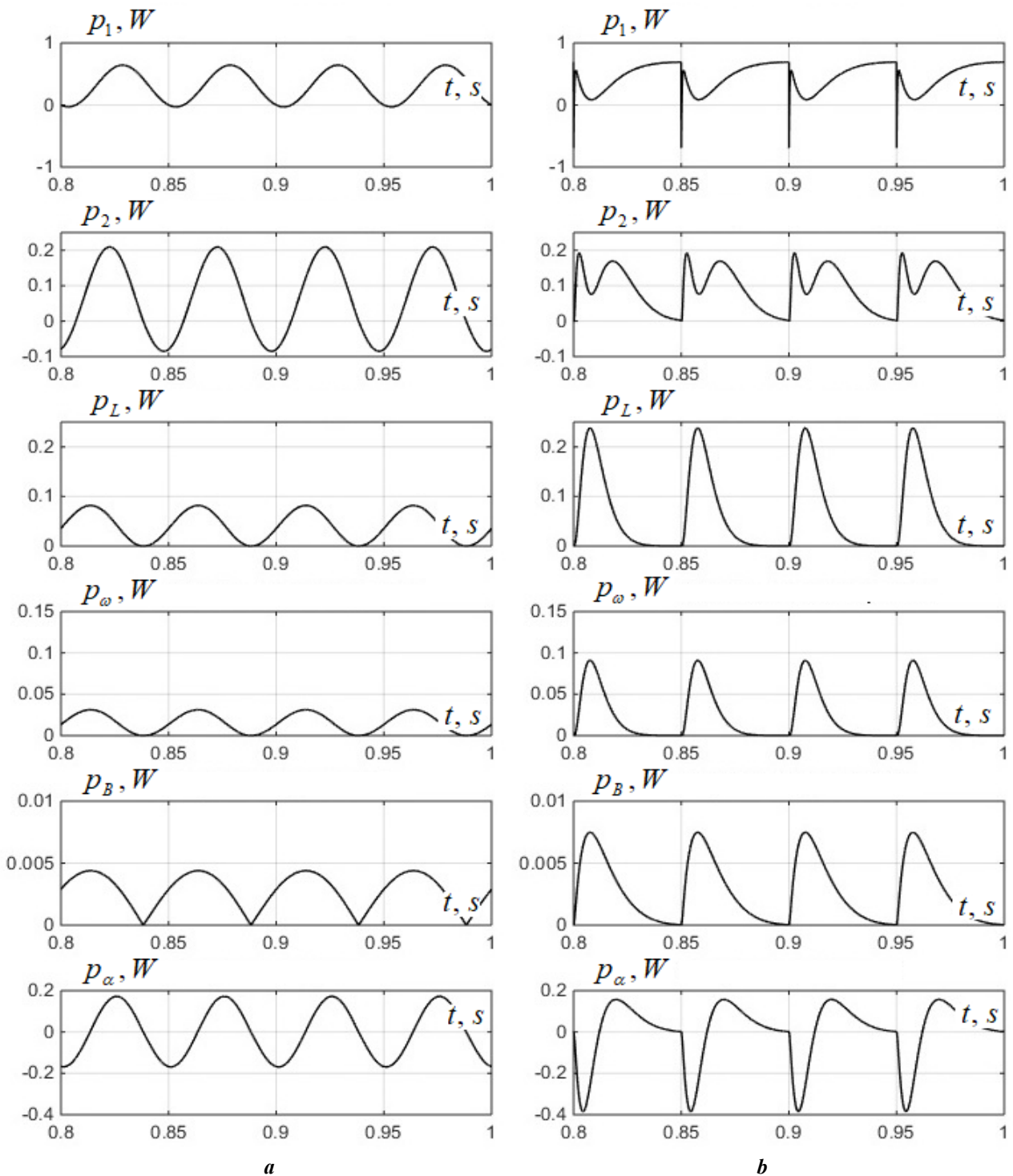


Fig. 3

ings; p_α is power due to the action of an elastic magnetic connection between the stator and the rotor; p_A is power losses on the active resistance of the stator winding.

Fig. 2 shows graphs of instantaneous values of the angular speed and the number of torques used to calculate the powers. Fig. 3 shows graphs of instantaneous values of powers that describe the state of the BMM of the return-rotary motion at an oscillation frequency value of 10 Hz. The letters *a* and *b* indicate the power supply modes of the motor with sinusoidal and rectangular stator voltage, respectively.

It can be seen that the influence of the elastic magnetic connection between the stator and the rotor does not cause active power consumption; that is, a periodic process of energy accumulation and return is observed.

Based on the formulas for instantaneous powers (11-17), respectively, their average values can be determined

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T p_1 dt; P_2 = \frac{1}{T} \int_0^T p_2 dt; P_L = \frac{1}{T} \int_0^T p_L dt; P_\omega = \frac{1}{T} \int_0^T p_\omega dt; \tag{18-21}$$

$$P_B = \frac{1}{T} \int_0^T p_B dt; P_\alpha = \frac{1}{T} \int_0^T p_\alpha dt; P_A = \frac{1}{T} \int_0^T p_A dt. \tag{22-24}$$

Finally, we can determine some relationships between the average values of the obtained powers

$$P_1 = P_2 + P_A; P_2 = P_L + P_\omega + P_B; P_\alpha = 0 \tag{25-27}$$

and determine the efficiency as the ratio of useful P_L and consumed P_1 powers

$$\eta = \frac{P_L}{P_1}. \tag{28}$$

For two variants of the formation of sinusoidal (*a*) and rectangular (*b*) stator voltage, fig. 4 shows the frequency dependences of the average values of consumption power P_1 , losses of power

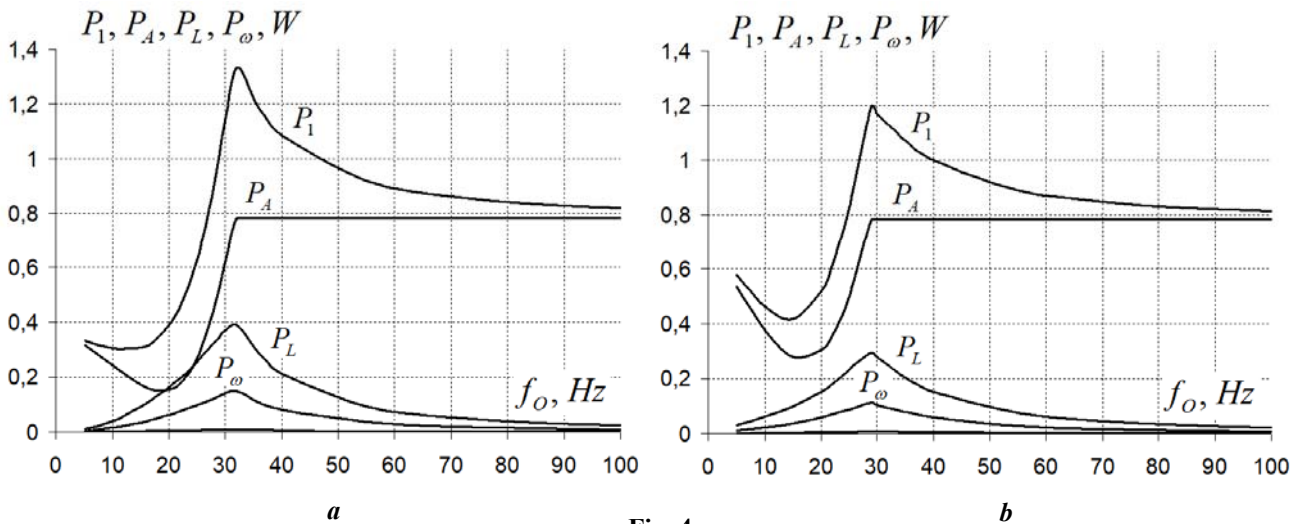


Fig. 4

P_A in the active resistance of the stator winding, useful power P_L , and power of viscous friction of the motor P_ω . The dependence of the power P_B consumed to overcome the bearing friction is not shown in the figure due to the smallness of its value.

Fig. 5 shows the frequency dependences of the efficiency of the motor for the variants of the formation of sinusoidal (*a*) and rectangular (*b*) stator voltages.

Conclusion. The BMM of the return-rotary motion under consideration is a low-power device; therefore, the value of the efficiency factor turned out to be relatively small. The motor control mode with a rectangular voltage seems to be inefficient (fig. 5); however, in this case, the forced

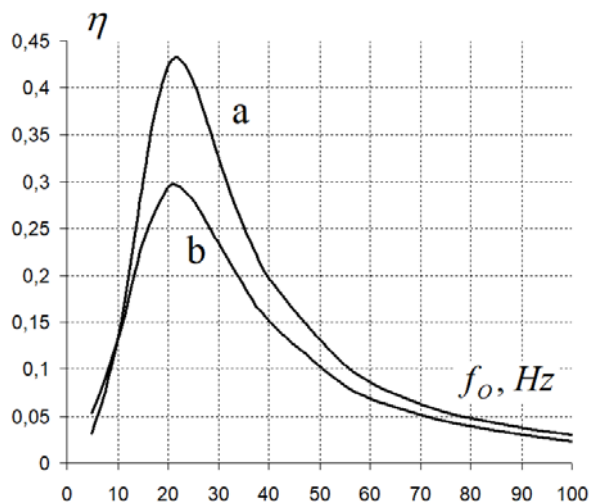


Fig. 5

operation mode of the motor with relatively large values of the amplitude of the angular speed is realized (fig. 2), which in some cases of the motor application provides a technological advantage. It can be seen that the frequency dependences (Fig. 4) reach a maximum under the condition of mechanical resonance, in which case the main operating frequency range of the motor can be selected in this operation mode. The relatively large values of losses in the active resistance of the stator winding are explained by the design limitations of the volume for placing the stator winding. The power expended to overcome the viscous friction of the motor is insignificant, and its reduction

seems inappropriate since the feedback with the viscosity coefficient k_{ω} covers one of the two integrating links (5, 6) with external feedback k_{α} , thereby contributing to the improvement of the stability of such an electromechanical system.

Фінансується за держбюджетною темою «Розробити наукові засади та принципи побудови керованих н-степеневих магнітоелектричних систем з екстремальними характеристиками» (шифр «Екстремум»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ 29.05.2018 р., протокол № 9. Державний реєстраційний номер роботи 0119U001279. КПКВК 6541030.

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., Kireyev V.G. Massage device. Patent UA 74668. 2006. (Ukr)
6. Kireyev V.G., Akinin K.P., Filomenko A.A. Features and principles of the development of brushless magneto-electric systems of the return-rotary motion. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 19–27.
7. Kireyev V.G., Akinin K.P., Filomenko A.A., Lavrinenko V.A. Experimental studies of brushless magneto-electric motors of the return-rotary motion. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2021. No 58. Pp. 74–81.

ЕНЕРГЕТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ БЕЗКОНТАКТНИХ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ДВИГУНІВ ЗВОРОТНО-ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ

К.П. Акинін¹, докт. техн. наук, В.Г. Кіреєв¹, канд. техн. наук, А.А. Філоменко¹, канд. техн. наук, О.В. Вертелєва², канд. фіз.-мат. наук

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

² – Київський національний торговельно-економічний університет, вул. Кіото, 19, Київ, 02156, Україна

У статті представлено результати досліджень структури потужностей, що характеризують стан спеціалізованого безконтактного магнітоелектричного двигуна зворотно-обертального руху. Наведено розрахункові криві кутової швидкості ротора, моменту двигуна та моментів механічного опору, а також криві миттєвих значень потужності споживання, корисного механічного навантаження та втрат. Отримано частотні залежності коефіцієнта корисної дії та складових потужностей, на основі яких було виконано його розрахунок. Бібл. 7, рис. 5.

Ключові слова: безконтактний магнітоелектричний двигун, зворотно-обертальний рух, потужність, коефіцієнт корисної дії.

Надійшла: 16.02.2022

Received: 16.02.2022

УДК 621.313.322

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.61.031>

ВПЛИВ СТУПЕНЯ ЗАКРІПЛЕННЯ ОБМОТКИ В ТОРЦІ ПАЗА СТАТОРА ТУРБОГЕНЕРАТОРА НА ТЕРМОМЕХАНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ІЗОЛЯЦІЇ ЇЇ СТЕРЖНЯ

К.А. Кучинський, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: kuchynskyy1962@gmail.com

На основі методу скінченних елементів запропоновано чисельну методику розрахунку термомеханічних переміщень і напружень вузлів стержня обмотки статора потужного турбогенератора з урахуванням його режими і конструктивних факторів. Наведено результати досліджень цих характеристик в ізоляції вздовж довжини стержня в радіальному та аксіальному напрямках за різних варіантів закріплення обмотки у торцевій зоні осердя. Визначено закономірності розподілу максимальних і середніх значень термомеханічних параметрів у назовій і лобовій частинах за умов традиційного способу кріплення та за наявності вільної ділянки стержня в торцевій зоні статора у номінальному режимі роботи генератора. Бібл. 12, рис. 4.

Ключові слова: потужний турбогенератор, осердя статора, ізоляція обмотки, варіанти закріплення, чисельні дослідження, термомеханічні параметри.

Вступ. Основним генеруючим обладнанням енергоблоків електричних станцій України є потужні синхронні турбогенератори (ТГ), які виступають найбільш складною ланкою в електричній частині. Надійність електротехнічного обладнання електростанцій є одним із основних факторів, що забезпечує безперервне вироблення електроенергії.

Атомна енергетика на сьогодні є найбільш стабільним, надійним й прогнозованим виробником електроенергії.

Більшість ТГ у світі, що експлуатуються на енергоблоках атомних електростанцій (АЕС), мають чотириполюсне виконання та одиночну потужність до 1500...1700 МВА. За даними *CIGRE*, основними виробниками таких генераторів на сьогодні є фірми *Alstom* (Франція), *Siemens* (Німеччина), *Asea Brown Boveri* (Швейцарія), *General Electric* (США). Чотириполюсні ТГ у порівнянні з двополюсними мають низку переваг.

На чотирьох АЕС України експлуатуються 15 енергоблоків загальною потужністю 13,835 ГВт, що складає приблизно 25 % загальної генерації країни. У їхньому складі перебувають 13 ТГ потужністю 1000 МВт, із яких вісім чотириполюсних (1500 об/хв) і п'ять двополюсних (3000 об/хв).

Аналіз роботи ТГ енергоблоків АЕС України свідчить про їхню незадовільну надійність, причому як двополюсних, так і чотириполюсних. З підвищенням одиничної потужності надійність знижується, частіше відбуваються відмови [1].

Значна кількість ушкоджень генераторів в експлуатації викликана дефектами ізоляції обмоток статора (ОС) та збудження (ОЗ) [2, 3], що виникають, у тому числі, внаслідок старіння ізоляції, її зволоження, а також у результаті перенапружень, механічних ушкоджень тощо.

Відмови синхронних генераторів, спричинені ушкодженням ОС, виникають удвічі частіше, ніж ті, що відбуваються через ушкодження ОЗ. Зіпсування ОС виникає внаслідок пробою ізоляції. Ділянки, що мають низьку міцність ізоляції, з'являються внаслідок подальшого розвитку дефектів у процесі експлуатації [4].

Забезпечення високого рівня експлуатаційної надійності, коефіцієнта корисної дії та ремонтпридатності ТГ на основі нових інженерних рішень є головними задачами важкого електромашинобудування. Значна кількість цих рішень спрямована на вдосконалення торцевої зони (ТЗ) статора [5–7], однієї з найважливіших проблемних зон конструкції машини, нагрів якої обмежує можливості ТГ в експлуатаційних режимах, у тому числі у режимах із

споживанням реактивної потужності [8]. Це пояснюється як складністю конструкції ТЗ, так і наявністю в цій зоні електричних, магнітних, теплових і механічних явищ, які ще недостатньо детально вивчені.

Постановка проблеми. Спосіб закріплення стержнів у пазах статора ТГ визначає ступінь впливу обмотки на стан зубців осердя в крайньому пакеті й нерівномірність розподілу тиску пресування. У випадках швидкої (до 5 років напрацювання) відмови генераторів через розкріплення стержнів у пазах основною причиною пошкодження ізоляції вважається вплив термомеханічних напружень, що виникають в ОС, жорстко пов'язаній з осердям.

Для зниження рівня цих впливів застосовуються різні конструктивні заходи. Зокрема, в моделі аксіальних термомеханічних деформацій статорів [9] з метою зменшення фрикційної взаємодії обмотки і сталі зубця в кінцевій зоні машини досліджувалися варіанти зі «звільненням» стержня на певну глибину в торці статора. На основі аналітичного рішення з використанням емпіричних коефіцієнтів, що варіюються в широких межах, в теоретичних висновках констатується, що подібні заходи дають змогу обмежити нерівномірність тиску пресування сердечника і знизити його термомеханічну складову в торцевій частині статора ТГ.

У монографії [10] аналізується одновимірний елемент статора генератора. За умови допущення в розрахунках про рівномірність нагріву всіх стержнів за аксіальною і тангенціальною координатами теоретичної моделі осердя так само розглядається можливість «звільнення» обмотки в торцевій зоні на деяку глибину для зниження фрикційної взаємодії обмотки і зубців.

Однак аналіз термомеханічних характеристик елементів статора ТГ свідчить про появу залишкової складової та зниження тиску пресування в кінцевій зоні генератора у разі значного нагрівання міді стержнів порівняно із залізом осердя і прослизанні ОС відносно його зубців [11].

У дослідженнях термомеханічних переміщень і напружень вузлів ТГ на основі одновимірних стержневих схем вибір їхніх параметрів і поєднань останніх істотно залежить від наявності експериментальних даних, які практично неможливо отримати в реальних умовах на електростанціях.

Можливість розвитку таких досліджень у напрямі просторового їхнього вивчення з урахуванням різних механічних і режимних факторів дає можливість використання чисельного підходу до вирішення завдання, зокрема, на основі методу скінченних елементів (МСЕ) [2].

Переваги МСЕ порівняно із скінченно-різницевиими методами полягають у можливості вільного варіювання параметрами сітки для розрахунку напруженого стану різних тіл, легкості врахування граничних умов, наявності сформованих для вирішення задачі розріджених структур матриць у рівняннях термомеханіки.

Метою пропонованої статті є визначення основних закономірностей розподілу переміщень і напружень елементів обмотки статора та кількісних співвідношень аксіальних і радіальних складових термомеханічних характеристик у номінальному режимі турбогенератора з урахуванням різних умов кріплення пазової частини стержня в кінцевій зоні осердя.

Математична модель для дослідження термомеханічних характеристик елементів стержня обмотки статора турбогенератора. Для знаходження термомеханічних переміщень у вузлах i, j, m скінченного (трикутного) елемента (невідомі U з індексами «2-1» – вздовж вісі x ; з індексами «2» – вздовж вісі у декартовій системі координат) з урахуванням початкових і граничних умов вирішується таке матричне рівняння:

$$[k] \cdot [U_{2i-1} \ U_{2i} \ U_{2j-1} \ U_{2j} \ U_{2m-1} \ U_{2m}]^T = \{f\}, \quad (1)$$

де $\{f\}$ – вектор його теплового навантаження; $[k]$ – матриця жорсткості трикутного елемента, яка має вигляд

$$[k] = [B]^T [D][B]tS, \quad (2)$$

де позначено: $[B]$ і $[B]^T$ – відповідно матриця градієнтів, що зв'язує деформації елемента і переміщення його вузлів, і транспонована матриця; $[D]$ – матриця пружних констант; t – товщина елемента; S – його площа.

$$[D] = \frac{E}{1-\mu^2} \begin{bmatrix} 1 & \mu & 0 \\ \mu & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1-\mu}{2} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

де E – модуль пружності; μ – коефіцієнт Пуассона матеріалу елемента.

Вектор навантаження елемента позначено як

$$\{f\} = [B]^T [D] \{\varepsilon_0\} S = \frac{\alpha E t \Delta T}{2(1-\mu)} \begin{Bmatrix} b_i \\ c_i \\ b_j \\ c_j \\ b_m \\ c_m \end{Bmatrix}, \quad (4)$$

де $b_i, b_j, b_m, c_i, c_j, c_m$ – коефіцієнти матриці, що залежать від координат вершин елемента; $\{\varepsilon_0\}$ – початкова деформація елемента, що має вигляд

$$\{\varepsilon_0\} = \alpha \Delta T \begin{Bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{Bmatrix}, \quad (5)$$

де α – коефіцієнт теплового розширення; ΔT – відхилення температури від деякого рівноважного значення.

Далі розраховуються деформації елемента з використанням вже відомих переміщень U у вузлах:

$$\begin{Bmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \varepsilon_{xy} \end{Bmatrix} = [B] \cdot \begin{Bmatrix} U_{2i-1} \\ U_{2i} \\ U_{2j-1} \\ U_{2j} \\ U_{2m-1} \\ U_{2m} \end{Bmatrix}. \quad (6)$$

Термомеханічні напруження в елементах визначаються через вузлові переміщення:

$$\{\sigma\} = [D][B]\{U\} - [D]\{\varepsilon_0\}. \quad (7)$$

Теоретичні положення для чисельного розрахунку термомеханічних характеристик реалізовані у вигляді пакету комп'ютерних програм.

Практичний інтерес становить оцінка величин переміщень і термомеханічних напружень в елементах стержня на виході обмотки із крайнього пакета осердя в ТЗ статора (рис. 1) генератора.

Аналіз результатів досліджень. Проаналізуємо отримані результати чисельних розрахункових досліджень впливу ступеня закріплення стержня в ТЗ осердя на термомеханічні характеристики ізоляції статорної обмотки чотириполюсного ТГ потужністю 1000 МВт у режимі номінального навантаження.

Конструктивно кріплення обмотки розробляється з метою максимально можливого виключення радіальних і тангенціальних переміщень у лобових частинах. Одночасно воно має забезпечувати вільні аксіальні переміщення у разі нагрівання пазової частини ОС [12].

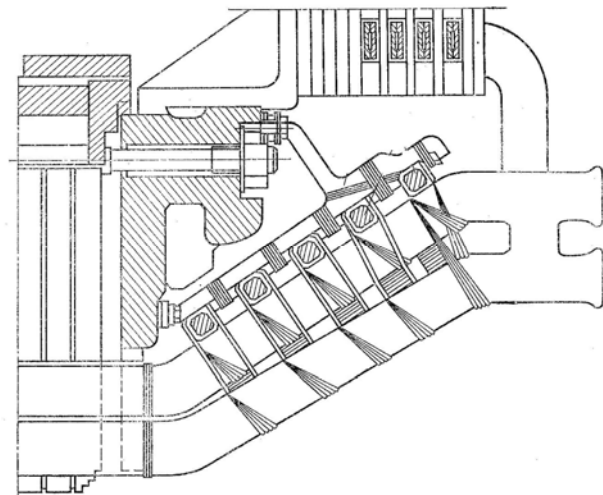


Рис. 1

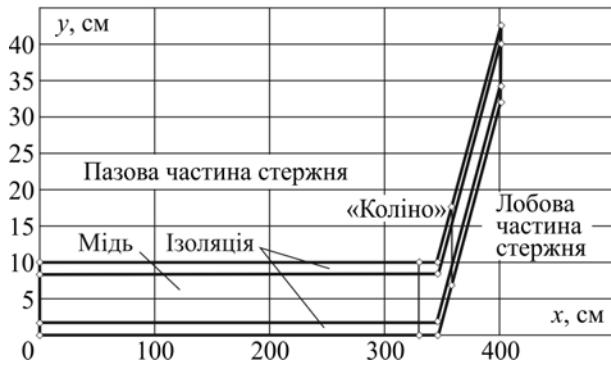


Рис. 2

Таким чином, для коректного вирішення задачі визначаються і задаються граничні умови на половині стержня (розрахункової області – рис. 2) в пазовій і лобовій частинах обмотки машини в найбільш нагрітій її частині – з боку турбіни.

Приймалося, що аксіальні переміщення на лівій вертикальній границі (вісі симетрії моделі – середині стержня в активній зоні статора) відсутні. На дні паза та на границі між стержнями ОС (верхня й нижня горизонтальні лінії до першої вертикальної) радіальні переміщення всіх вузлів моделі також дорівнюють нулю. Тут можливі переміщення тільки вздовж вісі x . Попередньо проводився чисельний термомеханічний розрахунок половини осердя статора (від середини до торцевої зони з боку турбіни) в аксіальному перетині. Отримані величини складових переміщень вузлів статора вздовж вісі x задавалися як граничні умови I роду у вузли моделі стержня, у яких «здійснювалося» кріплення лобових частин (від вертикальної лінії в місці початку кріплень до голівок лобових частин).

Для термомеханічних досліджень «вивільнена» ділянка стержня на виході з крайнього пакету статора складала у варіантних комп'ютерних розрахунках 20 см. На рис. 3 і 4 наведено результати чисельних досліджень МСЕ відповідно термомеханічних переміщень і напружень в ізоляції за довжиною стержня статорної обмотки ТГ у разі номінального навантаження за різних умов її закріплення в зоні крайніх пакетів осердя: 1, 3 – аксіальні (вздовж вісі x моделі) при традиційному закріпленні та наявності вільної ділянки довжиною 20 см у пазовій зоні; 2, 4 – радіальні (вздовж вісі y) за тих самих умов.

Як видно з графіків, максимальні значення термомеханічних переміщень і напружень в елементах стержня обмотки спостерігаються в ТЗ генератора.

Водночас максимальні аксіальні переміщення вузлів ізоляції стержня на ділянці від крайнього пакета до вузла початку кріплення лобових частин обмотки у разі «вивільнення» її пазової частини в кінцевій зоні збільшуються в 1,11 раза щодо звичайного закріплення (від 0,619 до 0,689 мм). Значно більшою мірою зростають значення максимальних радіальних переміщень (відповідно від -0,181 до -0,336 мм, тобто в 1,86 раза).

Величини напружень (рис. 4) у пазовій зоні в обох випадках монотонно збільшуються від середньої частини осердя статора до його торця, що пов'язано з підігрівом холодоагенту за довжиною стержня. У той же час вздовж вісі x вони значно менше, ніж вздовж вісі y , що пояснюється, з одного боку, припущенням вільного аксіального переміщення стержнів, з іншого – конструктивними обмеженнями радіальних переміщень («зверху» – за рахунок клину, «знизу» – прокладки і нижнього стержня, а також за рахунок бічного тертя об стінки паза).

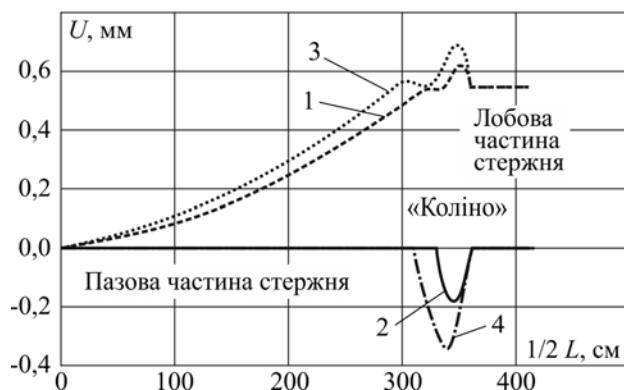


Рис. 3



Рис. 4

За наявності «вільної» ділянки термомеханічні напруження в ізоляції пазової частини обмотки зменшуються за абсолютною величиною несуттєво (приблизно на 1,5...3 %). Зміна напружень у зоні вильоту лобової частини носить нелінійний характер, що обумовлено відповідними початковими і граничними умовами в досліджуваній області й рівнями нагрівів сталі зубця, міді стержня та його ізоляції.

На виході з пазу зниження максимальних значень аксіальних і радіальних напружень стиску незначне – відповідно на 4,1 % (з -63,955 до -61,432 МПа) і на 8,6 % (від -129,430 до -119,221 МПа).

Як і слід було очікувати, у «вільній» зоні деформованого стержня величини термомеханічних напружень в обох випадках несуттєві й залежать від геометрії «коліна».

У місці початку закріплення лобових частин ОС аксіальні та радіальні напруження в даних вузлах ізоляції за наявності «вільної» ділянки стержня в торці пазової частини значно підвищуються – від -67,376 до -102,742 МПа (або на 52,5 %) і відповідно від -91,562 до -113,013 МПа (на 23,4 %).

Таким чином, за різних варіантів кріплення обмотки в пазу значення термомеханічних напружень в ізоляції стержня в аксіальному напрямку значно менше межі її міцності (70...80 МПа), а в радіальному – близькі до величини розривної міцності. Особливу небезпеку становлять максимальні величини локальних радіальних та аксіальних напружень у вузлах, що розташовані на виході стержня в ТЗ статора, в якій в окремих елементах ізоляції вони істотно перевищують допустимі значення за механічною міцністю матеріалу ізоляції.

Висновки. Найбільші значення термомеханічних переміщень і напружень в елементах ізоляції стержня за обох варіантів пазового кріплення обмотки спостерігаються у торцевій зоні ТГ.

У випадку «вивільнення» пазової частини обмотки в кінцевій зоні осердя значно, на 86 %, збільшуються радіальні переміщення на виході з паза, що може призвести до небезпечної деформації на вигин стержня. Водночас, що особливо важливо, термомеханічні напруження в ізоляції уздовж всієї пазової частини обмотки зменшуються несуттєво, приблизно на 1,5...3 %, а максимальні значення на виході з паза зміщуються вглиб осердя та знижуються лише від 4,1 до 8,6 %. У місці початку закріплення лобових частин аксіальні й радіальні напруження в даних вузлах ізоляції обмотки статора підвищуються значно – відповідно на 52,5 і 23,4 %, що може негативно впливати як на механічний стан матеріалу, так і сприяти погіршенню вібраційного стану стержня з ослабленням його кріплення.

Роботу виконано частково за держбюджетною темою «Розвиток наукових засад та розробка методів і систем діагностування електричних машин з блоком прогнозування їх залишкового ресурсу» (Шифр «ДІАГНОСТИКА ЕМ-3»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ від 09.07.2019 р., протокол № 12, Державний реєстраційний номер роботи 0120U002002, частково за темою «Наукове обґрунтування та розробка методів і засобів підвищення безвідмовності потужного генеруючого обладнання ТЕС, ГЕС і АЕС» (шифр «БЕЗВИДМОВНІСТЬ-2»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ від 29.05.2018 р., протокол № 9, Державний реєстраційний номер роботи 0119U001213. КПКВК 6541030.

1. Кенсницький О.Г. Експлуатаційна надійність генеруючого обладнання енергоблоків атомних електростанцій України. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2021. Вип. 58. С. 100–106. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.100>
2. Кучинский К.А. Влияние нарушения циркуляции дистиллята на термомеханические напряжения в изоляции обмотки статора турбогенератора мощностью 800 МВт. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 1. С. 75–80.
3. Кучинский К.А. Анализ температурного поля ротора турбогенератора мощностью 300 МВт при асимметрии охлаждения пазовой зоны. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 4. С. 59–66.
4. Голоднова О.С. Основные причины отказов турбогенераторов и пути их предупреждения: [учеб.-метод. пос.]. Москва: ИПК-госслужбы, 2005. 92 с.
5. Крамарський В.А., Черемісов І.Я., Титко О.І., Грубой О.П., Пенський В.Ф., Мінко О.М. Статор електричної машини. Патент України № 99571, 2015.
6. Титко О.І., Кобзар К.О., Хвалін Д.І. Осердя статора електричної машини змінного струму. Патент України № 111154, 2016.

7. [Титко О.І.], Мишастий М.Д., Воронін А.І., Хвалін Д.І. Експериментальні дослідження ефективності екранів зубцево-пазової конструкції статорів турбогенераторів. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2017. № 46. С. 34–42.
8. Кенсницький О.Г., Хвалін Д.І. Електромагнітне поле у торцевій зоні турбогенератора при зміні реактивного навантаження. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 1. С. 62–68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.01.062>
9. Аврух В.Ю., Пикульский В.А., Чистиков А.А. Исследование возможностей снижения термомеханических нагрузок в статорах турбогенераторов. *Электрические станции*. 1986. № 4. С. 42–44.
10. Зозулін Ю.В., Антонов О.Є., Бичік В.М., Боричевський А.М., Кобзар К.О., Лівшиць О.Л., Ракогон В.Г., Роговий І.Х., Хаймович Л.Л., Чередник В.І. Створення нових типів та модернізація діючих турбогенераторів для теплових електричних станцій: Харків: ПФ «Колегіум», 2011. 228 с.
11. Голоднова О.С., Ростик Г.В. Анализ и мероприятия по предупреждению повреждений сердечников статоров турбогенераторов. *Электросила*. 2004. № 43. С. 56–64.
12. Глебов И.А., Данилевич Я.Б. Научные основы проектирования турбогенераторов. Ленинград: Наука, 1986. 184 с.

INFLUENCE OF THE DEGREE OF FIXING THE WINDING AT THE END OF THE SLOT OF THE TURBOGENERATOR STATOR ON THERMOMECHANICAL CHARACTERISTICS OF ITS CORE ISOLATION

К.А. Kuchynskyi

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

Based on the finite element method, a numerical method for calculating thermomechanical movements and stresses of the components of the stator winding of a powerful turbogenerator is proposed, taking into account its regime and structural factors. The results of studies of these characteristics in insulation along the length of the core in radial and axial directions in different variants of fixing the winding in the end zone of the core are presented. The regularities of distribution of maximum and average values of thermomechanical parameters in the groove and frontal parts with the traditional method of fastening and the presence of a free section of the core in the end zone of the stator in the nominal mode of operation of the generator are determined. Ref. 12, fig. 4.

Keywords: powerful turbogenerator, stator core, winding insulation, mounting options, numerical studies, thermomechanical parameters.

1. Kentsytskyi O.H. Operating reliability of generating equipment of power units of nuclear power plants of Ukraine. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2021. Vol. 58. Pp. 100–106. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.100> (Ukr)
2. Kuchynskyi K.A. Effect on circulation disorders distillate on thermomechanical stresses in isolation of the stator winding of the turbogenerator by power 800 MW. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 1. Pp. 75–80. (Rus)
3. Kuchynskyi K.A. The Analysis of Temperature Field of Rotor of Turbogenerator Capacity 300 MW at Asymmetry of Cooling of Grooving Zone. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 4. Pp. 59–66. (Rus)
4. Golodnova O.S. Principal causes of failures of turbogenerators and a way of their forestalling. Moskva: IPK-gossluzhby, 2005. 92 p. (Rus)
5. Kramarsky V.A., Cheremysov I.Ya., Titko O.I., Gruboy O.P., Pensky V.F., Minko O.M. Stator of an electric machine. Patent UA No 99571, 2015. (Ukr)
6. Titko O.I., Kobzar K.O., Hvalin D.I. The stator core of AC electric machine. Patent UA No 111154, 2016. (Ukr)
7. [Титко О.І.], Myshasty N.D., Voronin A.I., Hvalin D.I. Experimental studies of the effectiveness of tooth-slot design screens of turbo generators stators. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2017. Vol. 46. Pp. 34–42. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2017.46.034>
8. Kentsytskyi O.G., Hvalin D.I. The end zone turbogenerator electromagnetic field for changes the reactive load. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 1. Pp. 62–68. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.01.062>
9. Avrukh V.Yu., Pikul'skyi V.A., Chistikov A.A. Research of possibilities for reducing thermomechanical loadings of stators of turbogenerators. *Elektricheskie stanzii*. 1986. No 4. Pp. 42–44 (Rus)
10. Zozlin Yu.V., Antonov O.E., Bychik V.M., Borichevskii A.M., Kobzar K.O., Livshits O.L., Rakogon V.G., Rogovyi I.Kh., Khajmovich L.L., Cherednik V.I. Creation of new types and modernization of acting turbogenerators for thermal power plants. Kharkiv: PF «Kolegium», 2011. 228 p. (Ukr)
11. Golodnova O.S., Rostik G.V. Analysis and provisions under the forestalling of faults of cores of stators of turbogenerators. *Elektrosila*. 2004. No 43. Pp. 56–64. (Rus)
12. Glebov I.A., Danilevich Ya.B. Scientific of a basis of designing of turbogenerators. Leningrad: Nauka, 1986. 184 p. (Rus)

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.314.5

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.61.037>**ПРИСТРІЙ ДЛЯ КОРИГУВАННЯ ФОРМИ НАПРУГИ МЕРЕЖІ, ЯКА ЖИВИТЬ ПОТУЖНИЙ КЕРОВАНИЙ ВИПРЯМЛЯЧ****О.І. Чиженко***, докт. техн. наук, **І.В. Блінов****, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: alivchizh@ukr.net, blinovigor81@gmail.com

Запропоновано схемотехнічне рішення пристрою для коригування форми напруги мережі, яка живить керований вентиляльний випрямляч зіставної з нею потужності. У ньому провали та підвищення у фазній напрузі мережі, які виникають під час комутації струму з одної фази на іншу, компенсуються коригуючими імпульсами, що трансформуються в ці фази з фази незадіяної в комутації за допомогою трансформаторів. Ланка коригування фазної напруги мережі, яка формує коригуючі імпульси, підключається до випрямляча у кожній фазі за допомогою чотирьох груп вентилів, кожна з яких містить два зустрічно-паралельні керовані тиристори, які поєднують випрямляч з фазами мережі і її нульовим проводом. Описано алгоритм керування керованими тиристорами. Бібл. 8, рис. 2.

Ключові слова: коригування напруги, випрямляч, якість напруги.

Сьогодні підвищення ефективності електропостачання споживачів, забезпечення стандартів якості електричної енергії, встановлених в кодексах системи передачі та розподілу [1, 2], що використовуються у практичній діяльності оператора системи передачі та операторів систем розподілу [3, 4], є важливим напрямом розвитку електроенергетики в сучасних ринкових умовах [5]. Однією з найважливіших вимог до сучасних напівпровідникових керованих перетворювачів електричної енергії є забезпечення їхньої електромагнітної сумісності з мережею [6] і з встановленим у мережі іншим навантаженням. У разі живлення від мережі керованого випрямляча, зібраного на тиристорах, особливого значення набуває якість напруги на його вході. Робота керованих вентиляльних випрямлячів зіставної з мережею потужності супроводжується суттєвим спотворенням форми напруги мережі. Це пов'язано з процесами комутації струму вентилями, що відбуваються у випрямлячі під час випрямлення змінної напруги. Перехід струму з вентилів однієї фази на вентилялі іншої фази випрямляча внаслідок наявності в контурі комутації власної індуктивності мережі L_a , яка складається з індуктивності обмоток розподільчих трансформаторів та індуктивності лінії передачі енергії, не може бути миттєвим. Тому впродовж деякого часу (інтервалу комутації) фази, що задіяні у комутації, виявляються закочороченими одночасно відкритими вентилями: тим, що входить за чергою у роботу, та тим, що з неї виходить. У цей інтервал часу (який вимірюється кутом комутації γ) в мережі протікають струми короткого замикання, які призводять до падіння напруги на опорах $x_a = \omega L_a$ ($\omega = 2\pi f$; f – частота напруги живлення). Ці падіння напруги вирізають або додають у фазних напругах мережі так звані комутаційні площинки, що призводить до виникнення у напругах мережі провалів та підвищень. Такі провали та підвищення напруги у разі, коли потужність випрямляча зіставна з потужністю мережі, що його живить, за деяких значень кутів керування вентилями α та комутації вентилів γ , а також відповідних значень величини середнього значення випрямленого струму I_d , суттєво спотворюють форму напруги мережі, що ставить під сумнів ефективність застосування традиційних схем випрямлячів. Тому розроблення ефективних схемотехнічних рішень подолання цієї проблеми, які відріз-

нялися б від альтернативних кращими техніко-економічними показниками, є актуальною проблемою.

Метою роботи є нове схемотехнічне рішення пристрою коригування форми напруги мережі у разі живлення від неї керованого випрямляча зіставної потужності з належними техніко-економічними та масогабаритними показниками.

Ідея рішення, що пропонується, полягає в реалізації способу [7], за якого компенсація провалів та підвищень у напрузі мережі здійснюється за допомогою імпульсів коригування, що трансформуються в мережу за допомогою трифазного трансформатора, вторинні обмотки якого ввімкнені в розрив фазних дротів мережі й діють за принципом вольтододавання. Джерела напруги живлення первинних обмоток цих трансформаторів можуть варіюватися.

У роботі [7] запропоновано пристрій, де ланка коригування форми напруги мережі, що містить три однофазні трансформатори вольтододавання, первинні обмотки яких у кожній фазі живляться від виходу випрямляча, тобто від випрямленої ним напруги.

Недоліком цього пристрою є те, що його неможливо використовувати з випрямлячами, які виконані в такий спосіб, що в них немає фізичного доступу до їхнього виходу. Схемотехнічне рішення, яке розробляється, позбавлене необхідності втручання у потужне обладнання, яке у збірці містить випрямляч і яке часто має складні схеми монтажу силових та сигнальних дротів, що суттєво ускладнює пошук точок під'єднання (вихідних клем випрямляча) у разі живлення від виходу випрямляча.

У пристрої для коригування форми напруги мережі, який пропонується, первинні багатovitкові обмотки у всіх фазах під'єднуються через групи вентилів та дільник напруги безпосередньо до інших фаз мережі.

Схема цього рішення показана на рис. 1, де: 1) мережа, змодельована колом,

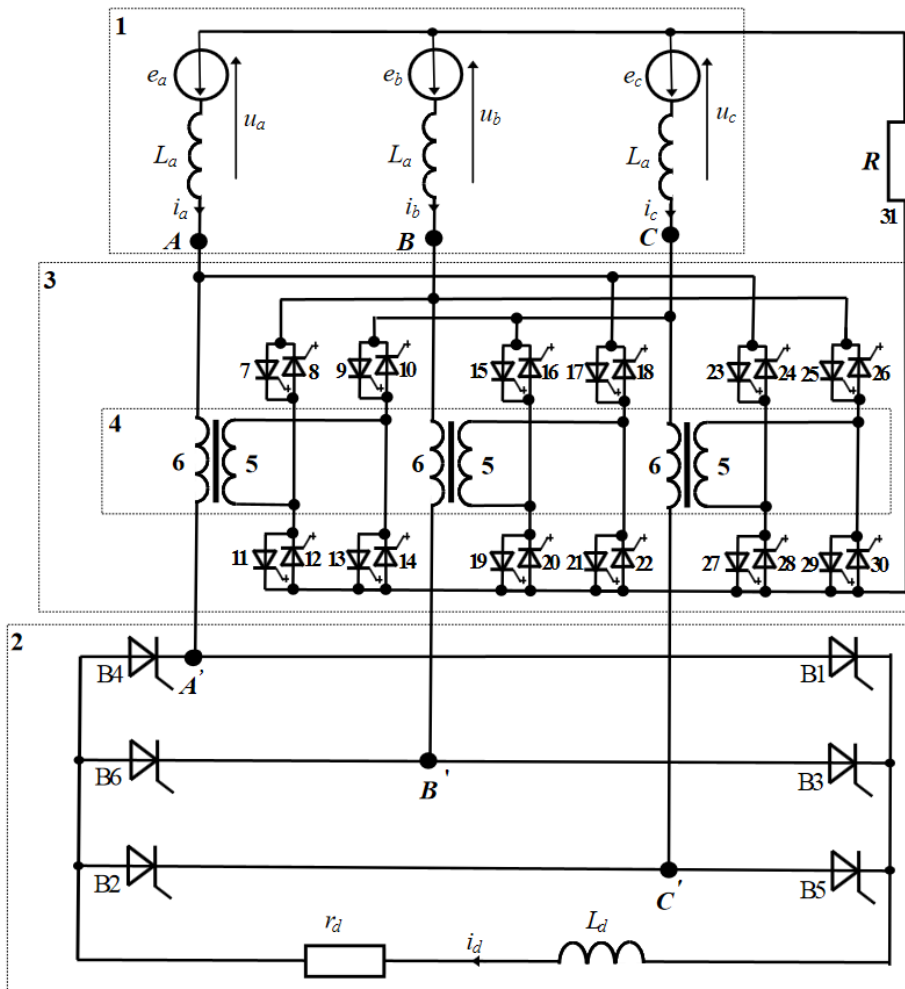


Рис. 1

обведеним пунктирним прямокутником, позначеним цифрою 1, у якому e_a , e_b і e_c – моделюють трифазну систему ЕРС вторинної обмотки розподільчого трансформатора на вході мережі, L_a – моделює індуктивність мережі, в якій враховується індуктивність лінії електропередачі (ЛЕП) та індуктивність обмоток розподільчого трансформатора (РТ) на вході мережі; 2) випрямляч, який на схемі виділено пунктирним прямокутником та позначено цифрою 2, що містить випрямний тиристорний міст, підключений до фазних клем мережі A' , B' і C' , зібраний на тиристорах В1–В6, у діагональ випрямленого струму якого увімкнено навантаження з опором r_d , послідовно з яким увімкнено згладжувальний дросель з індуктивністю L_d ; 3) ланка коригування напруги мережі, яка на схемі обведена пунктирним прямокутником та позначена цифрою 3, – з трансформаторами (на схемі позначені цифрою 4), вторинні маловиткові обмотки яких (позначені цифрою 6) увімкнено у розрив фазних дротів мережі на вході випрямляча (тобто між фазними клемми A , B , C і клемми A' , B' , C'), а первинні багатовиткові обмотки (позначені цифрою 5) приєднано у кожній фазі за допомогою чотирьох груп вентилів, кожна з яких містить два зустрічно-паралельно увімкнені запірні тиристири, що, через ділянку напруги – керований потенціометр R (його позначено числом 19), яким регулюються амплітуди коригуючих імпульсів, – до фаз мережі. Вентиль групи, провідність якого здійснюється від фази до нульового проводу, далі називаємо прямим, а вентиль зі зворотною провідністю – зворотним, ці групи вентилів на рис. 1 пронумеровано від 7 до 18. Особливістю їхнього приєднання є те, що дві групи з них у кожній фазі поєднують вторинні обмотки з фазами мережі, причому одна з них приєднана до початку обмотки, а інша – до її кінця, а інші дві групи поєднують цю обмотку з нульовим проводом, де одна з цих груп приєднана до початку обмотки, а інша – до її кінця.

Для пояснення особливостей запропонованого способу приєднання первинних обмоток 5 імпульсних трансформаторів 4 ланки коригування форми напруги мережі 3 розглянемо відомі з технічної літератури вирази для напруг мережі u_a , u_b і u_c на інтервалі комутації, на якому за допомогою вентилів В1–В6 випрямляча відбувається комутація струму з однієї фази мережі на іншу. З підручників з перетворювальної техніки [8] відомо, що на інтервалі, який відповідає комутації струму з фази C на фазу A , маємо:

$$u_a = u_c \approx \frac{e_a + e_c}{2} = -\frac{e_b}{2}; \quad (1)$$

відповідно на інтервалі комутації струму з фази A на фазу B :

$$u_a = u_b \approx \frac{e_a + e_b}{2} = -\frac{e_c}{2}; \quad (2)$$

на інтервалі комутації струму з фази B на фазу C :

$$u_b = u_c \approx \frac{e_b + e_c}{2} = -\frac{e_a}{2}. \quad (3)$$

У співвідношеннях (1)–(3) знак « \approx » використовується тому, що пульсаціями випрямленого струму i_d нехтуємо (тобто вважаємо, що струм $i_d = I_d$ – абсолютно згладжений), внаслідок чого струм, який замикається по колу: фази мережі–діагональ випрямленого струму тиристорного (В1-В6) моста, не спричиняє падіння напруги на індуктивності L_a . Падіння напруги на L_a за прийнятих припущень спричиняє лише струм короткого замикання (КЗ) фаз мережі. КЗ фаз мережі спричиняють одночасно відкриті вентиля однієї групи (анодної або катодної), за допомогою яких і здійснюється комутація струму мережі.

Із співвідношень (1)–(3) випливає така закономірність, що на інтервалі комутації напруга фаз мережі, які беруть участь у процесі комутації, математично виражається через напругу третьої фази, яка у процесі комутації участі не бере. Ця закономірність стала основою ідеї, яку реалізовано у випрямлячі за схемою на рис. 1, і яка полягає в тому, що компенсація провалів чи підвищень у фазних напругах мережі, які виникають у процесі комутації струму з однієї фази на іншу, здійснюється трансформацією у ці фази напруги з третьої фази, що у цьому процесі комутації не задіяна. У схемі на рис. 1 приєднання напруги такої вільної від

процесу комутації фази до вторинних обмоток 5 трансформаторів 4 здійснюється за допомогою запірних вентилів 7–18. Ці вентиля пропускають струм виключно на інтервалах комутації.

Для розрахунків параметрів режимів у моделі засобу за схемою (рис. 1) було розроблено спеціальну розрахункову програму. Розрахунки параметрів режимів за цією програмою для режиму $\alpha = \text{const}$, $r_d - \text{varia}$ наведені у таблиці.

r_d , Ом	γ° , ел. град	U_a , В	S_{ca} , В·ел. рад	I_d , А	P_d , МВт
0.03	41.8	197.5	97.3	11769.3	4.16
0.05	32.4	207.1	66.4	8019.0	3.21
0.07	26.6	211.6	49.1	6080.5	2.59
0.1	23.2	214.6	35.9	4461.6	1.99
0.2	14.8	217.6	20.0	2370.9	1.12
0.4	9.0	218.9	10.6	1224.3	0.60
0.7	6.5	219.5	7.0	709.7	0.35
1.0	5.0	219.7	5.5	499.7	0.25

Примітка: у табл. використовуються такі позначення: γ° – кут комутації (збігається з шириною комутаційних площинок); U_a – діюче значення спотвореної фазної напруги; S_{ca} – величина комутаційної площинки (вимірюється у вольтах, помножених на електричний радіан; I_d – середнє значення випрямленого струму i_d ; P_d – потужність, яка споживається випрямлячем.

Алгоритм керування вентилями пристрою коригування форми напруги мережі за запропонованою схемою розглянуто на прикладі діаграм фазних напруг мережі, які побудовані для випрямляча за умов відсутності в ньому ланки коригування форми напруги мережі. Це відповідає випадку, коли в цій схемі усі вентиля (позиції 7–18 на рис. 1) є постійно закритими. У таблиці розрахунки здійснено для таких параметрів елементів моделі: амплітуда ЕРС $E_m = \sqrt{2} \cdot 220$ В, частота напруги живлення $f = 50$ Гц, індуктивність L_a , в якій враховується індуктивність лінії електропередачі та індуктивність обмоток розподільного трансформатора, а також активний опір r_a мережі мають значення $L_a = 2.77 \cdot 10^{-5}$, $r_a = 0.0028$; активний опір навантаження випрямляча $r_d = 0.1$ Ом; індуктивність згладжувального дроселя у колі випрямленого струму $L_d = 80 \cdot 10^{-3}$ Гн; опір відкритих тиристорів $r_{\text{В1-6 від}} = 0.0001$ Ом; опір закритих тиристорів $r_{\text{В1-6 зак}} = 5000$ Ом; кут управління тиристорами В1–В6, відміряється від точки перетину синусоїд фазних ЕРС e_a і e_c (відповідно фаз А і С) $\alpha = 20$ ел. град ($\pi/18$ ел. рад). На рис. 2 наведено діаграми фазних напруг u_a , u_b і u_c , які побудовані за розробленою програмою для наведених вище значень параметрів на інтервалі, що охоплює півперіод напруги живлення, де $\vartheta = \omega t$, $\omega = 2\pi f$, t – поточна часова координата.

У момент $\vartheta = \alpha$ у випрямному мості, зібраному на вентилях В1–В6, починається комутація струму з фази С на фазу А. Під час цієї комутації пропускають струм у вентилі В5 (виходить із роботи наприкінці комутації), В6 та В1 (вступає в роботу на початку комутації). Одночасно у напрузі u_a фази А, як видно з діаграм фазних напруг, зображених на рис. 2, впродовж інтервалу комутації $\alpha \leq \vartheta \leq \alpha + \gamma$ в її наслідок формується провалина, а у напрузі u_c фази С навпаки – підвищення. Для компенсації цих спотворень форми напруги в момент $\vartheta = \alpha$ відкриваються зворотні вентиля у тиристорних групах 7, 9, 16 і 18. Через зворотні вентиля груп 7 і 9 до первинної обмотки 5 імпульсного трансформатора фази А прикладається частина додатної на інтервалі $\alpha \leq \vartheta \leq \alpha + \gamma$ напруги $-e_b > 0$. Інша частина цієї напруги падає на керованому потенціометрі R. Запірними тиристорами з груп 7–12 та потенціометром R з цієї напруги формується додатний коригуючий імпульс відповідної тривалості та амплітуди, який трансформується імпульсним трансформатором у фазу А мережі, де компенсують западину, яка утворилася там внаслідок процесу комутації. Для забезпечення належної крутизни заднього фронту цього імпульсу в момент $\vartheta = \alpha + \gamma$ відпираються усі тиристори груп 7–10, які разом закорочують первинну обмотку 5 і тим самим обнуляють напругу на ній.

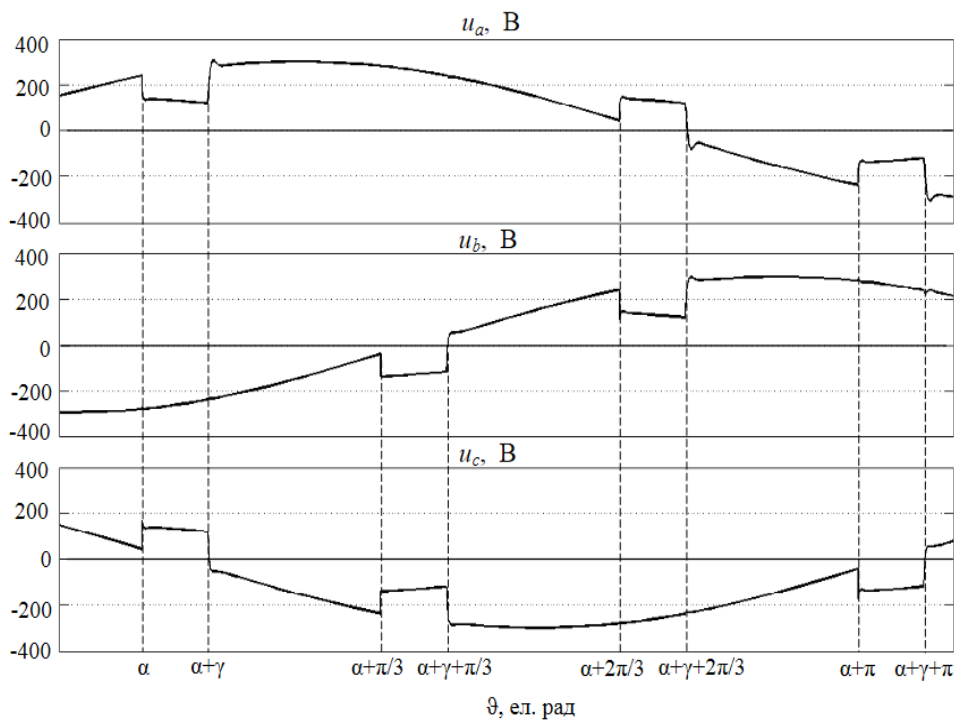


Рис. 2

Після закінчення формування заднього фронту коригуючого імпульсу, тобто у момент $\vartheta = \alpha + \gamma + \delta$, де кут δ відповідає тривалості спадання заднього фронту цього імпульсу до нуля, усі вентиля груп 7–10 примусово запираються. Саме для цієї дії і потрібні повністю керовані тиристори. Це обумовлюється тим, що звичайні тиристори були б відкритими аж до спадання струму через них до нуля і весь цей час на потенціометрі R виділялося б тепло, що погіршувало б техніко-економічні показники пристрою. На тому ж інтервалі $\alpha \leq \vartheta \leq \alpha + \gamma$ у фазі C через зворотні вентиля груп 16 і 18 до первинної обмотки 5 імпульсного трансформатора прикладається частина від'ємної напруги $e_b < 0$, і тиристорами груп 16–18 формується коригуючий імпульс негативної полярності, який трансформується у фазу C мережі, де компенсує у напрузі u_c підвищення, який утворився внаслідок цього процесу комутації. Для забезпечення крутизни заднього фронту цього імпульсу у момент $\vartheta = \alpha + \gamma$ всі вентиля груп 16–18 відкриті, а в момент $\vartheta = \alpha + \gamma + \delta$ вони усі примусово запираються.

У момент $\vartheta = \alpha + \pi/3$ починається комутація струму з фази B мережі на фазу C – струм за цієї комутації пропускають вентиля В6 (у кінці комутації в момент $\vartheta = \alpha + \gamma + \pi/3$ виходить із роботи), В1 і В2 (у момент $\vartheta = \alpha + \pi/3$ вступає у роботу). У напругах u_b і u_c відповідно фаз B і C виникають підвищення та зниження. Для компенсації їх у момент $\vartheta = \alpha + \pi/3$ у фазі B відкриваються прямі вентиля груп 12 і 14, через які та потенціометр R до первинної обмотки 5 імпульсного трансформатора цієї фази прикладається частина додатної на інтервалі комутації $\alpha + \pi/3 \leq \vartheta \leq \alpha + \gamma + \pi/3$ напруги $e_a > 0$, а у фазі C – прямі вентиля груп 15 і 17, через які та потенціометр R до первинної обмотки 5 прикладається частина від'ємної напруги $-e_a < 0$. У фазі B вентилями груп 12–14 на інтервалі комутації $\alpha + \pi/3 \leq \vartheta \leq \alpha + \gamma + \pi/3$ формується за алгоритмом, описаним для попередньої комутації, коригуючий імпульс додатної полярності, який трансформується імпульсним трансформатором у цю фазу мережі, де коригує форму напруги u_b . У фазі C вентилями груп 15, 17 і 18 формується коригуючий імпульс від'ємної полярності, який трансформується у цю фазу мережі, де коригує форму напруги u_c .

У момент $\vartheta = \alpha + 2\pi/3$ починається комутація струму з фази A мережі на фазу B – струм за цієї комутації пропускають вентиля В1 (у момент $\vartheta = \alpha + \gamma + 2\pi/3$ виходить з роботи), В2 і В3 (входить у роботу в момент $\vartheta = \alpha + 2\pi/3$). Для компенсації спотворень форми напруги мережі на інтервалі комутації $\alpha + 2\pi/3 \leq \vartheta \leq \alpha + \gamma + 2\pi/3$, у фазі A у момент $\vartheta = \alpha + 2\pi/3$ відкриваються зворотні вентиля груп 8 і 10, через які до обмотки 5 цієї фази прикладається частина від'ємної на цьому інтервалі напруги $e_c < 0$, а у фазі B – зворотні вентиля груп 11 і 13, через які до обмотки 5 цієї фази прикладається частина напруги $-e_c > 0$. У фазі A вен-

тиями груп 8–10 формується коригуючий імпульс від'ємної полярності, який компенсує підвищення напруги u_a , а у фазі B вентилями 11, 13 і 14 – імпульс додатної полярності, який компенсує западину в напрузі u_b .

На інтервалі $\alpha + \pi \leq \vartheta \leq \alpha + \gamma + \pi$ знову відбувається процес комутації струму з фази C на фазу A , але за від'ємних півхвиль напруг цих фаз. На цьому інтервалі пропускають струм вентилялі В2, В3 і В4. Для компенсації спотворень напруги мережі на цьому інтервалі у фазі A відпираються прямі вентилялі груп 7 і 9, через них до обмотки 5 прикладається частина напруги $-e_b < 0$, а у фазі C – прямі вентилялі груп 16 і 18, через які до обмотки 5 прикладається частина напруги $e_b > 0$. Вентилями 7, 9 і 10 у фазі A формується імпульс негативної полярності для коригування в мережі форми напруги u_a , а вентилями 16–18 у фазі C – імпульс додатної полярності для коригування форми напруги u_c .

Зважаючи на симетрію перетворювача (рис. 1) щодо фаз мережі, симетрію в управлінні його вентилями, а також симетрію самої напруги живлення, можна стверджувати, що процеси, які відбуваються на наступному півперіоді, повністю аналогічні і тому в межах цієї публікації не розглядаються.

Керований потенціометр R виконує роль дільника напруги, він регулює активний опір, який вноситься у коло живлення ланки коригування форми напруги мережі, що необхідно для забезпечення належного рівня амплітуд коригуючих імпульсів напруги, які трансформуються у мережу.

Висновки. Запропоноване схемотехнічне рішення пристрою у порівнянні з аналогічними рішеннями забезпечує коригування форми напруги мережі, де імпульси для коригування форми напруги мережі трансформуються не з виходу випрямляча (як у прототипі), а безпосередньо з інших фаз мережі, які у цей час незадіяні у процесі комутації струму мережі. Запропоноване рішення розширює функціональні можливості пристрою, робить його простішим і універсальним, що розширює сферу використання відповідних систем та обумовлює практичну важливість. Застосування запропонованого схемотехнічного рішення, у якому на практиці спрощується приєднання до випрямлячів ланок коригування форми напруги мережі, дає змогу зменшити витрати на додаткові пусконаладжувальні роботи, які є необхідними в разі приєднання альтернативних пристроїв. Останнє забезпечує значний потенційний економічний ефект.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Моделі та засоби запобігання погіршення якості електропостачання промислових споживачів» КПКВК 6541030.

1. Про затвердження Кодексу систем передачі: Постанова НКРЕКП від 14.03.2018 № 309.
2. Про затвердження Кодексу систем розподілу: Постанова НКРЕКП від 14.03.2018 № 310.
3. Інтелектуальні електричні мережі: елементи та режими. Під заг. ред. акад. НАН України О.В. Кириленка. К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2016. 400 с.
4. Интеллектуальные электроэнергетические системы: элементы и режимы. Под общ. ред. акад. НАН Украины А.В. Кириленко. К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2014. 408 с.
5. Блінов І.В. Проблеми функціонування та розвитку ринку електричної енергії України (за мат. наук. доп. на засіданні Президії НАН України 3 лютого 2021 р.). *Вісник НАН України*. 2021. № 3. С. 20–28. DOI: doi.org/10.15407/visn2021.03.020
6. Tang L., McGranaghan M., Ferraro R., Morganson S. and Hant B. Voltage notching interaction caused by large adjustable speed drives on distribution systems with low short circuit capacities. *IEEE Trans Power Delivery*, Vol. 11, No. 3, July 1996.
7. Чиженко О.І. Спосіб коригування форми напруги мережі, що живить випрямляч з'єднаною з нею потужності, та пристрій для його реалізації. Пат. України №117053. МПК Н03К 7/2 (2006.01), Н02М 7/162(2006.01), Н03М 3/53 (2006.01). Опубл. 2018. Бюл. № 11.
8. Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники. Изд. «Высшая школа», Москва. 1974. 432 с.

DEVICE FOR CORRECTING THE LINE VOLTAGE WAVEFORM THAT FEEDS A HIGH-POWER CONTROLLED RECTIFIER

O.I. Chyzenko, I.V. Blinov

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

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

A circuit solution of a device for correcting the waveform of the mains voltage, which feeds a controlled semiconductor rectifier of comparable power, is proposed. The sags and swells in the mains phase voltage, which occur during current switching from one phase to another, are compensated by correction pulses, which are transformed into these phases from the phase, which is not involved in switching, using transformers. The mains phase voltage correction circuit, which generates the correction pulses, is connected to the rectifier by four groups of gates in each phase. These groups contain two counter-parallel controlled thyristors, which connect the rectifier to the network phases and its neutral conductor. An algorithm for controlling the controlled thyristors is described. Ref. 8, fig. 2.

Keywords: voltage adjustment, rectifier, voltage quality.

1. On approval of the Transmission System Code. Resolution of the National Commission for Regulation of Economic Competition. No 309 of March 14. 2018.
2. On approval of the Distribution Network Code. Resolution of the National Commission for Regulation of Economic Competition. No 310 of March 14. 2018.
3. Intelligent electrical networks: elements and modes. Kyiv, Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2016. 400 p. (Ukr)
4. Intelligent power systems: elements and modes. Kyiv, Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2014. 408 p. (Rus)
5. Blinov I. Problems of functioning and development of the electricity market of Ukraine (According to the scientific report at the meeting of the Presidium of the National Academy of Sciences of Ukraine on February 3, 2021). *Visnyk NAN Ukraine*. 2021. Vol. 3. Pp. 20–28. (Ukr) DOI: doi.org/10.15407/visn2021.03.020
6. Tang L., McGranaghan M., Ferraro R., Morganson S. and Hant B. Voltage notching interaction caused by large adjustable speed drives on distribution systems with low short circuit capacities. *IEEE Trans Power Delivery*. Vol. 11. No 3. July 1996.
7. Chyzhenko O.I. A method for improving the form of mains voltage under supply of controlled rectifier. Patent of Ukraine. №117053.
8. Chyzhenko I.M., Rudenko V.S., Senko V.I. Fundamentals of converter technology. Moskva: Vysshaya shkola. 1974. 432 s.

Надійшла: 02.05.2022

Received: 02.05.2022

РОЗРАХУНОК ПЕРЕТВОРЮВАЧА КУКА ЗА ДОПОМОГОЮ МЕТОДА УСЕРЕДНЕННЯ НА ОСНОВІ ТЕОРЕМ ЛАГРАНЖА

Ю.В. Руденко, докт. техн. наук
 Інститут електродинаміки НАН України,
 пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
 e-mail: rudenko@ied.org.ua

Розроблено математичну модель перетворювача Кука з використанням метода усереднення в просторі станів на основі теорем Лагранжа для режиму безперервних струмів та напруг у накопичувальних реактивних елементах. Отримано аналітичні співвідношення в базисі відносних змінних, що дає можливість розрахунку процесів у перетворювачі в широкому діапазоні параметрів у зоні регулювання тривалістю інтервалів комутації. Розраховано граничні залежності параметрів перетворювача між режимами переривчастих та безперервних струмів і напруг у накопичувальних елементах для визначення ефективних режимів роботи пристрою. Отримано аналітичні залежності, які дають можливість визначати максимальні значення струмів та напруг в елементах перетворювача у всьому діапазоні комутації та дають змогу обирати ці елементи пристрою з допустимими параметрами на етапі його проектування. Бібл. 14, рис. 5, таблиця.

Ключові слова: методи розрахунку напівпровідникових перетворювачів, метод усереднення в просторі станів, перетворювач постійної напруги, перетворювач Кука.

У джерелах живлення електротехнічного обладнання, зарядних пристроях акумуляторних батарей, а також у джерелах технологічних установок, навантаження яких може змінюватися в широких межах, значне застосування знаходять найпростіші перетворювачі постійної напруги [1-10]. Особливе місце серед них займає перетворювач, виконаний за схемою Кука [1]. Головною перевагою такого перетворювача є можливість значного зменшення пульсацій вхідного і вихідного струмів завдяки відповідним індуктивним елементам. Причому, на відміну від більшості інших типів перетворювачів, які використовують накопичувальну індуктивність, перетворювач Кука використовує конденсатор у якості основного компонента накопичення енергії.

У технічній літературі дослідженню процесів у перетворювачах за схемою Кука присвячено багато уваги. Проте отримані в них аналітичні співвідношення для розрахунків стаціонарних режимів є досить складними і вимагають трудомістких проміжних перетворень. Значно спростити розрахунок параметрів перетворювача Кука та аналіз його властивостей дає змогу метод усереднення в просторі станів на основі теорем Лагранжа [11-14]. Тому завданням даної роботи є розробка математичної моделі перетворювача Кука з використанням зазначеного методу усереднення.

Структурна схема перетворювача Кука показана на рис. 1. Схема містить у собі силові перемикаючі елементи $VT1$, $VD1$, вхідний і вихідний дроселі $L1$, $L2$ накопичувальний конденсатор $C1$, вихідний конденсатор $C2$.

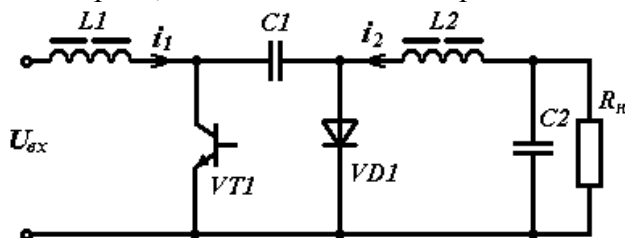


Рис. 1

Часові діаграми, що описують процеси в перетворювачі Кука в даному режимі зображено на рис. 2. Періодичний усталений процес у перетворювачі з періодом комутації T містить в собі два інтервали стану. Перший інтервал – відкритого стану транзистора $VT1$ і закритого стану діода $VD1$, що відповідає тривалості імпульсу керування транзистором T_i . Дру-

Задля аналізу процесів будемо розглядати режим безперервних струмів індуктивних елементів і режим безперервної напруги накопичувального конденсатора. Припустимо також, що комутація перемикаючих елементів відбувається миттєво, їхні опори у відкритому стані, а також активні опори обмоток дроселів дорівнюють нулю.

гий інтервал – закритий стан транзистора $VT1$ і відкритий стан діода $VD1$. На рис. 2 також позначено: $\Delta I_1, \Delta I_2$ – прирости струмів i_1, i_2 на інтервалах, ΔU_{c1} – приріст напруги на накопичувальному конденсаторі $C1$.

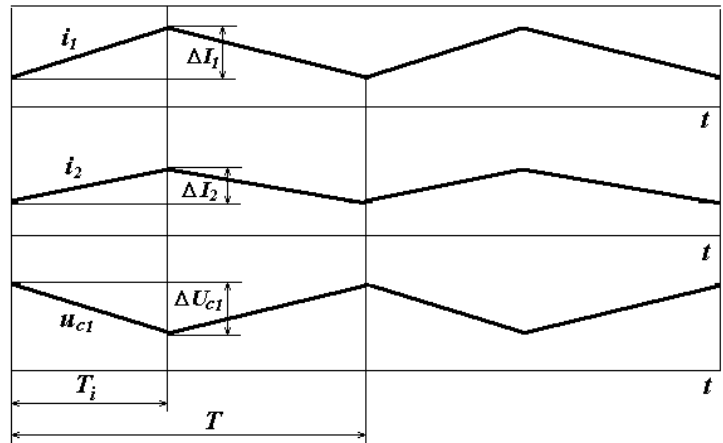


Рис. 2

Вказаним інтервалам роботи перетворювача відповідають еквівалентні схеми заміщення, що зображені на рис. 3, де a – схема заміщення у разі відкритого транзистора, який еквівалентовано резистором R_{VT} з нульовим опором; b – схема заміщення у разі відкритого діода, який еквівалентовано резистором R_{VD} з нульовим опором.

Як показано в роботі [13], для спрощення розрахунків процесів доцільною є заміна конденсатора в контурі навантаження схеми заміщення перетворювача джерелом постійної ЕРС, що відповідає реалізації припущення про нехтування пульсаціями і приростами напруги на ньому в разі достатньо великих значень ємності цього конденсатора. Тому в контурі навантаження схем заміщення перетворювача конденсатор $C2$ замінено джерелом постійної ЕРС з величиною напруги $U_{сн}$.

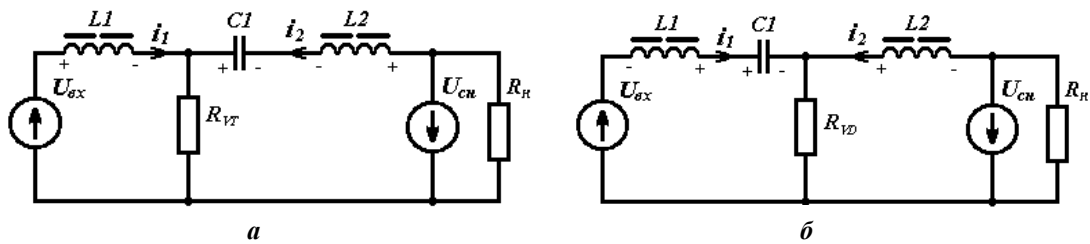


Рис. 3

Метод аналізу на основі усереднення в просторі станів з використанням теорем Лагранжа, який розроблено в роботах [11-14], дає змогу ефективно досліджувати процеси в перетворювачах, безпосередньо визначаючи їхні інтегральні характеристики та часові інтервали усталеного процесу. Відповідно до цього методу виконується усереднення змінних у вихідних диференціальних рівняннях, що описують процеси на кожному інтервалі постійності структури перетворювача в усталеному режимі із застосування теорем Лагранжа для середніх значень. Згідно з ними середнє значення похідних функцій на інтервалах визначається як відношення приростів функцій до величини тривалості інтервалів. Середньому значенню самих функцій присвоюється статус незалежної змінної, що має бути визначена далі. Отже, такий метод передбачає отримання системи алгебраїчних рівнянь, що відповідають вихідним диференціальним рівнянням. Подальше розв’язання системи алгебраїчних рівнянь для дослідження інтегральних характеристик перетворювача потребує визначення базису незалежних змінних, кількість яких має відповідати числу рівнянь системи. У такому разі отримана система алгебраїчних рівнянь є повною та має єдиний розв’язок.

Запишемо диференціальні рівняння, що описують процеси в схемах заміщення для вказаних інтервалів постійності структури перетворювача з урахуванням нульових опорів транзистора і діода у відкритому стані. На інтервалі відкритого транзистора і закритого діода тривалістю T_i маємо: $L1 \frac{di_1}{dt} = U_{ex}$; $C1 \frac{du_{c1}}{dt} = i_2$; $u_{c1} - L2 \frac{di_2}{dt} - U_{сн} = 0$.

На інтервалі закритого транзистора і відкритого діода тривалістю $T - T_i$ запишемо: $U_{ex} = -L1 \frac{di_1}{dt} + u_{c1}$; $C1 \frac{du_{c1}}{dt} = i_1$; $L2 \frac{di_2}{dt} = U_{сн}$.

Використовуючи метод усереднення в просторі станів на основі теорем Лагранжа, перейдемо до алгебраїчної системи з усередненими змінними щодо струмів i_1, i_2 , напруги u_{c1} , з огляду на знак приросту функцій змінних станів на інтервалах комутації перетворювача:

$$L1 \frac{\Delta I_1}{T_i} = U_{ex}; \quad (1)$$

$$C1 \frac{\Delta U_{c1}}{T_i} = I_{ncp}; \quad (2)$$

$$L2 \frac{\Delta I_2}{T_i} = U_{c1cp} - U_{cn}; \quad (3)$$

$$L1 \frac{\Delta I_1}{T - T_i} = U_{c1cp} - U_{ex}; \quad (4)$$

$$C1 \frac{\Delta U_{c1}}{T - T_i} = I_{1cp}; \quad (5)$$

$$L2 \frac{\Delta I_2}{T - T_i} = U_{cn}, \quad (6)$$

де ΔI_1 , ΔI_2 , ΔU_{c1} – прирости відповідних функцій змінних станів на інтервалах комутації перетворювача, U_{c1cp} – середнє значення напруги на конденсаторі $C1$ за період комутації, I_{1cp} – середнє значення струму дроселя $L1$, I_{ncp} – середнє значення струму навантаження, що дорівнює середньому струму I_{2cp} дроселя $L2$ за період комутації.

Отримана система з шістьох алгебраїчних рівнянь (1)–(6) за інших заданих параметрів має шість невідомих незалежних змінних ΔI_1 , ΔI_2 , ΔU_{c1} , I_{1cp} , I_{ncp} , U_{c1cp} з урахуванням, що $U_{cn} = I_{ncp} R_n$. Тому ця система алгебраїчних рівнянь є повною та має єдиний розв’язок.

Перетворимо рівняння (1)–(6) в систему з відносними змінними. Для цього перепишемо всі члени системи відносно величини вихідної напруги U_{cn} у рівняннях (1), (3), (4), (6) та відносно I_{ncp} у рівняннях (2), (5). Введемо також наступні позначення: $\gamma = T_i/T$ – відносна тривалість інтервалу відкритого стану транзистора, $\tau_1^* = L1/R_n T$ – відносна постійна часу контуру з елементами $L1$ і R_n , $\tau_2^* = L2/R_n T$ – відносна постійна часу контуру з елементами $L2$ і R_n , $\tau_c^* = C1 R_n / T$ – відносна постійна часу контуру з елементами $C1$ і R_n . Позначимо також відносні змінні: $\Delta I_1^* = \Delta I_1 / I_{ncp}$, $\Delta I_2^* = \Delta I_2 / I_{ncp}$, $\Delta U_{c1}^* = \Delta U_{c1} / U_{cn}$, $I_{1cp}^* = I_{1cp} / I_{ncp}$, $U_{c1cp}^* = U_{c1cp} / U_{cn}$, $U_{II}^* = U_{ex} / U_{cn}$. У такому разі система в базисі відносних усереднених змінних матиме вигляд:

$$\tau_1^* \frac{\Delta I_1^*}{\gamma} = U_{II}^*; \quad (7)$$

$$\tau_c^* \frac{\Delta U_{c1}^*}{\gamma} = 1; \quad (8)$$

$$\tau_2^* \frac{\Delta I_2^*}{\gamma} = U_{c1cp}^* - 1; \quad (9)$$

$$\tau_1^* \frac{\Delta I_1^*}{1 - \gamma} = U_{c1cp}^* - U_{II}^*; \quad (10)$$

$$\tau_c^* \frac{\Delta U_{c1}^*}{1 - \gamma} = I_{1cp}^*; \quad (11)$$

$$\tau_2^* \frac{\Delta I_2^*}{1 - \gamma} = 1. \quad (12)$$

Отримана система рівнянь (7)–(12) є математичною моделлю перетворювача Кука в режимі безперервних струмів та напруги в реактивних елементах, що відображає взаємозалежність параметрів у просторі відносних змінних. Дана математична модель дає змогу розраховувати середні та пульсаційні складові процесів у перетворювачі, визначати його регульовальні та навантажувальні характеристики, розраховувати параметри струмів та напруг у перемикаючих елементах, а також граничні параметри існування режиму безперервних

струмів та напруг в реактивних елементах. Для реалізації вказаних розрахунків необхідним є розв'язання отриманої системи алгебраїчних рівнянь щодо незалежних змінних. Розв'язком цієї системи є наступні вирази:

$$\Delta I_1^* = \frac{\Delta I_1}{I_{нсп}} = \frac{1-\gamma}{\tau_1^*}; \quad (13)$$

$$\Delta I_2^* = \frac{\Delta I_2}{I_{нсп}} = \frac{1-\gamma}{\tau_2^*}; \quad (14)$$

$$\Delta U_{c1}^* = \frac{\Delta U_{c1}}{U_{сн}} = \frac{\gamma}{\tau_c^*}; \quad (15)$$

$$U_{c1cp}^* = \frac{U_{c1}}{U_{сн}} = \frac{1}{\gamma}; \quad (16)$$

$$I_{1cp}^* = \frac{I_{1cp}}{I_{нсп}} = \frac{\gamma}{1-\gamma}; \quad (17)$$

$$U_{II}^* = \frac{U_{ex}}{U_{сн}} = \frac{1-\gamma}{\gamma}. \quad (18)$$

У якості прикладу розглянемо розрахунок процесів у перетворювачі Кука згідно з отриманими співвідношеннями (13)–(18) за умови наступних параметрів перетворювача: $U_{ex} = 100$ В, $T = 50$ мкс, $T_i = 30$ мкс, $L1 = L2 = 2$ мГн, $CI = 1$ мкФ, $R_n = 40$ Ом. Для співставлення розрахункових результатів доцільно провести імітаційне моделювання процесів у перетворювачі із вказаними параметрами за допомогою пакету PSpice. На рис. 4 зображено часові діаграми струмів та напруг у реактивних елементах перетворювача.

У таблиці наведено результати розрахунку параметрів процесів у перетворювачі згідно з математичною моделлю по виразах (13)–(18) у стовпчику ММ та згідно з імітаційним

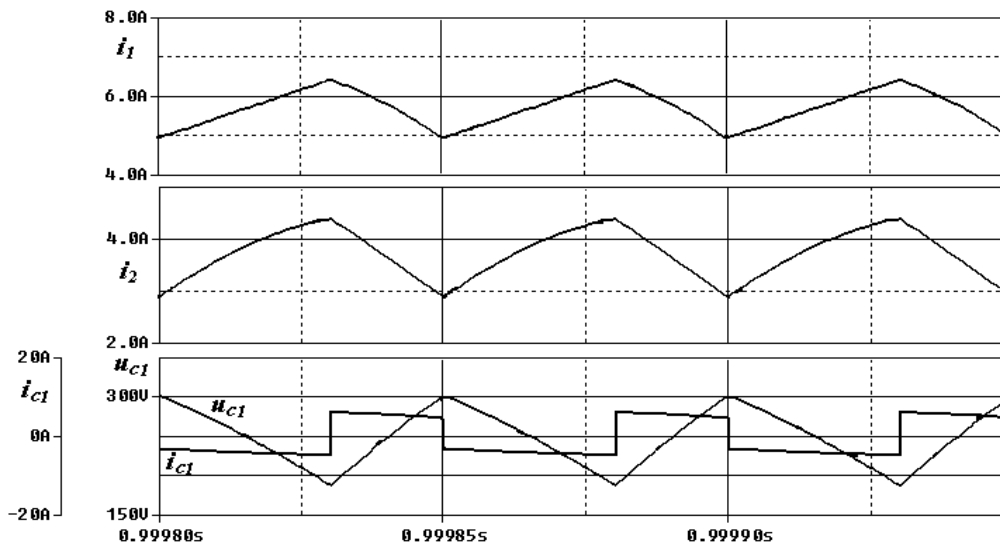


Рис. 4

моделюванням у стовпчику ІМ. За імітаційного моделювання в пакеті PSpice як основу розрахунку взято класичний метод чисельного інтегрування диференціальних рівнянь. Це є один з найбільш точних чисельних методів розрахунку, результати якого не залежать від ступеня нелінійності функцій змінних станів на інтервалах комутації. У стовпчику «Похибка» наведено результати розрахунку відносної похибки між обчисленнями за математичною моделлю та за імітаційного моделювання. Як видно з таблиці, похибка розрахунків для даного прикладу не перевищує 1,8 %, що підтверджує адекватність розробленої математичної моделі. Проведені дослідження показали, що для забезпечення припустимої точності розрахунків за допомогою розробленої математичної моделі з похибкою не вище 3 % достатньо,

щоб відносні постійні часу контурів з реактивними елементами перетворювача відповідали наступним співвідношенням:

$$\tau_1^* = L1/R_n T > 1, \tau_2^* = L2/R_n T > 1, \tau_c^* = C1R_n/T > 1.$$

Параметр	Результат розрахунків		Похибка, %
	ММ	ІМ	
$\Delta I_1, A$	1,48	1,50	1,3
I_{1cp}, A	5,71	5,62	1,8
$\Delta I_2, A$	1,49	1,5	1,3
I_{ncp}, A	3,73	3,75	0,5
$\Delta U_{c1}, B$	113,13	112,5	1,2
U_{c1cp}, B	248,6	250,0	0,6
U_{cn}, B	149,3	150	0,5

Розглянемо використання отриманих співвідношень (13)–(18) для дослідження параметрів перетворювача Кука в режимі безперервних струмів та напруги в реактивних елементах. Область параметрів, що забезпечує безперервні струми в дроселях $L1, L2$ та напруги на конденсаторі $C1$, визначається наступними співвідношеннями відповідно:

$$\frac{\Delta I_1}{2} < I_{1cp}, \frac{\Delta I_2}{2} < I_{ncp}, \frac{\Delta U_{c1}}{2} < U_{c1cp}.$$

Використовуючи співвідношення (13)–(18), отримуємо граничні значення відносних постійних часу між режимами безперервних та переривчастих струмів і напруги в зоні регулювання параметра γ :

$$\tau_{1cp}^* = \frac{(1-\gamma)^2}{2\gamma}, \tau_{2cp}^* = \frac{1-\gamma}{2}, \tau_{csp}^* = \frac{\gamma^2}{2}. \quad (19)$$

Графічні залежності параметрів згідно з виразами (19) зображено на рис. 5 а. Область параметрів, що розташована вище граничних значень, відповідає безперервним режимам струму та напруги.

Важливим аспектом у розрахунках перетворювача є забезпечення необхідної величини пульсації струму дроселів $L1, L2$. Тому визначимо з урахуванням співвідношень (13)–(18) відповідні вирази для розрахунку зазначених величин: коефіцієнт пульсації струму дроселя

$$L1 - K_{I1} = \frac{\Delta I_1}{I_{1cp}} = \frac{(1-\gamma)^2}{\tau_1^* \gamma}; \text{ коефіцієнт пульсації струму дроселя } L2 - K_{I2} = \frac{\Delta I_2}{I_{ncp}} = \frac{1-\gamma}{\tau_2^*}.$$

Визначимо також максимальні значення струмів через перемикаючі елементи перетворювача, струму через накопичувальний конденсатор, максимальні напруги в закритому стані на перемикаючих елементах. З аналізу процесів випливає, що в усталеному режимі миттєві значення струмів через перемикаючі елементи дорівнюють сумі миттєвих струмів i_1 та i_2 на обох інтервалах комутації. Максимальні значення струмів цих елементів є рівними між собою, тому запишемо для максимального струму I_{vm} :

$$I_{vm} = I_{1cp} + I_{ncp} + \frac{\Delta I_1}{2} + \frac{\Delta I_2}{2},$$

або у відносних змінних:

$$I_{vm}^* = \frac{I_{vm}}{I_{ncp}} = \frac{1 + A(1-\gamma)^2}{1-\gamma}, \quad (20)$$

$$\text{де } A = \frac{\tau_1^* + \tau_2^*}{2\tau_1^* \tau_2^*}.$$

Напруги на закритих транзисторі та діоді визначаються напругою U_{c1} на відповідних інтервалах комутації: середні значення на інтервалах співпадають із середніми значеннями

U_{c1cp} , а максимальні значення напруги U_{vm} на перемикаючих елементах визначаються максимальною напругою U_{c1max} . Тому запишемо:

$$U_{vm} = U_{c1cp} + \frac{\Delta U_{c1}}{2},$$

або у відносних змінних:

$$U_{vm}^* = \frac{U_{vm}}{U_{cn}} = \frac{2\tau_c^* + \gamma^2}{2\gamma\tau_c^*}. \quad (21)$$

Перепишемо співвідношення (20), (21) відносно інших параметрів, що відображають наперед задані характеристики перетворювача. Врахуємо, що середнє значення вихідного струму залежить від вихідної потужності P_n у разі відомої вихідної напруги $I_{ncp} = P_n / U_{cn}$, причому вихідна напруга визначається виразом (18). У цьому випадку відносне значення максимального струму в перемикаючих елементах можна виразити так:

$$I_{vm}^* = \frac{I_{vm} U_{ex}}{P_n} = \frac{1 + A(1-\gamma)^2}{\gamma}. \quad (22)$$

Максимальне значення напруги на закритих перемикаючих елементах відносно заданої вхідної напруги виразимо таким чином:

$$U_{vm}^* = \frac{U_{vm}}{U_{ex}} = \frac{2\tau_c^* + \gamma^2}{2\tau_c^*(1-\gamma)}. \quad (23)$$

Графічні зображення залежностей (22), (23) показано на рис. 5 б за значень $\tau_1^* = 1$, $\tau_2^* = 1$, $\tau_c^* = 0,8$.

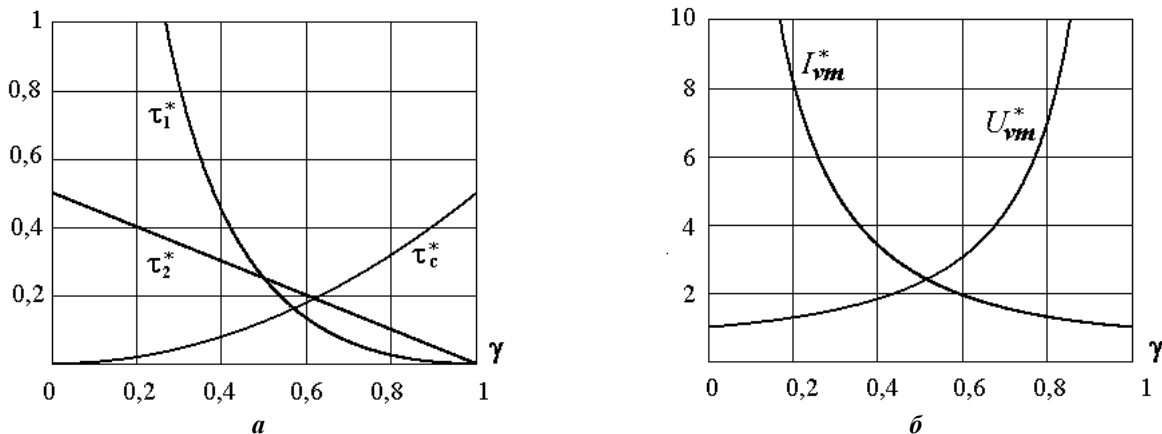


Рис. 5

Струм через накопичувальний конденсатор на інтервалі відкритого транзистора співпадає зі струмом i_2 через дросель L_2 , а на інтервалі закритого транзистора – зі струмом i_1 через дросель L_1 . Тому максимальне значення струму через накопичувальний конденсатор $C1$ на інтервалі відкритого транзистора запишемо наступним чином:

$$I_{cvm} = I_{ncp} + \frac{\Delta I_2}{2},$$

а у відносних змінних:

$$I_{cvm}^* = \frac{I_{cvm}}{I_{ncp}} = 1 + \frac{1-\gamma}{2\tau_2^*}.$$

Максимальне значення струму через накопичувальний конденсатор на інтервалі закритого транзистора визначається такими виразами:

$$I_{czm} = I_{1cp} + \frac{\Delta I_1}{2},$$

та у відносних змінних:

$$I_{czt}^* = \frac{I_{czt}}{I_{нсп}} = \frac{\gamma}{1-\gamma} + \frac{1-\gamma}{2\tau_1^*}.$$

Розроблені співвідношення (13)–(18) дають змогу визначати також й інші властивості перетворювача, включаючи, наприклад, навантажувальні та регулювальні характеристики.

Висновки. 1. Результати дослідження показали, що застосування методу усереднення в просторі станів з використанням теорем Лагранжа дозволяє суттєво спростити розрахунок процесів у перетворювачах, зокрема, в перетворювачі Кука. Спрощення розрахунку здійснюється завдяки переходу до розв'язання системи алгебраїчних рівнянь замість розв'язання вихідних диференціальних, що виключає трудомісткі проміжні математичні перетворення та скорочує кількість обчислювальних процедур. Це забезпечує безпосереднє отримання аналітичних виразів для розрахунку інтегральних характеристик пристрою.

2. Актуальність отриманої в результаті досліджень математичної моделі перетворювача Кука та отриманих аналітичних співвідношень полягає в наступному:

- можливість розраховувати параметри перетворювача, які забезпечують безперервні, або переривчасті струми та напруги у накопичувальних реактивних елементах у всьому діапазоні комутації дозволяє визначати ефективні режими роботи пристрою;

- можливість визначати максимальні значення струмів та напруг в елементах перетворювача у всьому діапазоні комутації дозволяє обирати ці елементи пристрою з допустимими параметрами на етапі його проектування, що сприяє підвищенню його надійності.

3. Проведені дослідження показали, що для забезпечення прийнятної точності розрахунків процесів у перетворювачі (до 3 % похибки) достатньо, щоб постійні часу його еквівалентних кіл $L1/R_n$, $L2/R_n$ та $R_n C$ були не меншими за період комутації T перетворювача.

Фінансується за держбюджетною темою "Розвиток теорії та наукове обґрунтування принципів побудови потужних імпульсних напівпровідникових перетворювачів з нелінійним динамічним навантаженням модульної структури" (Джерело-3), державний реєстраційний номер роботи 0119U001289. КПКВК 6541030.

1. U. S. Patent 4257087. Mar. 17, 1981. DC-to-DC Switching Converter With Zero Input And Output Current Ripple And Integrated Magnetics Circuits, Slobodan M. Cuk.
2. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics, John Wiley and Sons Inc., 2003. 802 p.
3. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. Москва: Техносфера, 2006. 632 с.
4. Мэк Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению. М.: Додэка-XXI, 2008. 272 с.
5. Kazimierczuk M.K. Pulse-width modulated DC-DC power converters. Chichester: John Wiley & Sons, 2008. 782 p.
6. Chen Z. PI and sliding mode control of a Cuk converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2012. Vol. 27. Issue 8. Pp. 3695–3703.
7. Erickson R.W. Fundamentals of power electronics. Springer Science & Business Media, 2013. 773 p.
8. Cuk S. Power electronics: Modelling, Analysis and Measurements (Vol.2). Create Space Independent Publishing Platform, USA, 2015. 272 p.
9. Коршунов А. Импульсный преобразователь напряжения постоянного тока по схеме Кука. *Силовая электроника*. 2017. № 4. С. 60–66.
10. Karaarslan A. Modeling and performance analysis of Cuk converter using PI and OCC method. *Technical and Physical Problems of Engineering*. 2018. Vol.10. Issue 36. No 3. Pp. 1–5.
11. Руденко Ю.В. Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 42–48.
12. Руденко Ю.В., Щерба А.А. Аналіз багатоінтервальних процесів у напівпровідникових перетворювачах. Київ: Про Формат, 2020. 352 с.
13. Руденко Ю.В. Використання методу усереднення для аналізу перетворювачів постійної напруги в режимах переривчастих струмів в індуктивних елементах. *Праці Інституту електродинаміки НАНУ*. 2020. Вип. 57. С. 55–64.
14. Rudenko Y. Analysis of DC-DC Converters by Averaging Method based on Lagrange Theorems. *2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2021, Pp. 367-370.

CALCULATION OF CUK CONVERTER USING THE AVERAGING METHOD BASED ON LAGRANGE THEOREMS**Yu.V. Rudenko**Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

A mathematical model of the Cuk converter has been developed using the state-space averaging method based on Lagrange theorems for the mode of continuous currents and voltages at storage reactive elements. Analytical expressions are obtained based on relative variables, making it possible to calculate processes in the converter in a wide range of parameters at the control zone of the duration of switching intervals. The limiting dependences of converter parameters between the modes of discontinuous and continuous currents and voltages in storage elements are calculated to determine the effective modes of operation of the device. Analytical dependencies are obtained, making it possible to determine the maximum values of currents and voltages in the elements of the converter over the entire switching range and allowing choosing these elements of the device with acceptable parameters at the stage of its design. Ref. 14, fig 5, table.

Keywords: calculation methods for semiconductor converters, state-space averaging method, DC voltage converter, Cuk converter.

1. U. S. Patent 4257087. Mar. 17, 1981. DC-to-DC Switching Converter With Zero Input And Output Current Ripple And Integrated Magnetics Circuits, Slobodan M. Cuk.
2. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics, John Wiley and Sons Inc., 2003. 802 p.
3. Meleshin V.I. Transistor converter technique. Moscow: Technosphere, 2006. 632 p. (Rus)
4. Mack R. Switching power supplies. Theoretical foundations of design and guidance on practical application. Moskva: Dodeka-XXI, 2008. 272 p. (Rus)
5. Kazimierczuk M.K. Pulse-width modulated DC-DC power converters. Chichester: John Wiley & Sons, 2008. 782 p.
6. Chen Z. PI and sliding mode control of a Cuk converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2012. Vol. 27. Iss. 8. Pp. 3695–3703.
7. Erickson R.W. Fundamentals of power electronics. Springer Science & Business Media, 2013. 773 p.
8. Cuk S. Power electronics: Modelling, Analysis and Measurements (Vol.2). Create Space Independent Publishing Platform, USA, 2015. 272 p.
9. Korshunov A. Pulse DC converter by Cuk schematic. *Silovaya elektronika*. 2017. No 4. Pp. 60–66. (Rus)
10. Karaarslan A. Modeling and performance analysis of Cuk converter using PI and OCC method. *Technical and Physical Problems of Engineering*. 2018. Vol.10. Iss. 36. No 3. Pp. 1–5.
11. Rudenko Yu.V. Mode of averaging of pulse DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 42–48. (Rus)
12. Rudenko Yu.V., Shcherba A.A. Analysis of multi-interval processes in semiconductor converters. Kyiv: Pro Format, 2020. 352 p. (Ukr)
13. Rudenko Yu.V. Application of the average method for analysis of DC voltage converters with interrupted currents in inductive elements. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2020. No 57. Pp. 55–64. (Ukr)
14. Rudenko Yu. Analysis of DC-DC Converters by Averaging Method based on Lagrange Theorems. *2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2021. Pp. 367–370.

Надійшла: 08.04.2022

Received: 08.04.2022

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА РИНКИ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

УДК 621.311.1

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.61.052>

ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНЕ ОБҐРУНТУВАННЯ ВИБОРУ КОНСТРУКЦІЇ ФАЗИ ТА ПЕРЕРІЗУ ПРОВОДУ ПОВІТРЯНОЇ ЛІНІЇ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧ

В.В. Кучанський^{1*}, канд. техн. наук, **Ю.Г. Лиховид^{2**}**, канд. техн. наук

¹ – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: kuchanskiyvladislav@gmail.com

² – Приватне акціонерне товариство "Національна енергетична компанія "Укренерго",
вул. Симона Петлюри, 25, Київ, 01032, Україна
e-mail: re_nim_tor@ukr.net

Проаналізовано наявний спосіб вибору перерізу проводів методом інтервалу економічних кривих. Показано, що перетин проводів та конструктивні параметри ліній мають відповідати співвідношенню між витратами на спорудження та витратами на оптимізацію конструкції проводів фаз. Обґрунтовано алгоритм застосування цього методу для електропередач напругою 330 кВ, що виконуються з розщепленою фазою. Розроблено та запропоновано алгоритм пошуку струмового навантаження, за якого передбачається з мінімальними витратами перейти до застосування проводів із розщепленою фазою. Побудовано низку масивів кривих, що дає змогу вибрати переріз проводів, та умови, за яких необхідно розщеплювати провід фази. Наведено алгоритми вибору економічно доцільних перерізів проводів та методу визначення умов рентабельності повітряних ліній електропередач мереж. Проведено оптимізацію перерізу та конструкції фаз ліній та визначено умови доцільного розщеплення фаз та застосування ліній підвищеної натуральної потужності. Застосовано метод найменших квадратів для апроксимації нижньої обвідної. Бібл. 9, рис. 3, таблиця.

Ключові слова: повітряна лінія електропередач, струмові економічні інтервали, хвильовий опір, натуральна потужність, джерело реактивної потужності, керовані та некеровані шунтувальні реактори, апроксимація, метод найменших квадратів.

Перспективне проектування електричних мереж полягає в обґрунтуванні схем розвитку, виборі складу і параметрів вхідних у них об'єктів і термінів їхнього спорудження. Завдання оптимізації схем мережі полягає в забезпеченні мінімуму витрат на спорудження й експлуатацію всіх електромережеских об'єктів за умови дотримання нормованих вимог до якості та надійності електропостачання [9]. Як критерій оптимальності для розв'язання задачі оптимізації розвитку електричної мережі в загальній практиці використовують суму динамічних дисконтованих витрат за всіма елементами мережі такого вигляду:

$$B_D = \sum_t^T (B_{\Sigma t} + K_t - K_{лікв}) / (1 + E)^t, \quad (1)$$

де t – рік фактичного здійснення витрат; $B_{\Sigma t}$, K_t – капіталовкладення і щорічні витрати на рік t розрахункового періоду; E – норма дисконту ($E=0,1$); T – тривалість періоду будівництва з витратами, що змінюються, за межами якого капіталовкладення не здійснюються і щорічні витрати постійні.

Оскільки ліквідаційна вартість пропорційна первісним капіталовкладенням, то величина $B_{ДС}$ залежить лише від двох основних економічних параметрів – вартості спорудження ($K_{спор}$) та сумарних щорічних експлуатаційних видатків ($B_{експл}$), до складу яких поряд з витратами на обслуговування та ремонт ($B_{обсл}$) входять і витрати на відшкодування втрат електроенергії ($B_{втрати}$):

$$B_{\Sigma t} = B_{обсл} + B_{втрати}.$$

Умова оптимальності формулюється у вигляді мінімуму суми динамічних дисконтованих витрат за всіма елементами мережі:

$$B = \sum_{i \in m} B_i . \quad (2)$$

У складі елементів мережі розрізняють лінії електропередач. Кожен елемент характеризується низкою параметрів, серед яких можуть бути, наприклад, напруга, перетин і число кіл ліній електропередач (ЛЕП), потужність, кількість трансформаторів підстанцій. Зазначені параметри є дискретними, що спричинює істотні складнощі під час розв'язання такої задачі оптимізації. Всі ці параметри можуть бути представлені функціями потоку потужності по ЛЕП. Тому під час проектування для скорочення розмірності виконуваного завдання доцільно їх вилучити з незалежних змінних. Для вилучення може бути застосований метод економічних інтервалів, за використання якого дисконтовані витрати i -ої гілки електричної мережі під час передавання по ній потоку потужності P ; записуються у вигляді:

$$B_i(P_i) = \min[B_{i1}(P_i), B_{i2}(P_i), \dots, B_{iv}(P_i), \dots, B_{iV}(P_i)], \quad (3)$$

де V – загальна кількість варіантів технічного виконання i -ої гілки

Витрати в лінію електропередач визначаються за виразом:

$$B_v = B_{v0} l, \quad (4)$$

де l – довжина лінії; B_{v0} – дисконтовані витрати на спорудження й експлуатацію одиниці довжини лінії заданого типу і напруги з перетином S_v

$$B_{v0} = \frac{p_a \cdot K_{v0}}{E} + K_{v0} + \frac{P^2}{U_H^2 \cdot E} r_{v0} B_e \tau, \quad (5)$$

де E – норма дисконту; p_a – щорічні відрахування на амортизацію, ремонт і обслуговування ЛЕП; K_{v0} – капіталовкладення в одиницю довжини лінії перетином S_v ; U_H – номінальна напруга; $\cos \varphi$ – середнє значення коефіцієнта потужності для цього класу напруги; r_{v0} – погонний активний опір лінії перетином S_v ; B_e – питома вартість втрат електроенергії; τ – число годин максимальних втрат.

Функція може бути представлена у вигляді:

$$B_{v0} = a_{v0} + b_{v0} P^2, \quad (6)$$

де a_{v0} , b_{v0} – коефіцієнти параболі.

Аналогічні функції можуть бути записані для всіх $V = 1, 2, \dots$. Тоді відповідно до умови мінімуму витрат у лінію функція оптимальних витрат в ЛЕП є такою, що являє собою нижню обвідну сімейства парабол, кожна з яких побудована для одного з допустимих перетинів. Для наявних ліній електропередач постійна частина витрат у процесі оптимізації не змінюється і тому може бути виключена з цільовою функції. Функція витрат у лінію в цьому випадку проходить через початок координат.

Аргумент функції оптимальних дисконтованих витрат – потужність лінії, тому використання цієї функції у разі оптимізації розвитку мережі дає змогу виключити переріз лінії з-поміж незалежних змінних. У цьому випадку переріз може бути знайдено по заданій потужності за допомогою економічних інтервалів. Аналогічно виключається зі складу незалежних змінних число паралельних кіл ЛЕП. Для ЛЕП напругою 330 кВ p_a – щорічні відрахування на ремонт і обслуговування $p_a = 0,009$ [1/год]. Початкові дані зводимо в таблицю.

Визначаємо B_0 – дисконтовані витрати на спорудження й експлуатацію 1 км ЛЕП 330 кВ на залізобетонних одноколових опорах для кожного перетину з формули (6):

Номінальний переріз проводу, мм ²	r_0 , Ом/км	K_0 , у.о./км
240/32	0,121	109000
300/39	0,098	116000
400/51	0,075	129900

$$B_{0(240)} = 118810 + 1 \cdot P^2;$$

$$B_{0(300)} = 126440 + 0.81P^2;$$

$$B_{0(400)} = 141591 + 0.62P^2;$$

У результаті для кожного перерізу на рис. 1 побудована парабола $B=f(P_i)$. Згідно з виразом функція оптимальних витрат у ЛЕП – це нижня обвідна сімейства цих парабол. Тому для знаходження цієї кусково-параболічної функції знайдемо мінімальні точки перетину цих парабол.

Точка перетину парабол $B_{0(240)} = f(P_i)$ та $B_{0(300)} = f(P_i)$

$$118810 + P_i^2 \cdot 1 = 126440 + P_i^2 \cdot 0,81$$

$$P_i = 63.356 \text{ МВт.}$$

Точка перетину парабол $B_{0(300)} = f(P_i)$ та $B_{0(400)} = f(P_i)$

$$126440 + P_i^2 \cdot 0,81 = 141591 + P_i^2 \cdot 0.62$$

$$P_i = 89.279 \text{ МВт.}$$

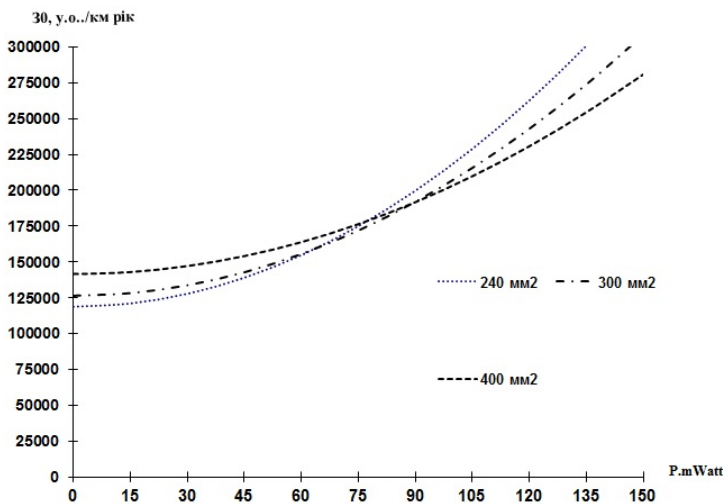


Рис. 1

вдання використовують різні види апроксимації. Найчастіше застосовуються апроксимації [5, 6]:

$$B(P) = \begin{cases} a+b|P|, & |P| \neq 0 \\ 0, & P=0 \end{cases}, \quad (7)$$

$$B(P) = c \cdot \sqrt{P^2 + \varepsilon}, \quad (8)$$

де c, ε – коефіцієнти апроксимації.

Поява модуля активної потужності $|P|$ у виразі (7) викликана вимогою невід’ємності витрат. Ця апроксимація точніша в області малих P , але наявність постійного числа a призводить до того, що функція дисконтованих витрат у мережу виявляється не опуклою через стрибки $B(P)$ від a до нуля у разі $P = 0$. Це істотно ускладнює пошук чисел повного мінімуму дисконтованих витрат і примушує використовувати методи, що вимагають великого обсягу обчислень.

Зручніше використовувати апроксимацію виразу (8), оскільки в цьому випадку $B(P)$ стає позитивною при будь-яких значеннях P , а також опуклою, такою, що має єдиний мінімум на початку координат. У результаті функція дисконтованих витрат у мережу виявляється також опуклою, з єдиним мінімумом на області визначення. Цим усувається багатоекстремальність функції дисконтованих витрат у мережу. Проте вираз (8) не може бути застосованим у всіх випадках. Для ділянок мережі, наприклад, де немає раніше побудова-

За знайденими точками будемо нижню обвідну для цього сімейства парабол (див. рис. 1). Під час аналізу рис. 1 можна зробити висновок, що всі перетини в даних умовах економічно вигідні.

Безпосереднє використання функції оптимальних витрат для лінії ускладнено, оскільки на межах економічних інтервалів (у точках переходу з одного перетину на інше) мають місце розриви перших похідних. Тому кусково-параболічну функцію замінюють простішими апроксимаційними функціями. Залежно від умов за-

них ліній з фіксованим перетином, під час апроксимації виразу (8) оптимальна мережа, як правило, буде радіальною.

Це в низці випадків не відповідає дійсно оптимальній мережі, тобто мінімум функції дисконтованих витрат може виявитися зсунутим щодо глобального мінімуму дійсної функції дисконтованих витрат. Цей зсув тим більший, чим більше вираз (8) відхиляється від функції $B(P)$, що спостерігається за великої питомої ваги постійної частини капіталовкладень.

Проведемо апроксимацію отриманих нерівних безперервних функцій $B(P)$ за допомогою функції вигляду (7). Негладкі неперервні функції оптимальних витрат у лінії електричної мережі мають бути апроксимовані прямими лініями, що входять через початок координат.

Для апроксимації використаний метод найменших квадратів, який дає змогу на підставі таблиці функцій (x_i, y_i) , $i = 1, 2, \dots, N$ визначити многочлен ступеня $M < N$ достатньо близько, що описує цю функцію:

$$y(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_kx^k + \dots + a_Mx^M. \quad (9)$$

Метод найменших квадратів дає змогу вибрати такий многочлен, який мінімізує суму квадратів відхилень:

$$\sum_{i=1}^N [y_i - y(x_i)]^2 = f(a_0, a_1, \dots, a_M). \quad (10)$$

Для визначення системи лінійних рівнянь, що описує шукані коефіцієнти a_0, a_1, \dots, a_M , досить продиференціювати отриманий вираз (10) по кожному з коефіцієнтів виду a_k і прирівняти отриману похідну до нуля.

У результаті дістанемо систему:

$$\sum_{i=1}^M a_j \cdot S_{k+j} = T_k, k = 0, 1, \dots, M. \quad (11)$$

де $S_k = \sum_{i=1}^N x_i^k$; $T_k = \sum_{i=1}^N y_i \cdot x_i^k$

Через розв'язання цієї системи рівнянь і визначаються коефіцієнти апроксимаційного полінома. Якщо функція дисконтованих витрат $B(P)$ апроксимується прямою лінією $y = a_0 + a_1 \cdot x$, тобто $M=1$, то система рівнянь для визначення коефіцієнтів має вигляд:

$$\begin{cases} a_0 \cdot S_0 + a_1 \cdot S_1 = T_0 \\ a_0 \cdot S_1 + a_1 \cdot S_2 = T_1 \end{cases}, \quad (12)$$

де

$$S_0 = \sum_{i=1}^N x_i^0 = N; \quad S_1 = \sum_{i=1}^N x_i; \quad S_2 = \sum_{i=1}^N x_i^2; \quad T_0 = \sum_{i=1}^N y_i; \quad T_1 = \sum_{i=1}^N y_i \cdot x_i; \quad (13)$$

$$\begin{cases} a_0 \cdot N + a_1 \cdot \sum_{i=1}^N x_i = \sum_{i=1}^N y_i \\ a_0 \cdot \sum_{i=1}^N x_i + a_1 \cdot \sum_{i=1}^N x_i^2 = \sum_{i=1}^N y_i \cdot x_i \end{cases}. \quad (14)$$

Розв'язуючи отриману систему, дістанемо вирази для коефіцієнтів a_0 і a_1 :

$$a_1 = \frac{\sum_{i=1}^N y_i \cdot x_i - \frac{\sum_{i=1}^N x_i \cdot \sum_{i=1}^N y_i}{N}}{\sum_{i=1}^N x_i^2 - \frac{(\sum_{i=1}^N x_i)^2}{N}}; \quad a_0 = \frac{\sum_{i=1}^N y_i}{N} - a_1 \cdot \frac{\sum_{i=1}^N x_i}{N}. \quad (15)$$

Якщо функція дисконтованих витрат апроксимується прямою, що проходить через по-

чаток координат $y = a_{1(0)} \cdot x$, то для розрахунку $a_{1(0)}$ необхідно у другому рівнянні виразу (15) коефіцієнт a_0 прирівняти до нуля.

У такому випадку коефіцієнт $a_{1(0)}$ буде рівний:

$$a_{1(0)} = \frac{\sum_{i=1}^N y_i \cdot x_i}{\sum_{i=1}^N x_i^2}. \quad (16)$$

З графіка рис. 1 виберемо 11 точок з координатами (x_i, y_i) , що лежать на нижній обвідній сімейства парабол $V_0=f(P)$.

Отже, отримано апроксимовану пряму:

$$y_I = 1255.03 \cdot x + 88676.705.$$

Прямі y_I та y_{II} показані на графіку рис. 2.

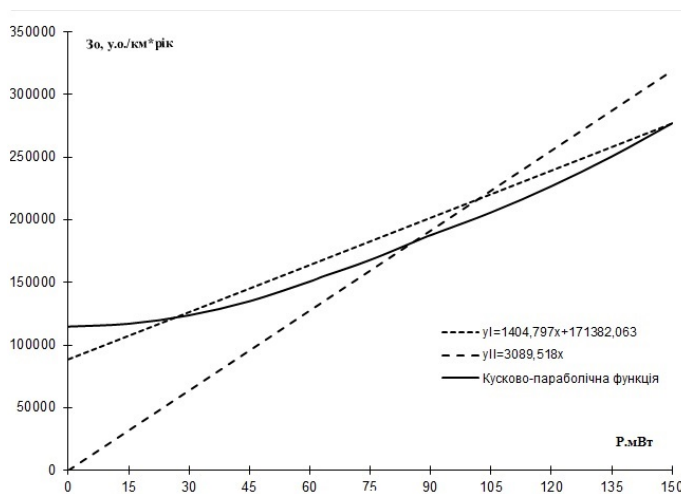


Рис. 2

Проте розглянутий метод не показує всіх умов вибору оптимальної конструкції фази ПЛ, яка має задовольняти три основні вимоги:

- обмежувати радіоперешкоди та втрати на корону, тобто

$$E_{\max} \leq E_{\text{дон}}; \quad (17)$$

- забезпечувати передачу енергії при оптимальній щільності струму $J_{\text{онт}}$, при якій витрати на спорудження та експлуатацію лінії мінімальні,

$$J = J_{\text{онт}}; \quad (18)$$

- забезпечувати високий рівень використання поверхні проводів, тобто

$$K_{\text{Вук}} = K_{\text{вукмакс}}. \quad (19)$$

Тут $E_{\text{дон}}$ – допустима напруженість поля на поверхні проводів за умовами обмеження втрат на корону та радіоперешкод при номінальній напрузі лінії; E_{\max} – максимальна напруженість поля на поверхні проводів; $K_{\text{Вук}}$ – коефіцієнт використання поверхні проводів визначається таким виразом [3, 4]:

$$K_{\text{Вук}} = \frac{E_{\text{макс}}}{E_{\text{дон}} K_{\text{нр}}}, \quad (20)$$

де $K_{\text{нр}}$ – коефіцієнт нерівномірності розподілу напруженості поля по поверхні проводів, що є відношенням діючих значень максимальної напруги на поверхні проводів до середньої напруги поля на поверхні проводів фази.

Основними фізичними параметрами ПЛ є їхні погонні індуктивність L_0 , ємність C_0 , активний опір проводів R_0 та активна провідність G_0 . Різниця потужностей електричного $Q_{\text{ел}}$ і магнітного $Q_{\text{м}}$ полів лінії визначає її реактивну потужність Q . Нехтуючи змінами напруги U і I струму вздовж лінії, отримуємо:

$$Q = Q_{\text{ел}} - Q_{\text{м}} = 3\omega C U_{\phi}^2 C_{\text{Л}} - 3\omega L I^2 l_{\text{Л}} = P_{\text{н}} \left[1 - \left(\frac{P}{P_{\text{н}}} \right)^2 \right], \quad (21)$$

де ω – кутова частота; $l_{\text{Л}}$ – довжина лінії; U_{ϕ} – напруга фази відносно землі; $\lambda = \frac{\omega l_{\text{Л}}}{v_B}$ –

хвильова довжина лінії; $k = \frac{I}{I_H} = \frac{P}{P_H}$ – відношення потужності, що передається до натуральної; v_B – швидкість поширення електромагнітні хвилі.

Виходячи з виразу (21), передача натуральної потужності (P_H) 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 лінії повинен бути рівним одиниці $\cos \varphi = 1$. У цьому випадку по лінії буде передаватись виключно активна потужність, яка є натуральною [7].

При передачі потужності, яка відрізняється від натуральної, цей баланс порушується. При $P < P_H$ лінія генерує реактивну потужність, являючи собою аналог конденсатора. Цей надлишок реактивної потужності повинен бути поглинений енергосистемою. Навпаки при $P > P_H$ лінія споживає реактивну потужність, будучи аналогом реактора; у цьому випадку потужність магнітного поля більша за потужність її електричного поля [7]. Оптимальна щільність струму залежить від співвідношення вартості втрат електроенергії та вартості лінії, а також від кількості годин максимальних втрат. Тому можливий діапазон її значень, представлений у [1-3], досить широкий: $0,416 \leq J_{opt} \leq 1,117$ А/мм².

Реактивна потужність, що споживається лінією, має бути відшкодована енергосистемою (генераторами, синхронними компенсаторами, батареями конденсаторів), оскільки в енергосистемі у всіх режимах має дотримуватися баланс реактивної потужності. Проблема компенсації реактивної потужності в магістральних електричних мережах (МЕМ) України полягає в застосуванні некерованих джерел реактивної потужності (ДРП) – некерованих шунтувальних реакторів (ШР). Застосування некерованих ШР має низку недоліків, які наведено у [7]. Оскільки витрати, пов'язані з монтажем та експлуатацією повітряних ліній електропередач та джерел реактивної потужності, як правило, лягають на прилеглу енергосистему, то необхідно вирішити, що вигідніше: передавати по лінії потужність, що перевищує натуральну, компенсуючи споживану лінією реактивну потужність відповідними джерелами реактивної потужності, або збільшити натуральну потужність лінії до рівня переданої та відмовитися від ДРП. Для розв'язання цього питання обчислимо відношення вартості джерел реактивної потужності

$$K_{ДРП} \approx k_{ДРП} P_H \left[\left(\frac{P}{P_H} \right)^2 - 1 \right] \frac{l}{1000} \quad (22)$$

до збільшення вартості лінії для збільшення натуральної потужності від первісного значення $P_{H1} = P_H$ до $P_{H2} = P$ відповідно [3, 4, 9]:

$$\frac{K_{ДРП}}{\Delta K_{ПЛ}} \approx \frac{k_{ДРП} P_H}{75 K_{ПЛ}} \left[\left(\frac{P}{P_H} \right)^2 - 1 \right]. \quad (23)$$

Експлуатаційні витрати на обслуговування ПЛ та на обладнання підстанцій, у тому числі і пристроїв, що компенсують, різні. Для врахування цього обчислимо наведені витрати на спорудження та експлуатацію ДРП. Без урахування втрат енергії маємо:

$$B_{v0} = \frac{\rho_{об} \cdot K_{v0}}{E} + K_{v0} \quad (24)$$

де $\rho_{об} \approx 0,084$ – амортизаційні відрахування від капітальних вкладень у електрообладнання; $K_{НДРП} = 10$ дол/кВар – питома вартість некерованого ДРП, $K_{КДРП} = 20$ дол/кВар – питома вартість некерованого ДРП [7]. Тоді відношення наведених витрат $B_{ДРП}$ на спорудження та експлуатацію ДРП та $\Delta B_{ПЛ}$ на збільшення натуральної потужності лінії (без втрат енергії) буде наступним:

$$\frac{B_{ДРП}}{\Delta B_{ПЛ}} = \frac{(E_H + \rho_{об}) K_{ДРП}}{(E_H + \rho_{ПЛ}) K_{ПЛ}} \left(\frac{U_n^2 (1 + \sin(\lambda \sqrt{1+K})(1+k_{зан})) - \sqrt{P} Z_{xв} k \sin(\lambda \sqrt{1+K}) \sqrt{\frac{C_n L_p \omega^2 l}{(n - C_n L_p \omega^2 l)}}}{Z_{xв} \sin(\lambda \sqrt{1+K}) \sqrt{\frac{C_n L_p \omega^2 l}{(n - C_n L_p \omega^2 l)}}} \right), \quad (25)$$

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, K – ступінь компенсації зарядної потужності, 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; L_p – індуктивність керованого шунтувального реактора, діапазон зміни індуктивності у КШР типу РТУ-330/750 складає $L_p \in [0.3 \div 7]$ Гн; n – кількість груп керованих шунтувальних реакторів, $U_{ном}$ – номінальна напруга лінії, λ – хвильова довжина лінії, $Z_{xв}$ – хвильовий опір лінії.

Співвідношення пропорційне відношенню натуральної потужності лінії до вартості 1 км лінії та лінійно збільшується при збільшенні відношення $\frac{P}{P_H}$. При зміні класу напруги пита вартість ДРП, включаючи витрати на будівництво та монтаж, мало змінюється, натуральна потужність лінії збільшується пропорційно квадрату напруги, а вартість лінії збільшується значно повільніше. Тому відношення $\frac{B_{ДРП}}{\Delta B_{ПЛ}}$ швидко зростає зі збільшенням класу напруги.

Для передавання по лінії $P_{нат}$ необхідно, щоб виконувалась умова $P_{дон} / P_{нат} = 1$, яка має вигляд [7]:

$$P_{дон} / P_{нат} = \frac{U_n^2 - 0.75 \cdot \sqrt{P} \cdot Z_{xв} \cdot \sin(\lambda \sqrt{1+K}) \sqrt{1+K}}{U_n^2 \cdot \sin(\lambda \sqrt{1+K}) \cdot (1+k_{зан})} = 1. \quad (26)$$

Як впливає з проведених розрахунків та побудованих на їх основі лінійних залежностей

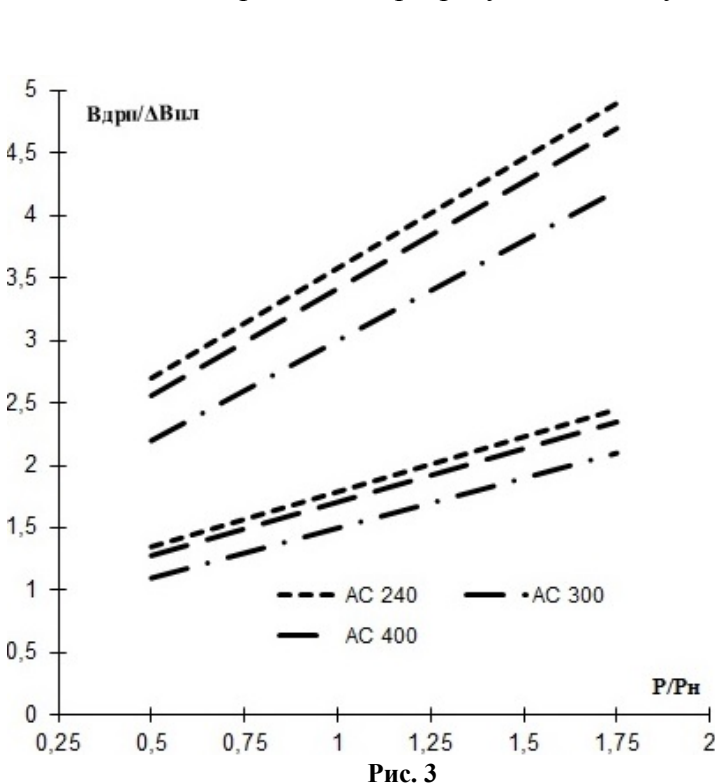


Рис. 3

$\frac{B_{ДРП}}{\Delta B_{ПЛ}} = f\left(\frac{P}{P_H}\right)$ (рис. 3), для ПЛ-330 кВ

$\frac{B_{ДРП}}{\Delta B_{ПЛ}} > 1$. Це означає, що для ПЛ класу

330 кВ і вище економічно доцільніше передавати енергію в натуральному (або донатуральному) режимі, ніж створювати в енергосистемі додаткові джерела реактивної потужності для компенсації споживання її лініями. Слід звернути увагу, що відмінність у витратах на некерованому ДРП та на збільшення натуральної потужності лінії, у тому числі і на спорудження ПЛ підвищеної натуральної потужності (ПНП), настільки велике, що можливі похибки оцінок вартісних показників та його зміни не вплинуть на загальний висновок. Спорудження ліній підвищеної натуральної потужності має на меті збільшення пропускної здатності ПЛ (і електропередач загалом) з допомогою зниження її хвильового опору.

Зазвичай лінії електропередач напругою 330 кВ в електромережному будівництві споруджуються з одиночними проводами. Проте, як показано, збільшити натуральну потужність лінії до рівня переданої та відмовитися від джерел реактивної потужності вигідніше, ніж передавати по лінії потужність, що перевищує натуральну, при цьому компенсуючи реактивну потужність, що споживається лінією, відповідними ДРП. Одним із способів збільшення натуральної потужності ліній електропередач є застосування розщеплених проводів у фазах. Це дозволяє не тільки знизити витрати на передачу підвищеної натуральної потужності, а також знизити втрати електроенергії на корону. Визначимо величину струмового навантаження ПЛ- 330 кВ, за якої буде рекомендовано розщеплення фазних проводів різних перерізів на дві складові. Вихідними даними для вибору такої конструкції фази є: потужність P , що передається по лінії, клас напруги електропередач Уном, кліматичні та техніко-економічні характеристики району проходження траси лінії, а також питомі вартості реакторів та джерел ДРП.

Дисконтовані витрати на спорудження та експлуатацію лінії та ДРП без врахування втрат енергії такі:

$$B_{v0} = \frac{\rho_{об} \cdot K_{v0}}{E} + K_{v0} + \frac{p_a \cdot K_{ДРП}}{E} + K_{ДРП} . \quad (27)$$

Збільшення капітальних витрат за спорудження 1 км лінії зі збільшенням кількості складових у фазі з n_1 до n_2 при постійному сумарному перетину проводів фаз замінено за наближеною формулою [2, 3]:

$$\Delta K_{ПЛ} = 0.075 K_{ПЛ} \left(\frac{n_2}{n_1} - 1 \right) . \quad (28)$$

Тоді величина сумарних дисконтованих витрат на спорудження та експлуатацію лінії з розщепленою на дві складові фази з урахуванням наявності шунтуючих реакторів виражається так:

$$B_{ПЛШР} = \frac{\rho_{об} \cdot 1,075 K_{ПЛ}}{E} + K_{ПЛ} + \frac{p_a \cdot K_{ШР} P_n}{E} \frac{l}{1000} + K_{ШР} . \quad (29)$$

Струм навантаження повітряних ліній, при якому доцільний перехід від ПЛ з одиночними проводами до ПЛ з розщепленою фазою, названий критичним струмом переходу $I_{кпер}$, визначається потужністю, що передається, і може бути знайдено шляхом техніко-економічного порівняння дисконтованих витрат двох варіантів спорудження електропередач. Прирівняємо праві частини рівнянь (27) та (29):

$$\frac{\rho_{об} \cdot 1,075 K_{ПЛ}}{E} + K_{ПЛ} + \frac{p_a \cdot K_{ШР} P_n}{E} \frac{l}{1000} + K_{ШР} = \frac{\rho_{об} \cdot K_{v0}}{E} + K_{v0} + \frac{p_a \cdot K_{ДРП}}{E} + K_{ДРП} . \quad (30)$$

Підставляючи значення виразу для $K_{ДРП}$ з (22) у (30) і вирішуючи отримане рівняння відносно $I_{кпер}$, отримуємо:

$$I_{кпер} = \frac{P_H}{\sqrt{3} U_H \cos \varphi} \sqrt{\frac{(0.75 K_{ПЛ} (E_H + \rho_{ПЛ}) + \frac{k_p P_H (E_H + \rho_{об}) \omega}{v_{xв}}) + 1}{\frac{k_p P_H (E_H + \rho_{об}) \omega}{v_{xв}} K_{ДРП}}} . \quad (31)$$

Таким чином, як це впливає з (31), критичний струм переходу залежить від номінальної напруги, коефіцієнта потужності, співвідношення $K_{ШР} / K_{ДРП}$ питомих капіталовкладень у лінію, що споруджується, і натуральної потужності лінії, яка, у свою чергу, є функцією номінальної напруги, конструкції та геометричних розмірів опори та лінії в цілому.

Для більш ефективної реалізації запропонованої методики пошуку оптимальних умов застосування ПЛ з розщепленою фазою пропонується розрахувати оптимальний струм переходу для інших застосовуваних номінальних напруг та побудувати економічні інтервали ви-

бору перерізів проводів ПЛ для великих значень τ з урахуванням можливості розщеплення фази або застосування додаткових джерел реактивної потужності

Висновки. Зважаючи на зазначене та з огляду на експлуатаційні переваги традиційних ПЛ-330 кВ, що виконуються з одиночними проводами, можна стверджувати: ефективність застосування ПЛ-330 кВ з розщепленою фазою залежить від проведеної у країні тарифної політики та загальної економічної ситуації. На цей час застосування ПЛ-330 кВ з розщепленою фазою замість встановлення додаткових джерел реактивної потужності ефективно для ліній із малою щільністю графіка навантаження. Водночас масштаби застосування таких ліній не перевищують одиниць відсотків від загального обсягу споруджуваних ПЛ цього класу напруги.

Фінансується за держбюджетною темою «Розроблення методів та засобів верифікації артефактів процесу проектування систем критичного призначення», що виконується відповідно до розпорядження Президії НАН України від 04.01.2021 №15. Державний реєстраційний номер роботи 0121U110615.

1. Александров Г.Н. Установки сверхвысокого напряжения и охрана окружающей среды. Л.: Энергоатомиздат, 1989. 360 с.
2. Александров Г.Н. Передача электрической энергии переменным током. М.: Знак, 1998 г. 271 с.
3. Александров Г.Н. и др. Проектирование линий электропередачи сверхвысокого напряжения. СПб.: Энергоатомиздат, 1993. 560 с.
4. Блок В.М. Электрические сети и системы: учеб. пособ. М.: Высшая школа, 1986. 430 с.
5. Пшеничный Б.Н., Данилин Ю.М. Численные методы в экстремальных задачах. М.: Наука, 1975. 319 с.
6. Зуев Э.Н. Технично-экономические основы проектирования электрических сетей. МЭИ, 1988.
7. Кучанський, В., Малахатка, Д. (2021). Заходи та технічні засоби підвищення ефективності режимів роботи магістральних електричних мереж. Publishing House «European Scientific Platform». <https://doi.org/10.36074/ztzpertrrm-monograph.2021>
8. Лежнюк П.Д., Черемісін М.М., Черкашина В.В. Уніфікація повітряних ліній в умовах ринку двосторонніх договорів та балансувального ринку електроенергії. *Наукові праці ВНТУ*. 2013. № 4. С. 1–8.
9. Романюк Ю.Ф., Поточний А.І. Застосування методу економічних інтервалів для оптимізації параметрів електричних мереж. *Нафтогазова енергетика*. 2009. № 2 (11). С. 72–75.

FEASIBILITY STUDY ON THE SELECTION OF PHASE DESIGN AND OVERHEAD LINE WIRE CROSS-SECTION

V.V. Kuchansky¹, Y.H. Lykhovyd²

¹ – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

² – Ukrenergo National Energy Company Private Joint-Stock Company, st. Simona Petliury, 25, Kyiv, 01032, Ukraine

The paper analyzes the existing method of choosing the cross-section of wires by the method of an interval of economic curves. It is shown that the cross-section of the wires and the design parameters of the lines must correspond to the ratio between the cost of construction and the cost of optimizing the design of phase wires. The algorithm of application of this method for 330 kV power transmission lines with split phase is substantiated. A current load search algorithm has been developed and proposed, in which it is assumed to switch to the use of split-phase wires with minimal costs. Many arrays of curves are constructed, which allows for choosing the cross-section of wires and the conditions under which it is necessary to split the phase wire. Algorithms for selecting economically feasible wire cross-sections and methods for determining the conditions of profitability of overhead power lines are presented. The optimization of the cross-section and construction of the line phases was carried out, and the conditions of expedient phase splitting and application of lines of increased natural power were determined. The least-squares method was used to approximate the lower envelope. Ref. 9, fig. 3, table.

Keywords: overhead power line; current economic intervals; impedance; natural power; reactive power source; controlled and uncontrolled shunt reactors; approximation, least-squares method.

1. Aleksandrov G.N. Extra high voltage installations and environmental protection. Leningrad: Energoatomizdat, 1989. 360 p.
2. Aleksandrov G.N. Transmission of electrical energy by alternating current. Moskva: Znak, 1998. 271 p.

3. Aleksandrov G.N. et al. Design of extra-high voltage transmission lines. St. Petersburg: Energoatomizdat, 1993. 560 p.
4. Blok V.M. Electrical networks and systems: a textbook for students of electrical engineering specialties of universities. Moskva: Higher school, 1986. 430 p.
5. Pshenichny B. N., Danilin Yu. M. Numerical methods in extremal problems. Moskva: Nauka, 1975. 319 p.
6. Zuev E.N. Technical and economic bases for the design of electrical networks. MPEI, 1988.
7. Kuchansky, V., & Malakhatka, D. (2021). Come in and technically improve the efficiency of the modes in the work of the main electrical networks. Publishing House European Scientific Platform. <https://doi.org/10.36074/ztzpermrmm-monograph.2021>
8. Lezhnyuk P.D., Cheremisin M.M., Cherkashina V.V. Unification of repeated lines in the minds of the market of bilateral agreements and the balancing market of electricity. *Naukovi pratsi VNTU*. 2013. No 4. Pp. 1–8.
9. Romanyuk Yu.F., Potochny A.I. Implementation of the method of economical intervals for optimizing the parameters of electrical services. *Naftogazova Energetika*. 2009. No 2 (11). Pp. 72–75.

Надійшла: 14.04.2022

Received: 14.04.2022

ВИМІРЮВАННЯ ТА ДІАГНОСТИКА В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

УДК 621.317

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.61.062>

СПОСІБ ВИМІРЮВАННЯ ЛОКАЛЬНИХ ЗМІН ЕЛЕКТРОПРОВІДНОСТІ РОЗЧИНІВ У ДИФЕРЕНЦІЙНИХ КОНДУКТОМЕТРИЧНИХ СИСТЕМАХ

В.Г. Мельник^{1*}, докт. техн. наук, **П.І. Борщов**^{1**}, канд. техн. наук,
С.В. Дзядевич^{2***}, член-кор. НАН України, **О.Я. Саяпіна**^{2****}, канд. біол. наук

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

² – Інститут молекулярної біології та генетики НАН України,
вул. Заболотного, 150, Київ, 03680, Україна
e-mail: pavbor2010@gmail.com

Розглянуто спосіб вимірювання локальних змін електропровідності розчинів з використанням диференційних кондуктометричних сенсорів. Спосіб дає можливість за неідентичних параметрів еквівалентних електричних схем компонентів сенсора суттєво знизити похибку вимірювань, зумовлену змінами фонові електропровідності вимірювального середовища під час внесення досліджуваної речовини. Мостове вимірювальне коло приводиться в стан квазірівноваги, водночас напруги на ділянках робочого розчину робочого і референсного перетворювачів сенсора збігаються за фазою між собою, а їхні значення пропорційні значенням електропровідності цих ділянок. Водночас зміни фонові електропровідності розчину не призводять до зміни сигналу нерівноваги мостового кола, що дає змогу вимірювати інформативну локальну зміну електропровідності робочого перетворювача з високою чутливістю. Спосіб може бути використаний для високочутливого і точного визначення кількісного складу розчинів електропровідних речовин у технологічних процесах в енергетиці, хімічній та харчовій промисловості, в новітніх технологіях, зокрема в біосенсорних аналізаторах. Наведено результати комп'ютерного моделювання розробленого способу. Бібл. 9, таблиця.

Ключові слова: вимірювання, диференціальні сенсори, кондуктометричні біосенсори, параметри імпедансу, еквівалентна електрична схема.

Визначення змін параметрів комплексної електропровідності розчинів електролітів (кондуктометрія) може давати важливу інформацію про стан довкілля, про якість технологічних матеріалів і харчових продуктів, може використовуватись в біотехнологіях, медицині, енергетиці, в електротехнічній та інших галузях промисловості [1–6]. Серед вимірювальних перетворювачів інформативних параметрів кондуктометричних сенсорів найбільш перспективними є такі, що побудовані на диференційному принципі вимірювань з використанням моста змінного струму, двома плечами якого є кондуктометричні перетворювачі диференційного сенсора. Зокрема, такий принцип успішно використовується в біосенсорних аналізаторах. Біосенсор складається з двох двоелектродних кондуктометричних перетворювачів: робочого та референсного [7], на які подаються змінні напруги. На електроди робочого перетворювача наносять активну біоселективну мембрану, на електроди референсного – пасивну. У разі взаємодії активної мембрани з досліджуваною речовиною локально змінюється електропровідність буферного розчину вимірювальної комірки, що викликає зміну струму через робочий перетворювач і появу інформативного сигналу на виході мостової схеми. Нижче ми розглянемо розв'язання однієї складної проблеми, що виникає в разі практичного використання диференційної кондуктометрії у кондуктометричній біосенсорній системі, під час розроблення якої він був детально відпрацьований і експериментально перевірений.

Інформативним параметром диференційного кондуктометричного біосенсора є локальна зміна електропровідності розчину в робочій мембрані сенсора в результаті біохімічної реакції. Проблема полягає в тому, що під час внесення до розчину досліджуваної речовини

змінюється також фонові питома електропровідність буферного розчину в комірці. Зміна фонові електропровідності діє на обидва перетворювачі та, якщо їхні параметри відрізняються, змінює інформативний сигнал диференційного біосенсора. Виникає адитивна похибка вимірювання, яка суттєво погіршує чутливість кондуктометричної системи і достовірність результатів вимірювань.

Мета роботи – аналіз і кількісне визначення впливу змін фонові електропровідності досліджуваного розчину на точність вимірювання інформативного параметра диференційного кондуктометричного біосенсора та обґрунтування ефективності розробленого способу зменшення адитивних похибок вимірювання, зумовлених вказаним чинником.

Традиційний спосіб підвищення чутливості кондуктометричних перетворювачів передбачає врівноважування мостового вимірювального кола, у яке включено диференційний біосенсор, для компенсації складових струму нерівноваги, зумовлених падіннями напруг на ємнісних складових імпедансів перетворювачів [7]. Спосіб працює ефективно у випадках ідентичності параметрів імпедансів робочого та референсного перетворювачів, а також у випадку рівності тангенсів фазових кутів цих імпедансів. Однак, якщо імпеданси перетворювачів мають різні фазові кути, то у разі зміни фонові електропровідності розчину виникає сигнал нерівноваги мостового вимірювального кола, що зумовлює похибку вимірювання інформативного параметра біосенсора – зміни електропровідності в активній мембрані.

Задля подолання вказаного недоліку було запропоновано після врівноважування мостового вимірювального кола (досягнення нульові різниці струмів через перетворювачі), додатково змінити фазу змінної напруги на референсному перетворювачі на величину, що дорівнює різниці фазових кутів імпедансів робочого і референсного перетворювачів [8]. Тобто після досягнення стану рівноваги вимірювальне коло переводять у стан квазірівноваги, водночас вектори змін струмів через перетворювачі сенсора, зумовлені зміною фонові електропровідності розчину, мають однаковий фазовий зсув, що забезпечує їхню взаємну компенсацію.

Недоліком такого способу є неповна взаємна компенсація змін струмів через перетворювачі за наявності різниці активних електропровідностей перетворювачів, оскільки водночас напруги на них не пропорційні їхнім значенням, тому, незважаючи на те, що вектори змін струмів збігаються за фазовими кутами, їхні амплітуди відрізняються.

Необхідно було розробити такий спосіб вимірювання локальних змін електропровідності розчинів у диференційних кондуктометричних біосенсорних системах, який забезпечить підвищення точності вимірювання інформативних параметрів біосенсорів внаслідок максимального придушення впливу змін фонові електропровідності розчину на результат вимірювання.

Для розв'язання поставленої задачі було запропоновано приведення мостового вимірювального кола у дещо інший стан квазірівноваги шляхом додаткової зміни після врівноважування кола як фази змінної напруги на референсному перетворювачі, так і амплітуди цієї напруги для встановлення напруг на ділянках розчинів у перетворювачах, пропорційних їхнім електропровідностям [9]. Водночас струми через ці ділянки є рівними, зміни фонові електропровідності призводять до пропорційних змін електропровідностей цих ділянок і відповідно до рівних змін струмів через них. Точне кількісне обґрунтування цього методу налаштування мостового кола наводимо нижче.

Розглянемо математичні вирази, що характеризують процес приведення мостового вимірювального кола з диференційним біосенсором у стани рівноваги та квазірівноваги. Кожен з перетворювачів представлений у вигляді двоелементної еквівалентної схеми, що має два послідовно включених елементи – активну електропровідність розчину і електричну ємність, що характеризує процеси у приелектродному шарі розчину. Така еквівалентна схема є спрощеною, вона характерна для діапазону частот сигналів 30...100 кГц. Параметри імпедансів: G_{AS} – активна електропровідність робочого перетворювача, C_{AS} – включена послідовно з нею ємність, G_{RS} – активна електропровідність референсного перетворювача, C_{RS} – включена послідовно з нею ємність. Для аналізу використаємо метод комплексних амплітуд. На робочий перетворювач подається змінна напруга фіксованої амплітуди (прийнято, що вона має

нульову початкову фазу, тобто відсутня уявна складова при її представленні в комплексній формі)

$$\dot{U}_A = U_A \cdot \quad (1)$$

На референсний перетворювач подається регульована напруга

$$\dot{U}_B = |\dot{U}_B| \cdot \exp(j\varphi_B), \quad (2)$$

де $|\dot{U}_B|$ – модуль регульованої напруги; φ_B – кут фазового зсуву цієї напруги щодо напруги на робочому перетворювачі. Приведення вимірювального кола у стан рівноваги виконується до досягнення рівності струмів через робочий і референсний перетворювачі, тобто рівними стають їхні модулі і фази. Нескладно довести, що параметри напруги на референсному перетворювачі будуть визначатися у такий спосіб:

$$\varphi_{B1} = \varphi_A - \varphi_R; \quad (3)$$

$$ND_1 = \frac{G_{AS}}{G_{RS}} \cdot \frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_R}}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_A}}, \quad (4)$$

де ND_1 – відношення амплітуд напруг на референсному і робочому перетворювачах (при використанні для регулювання амплітуди напруги цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) це код керування ЦАП); $\operatorname{tg} \varphi_A = G_{AS}/\omega C_{AS}$ – тангенс фазового кута φ_A імпедансу робочого перетворювача; $\operatorname{tg} \varphi_R = G_{RS}/\omega C_{RS}$ – тангенс фазового кута φ_R імпедансу референсного перетворювача.

Визначимо параметри стану квазірівноваги вимірювального кола, у якому вплив змін фонові електропровідності розчину на результат вимірювання локальних змін електропровідності буде мінімальним.

Після введення у розчин аналітичної речовини змінюється питома електропровідність розчину. Це еквівалентно множенню активної електропровідності перетворювачів на однаковий коефіцієнт K_f :

$$G'_{AS} = K_f G_{AS} = G_{AS} + \Delta G_{AS} = G_{AS} + (1 - K_f) \cdot G_{AS}, \quad (5)$$

$$G'_{RS} = K_f G_{RS} = G_{RS} + \Delta G_{RS} = G_{RS} + (1 - K_f) \cdot G_{RS}. \quad (6)$$

Зміна струму через робочий перетворювач

$$\Delta \dot{I}_A = \frac{U_A}{\frac{1}{j\omega C_{AS}} + \frac{1}{G_{AS} + \Delta G_{AS}}} - \frac{U_A}{\frac{1}{j\omega C_{AS}} + \frac{1}{G_{AS}}}. \quad (7)$$

Після перетворень вираз (7) набуває вигляду

$$\Delta \dot{I}_A = U_A \left(\frac{G_{AS} + \Delta G_{AS}}{1 - j \cdot \operatorname{tg} \varphi'_A} - \frac{G_{AS}}{1 - j \cdot \operatorname{tg} \varphi_A} \right), \quad (8)$$

де $\operatorname{tg} \varphi'_A = \operatorname{tg} \varphi_A + \Delta \operatorname{tg} \varphi_A$; $\Delta \operatorname{tg} \varphi_A = \frac{\Delta G_{AS}}{\omega C_{AS}} = (1 - K_f) \cdot \operatorname{tg} \varphi_A$.

Після приведення до спільного знаменника та приведення подібних членів вираз (8) набуває такого вигляду

$$\Delta \dot{I}_A = U_A \frac{\Delta G_{AS}}{1 - j \cdot (2 \operatorname{tg} \varphi_A + \Delta \operatorname{tg} \varphi_A) - \operatorname{tg}^2 \varphi_A - \operatorname{tg} \varphi_A \cdot \Delta \operatorname{tg} \varphi_A}. \quad (9)$$

Фаза приросту струму визначається знаменником (9)

$$\varphi_{\Delta I} = \operatorname{arctg} \left(\frac{2 \operatorname{tg} \varphi_A (1 + \frac{1 - K_f}{2})}{1 - \operatorname{tg}^2 \varphi_A (1 + (1 - K_f))} \right). \quad (10)$$

З огляду на те, що у реальних розчинах зміна питомої електропровідності складає одиниці відсотків, тобто $(1 - K_f) \ll 1$, можна записати

$$\varphi_{\Delta I} \approx \operatorname{arctg} \left(\frac{2 \operatorname{tg} \varphi_A}{1 - \operatorname{tg}^2 \varphi_A} \right). \quad (11)$$

З урахуванням формули тангенсу подвійного кута отримаємо

$$\varphi_{\Delta A} \approx 2\varphi_A. \quad (12)$$

Наближене значення модулю зміни струму через робочий перетворювач виглядатиме як

$$|\Delta \dot{I}_A| \approx U_A \cdot \Delta G_{AS} \frac{1}{\sqrt{(1 - \operatorname{tg}^2 \varphi_A)^2 + 4 \operatorname{tg}^2 \varphi_A}} = U_A \cdot \Delta G_{AS} \cdot \frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_A}. \quad (13)$$

За аналогією з (9) визначимо зміну струму через референсний перетворювач

$$\Delta \dot{I}_R = |\dot{U}_B| \exp(\varphi_B) \left(\frac{G_{RS} + \Delta G_{RS}}{1 - j \cdot \operatorname{tg} \varphi_R} - \frac{G_{RS}}{1 - j \cdot \operatorname{tg} \varphi_R} \right), \quad (14)$$

$$\text{де } \operatorname{tg} \varphi_R' = \operatorname{tg} \varphi_R + \Delta \operatorname{tg} \varphi_R, \quad \Delta \operatorname{tg} \varphi_R = \frac{\Delta G_{RS}}{\omega C_{RS}} = (1 - K_f) \cdot \operatorname{tg} \varphi_R.$$

Аналогічно (12) і (13)

$$\varphi_{\Delta R} \approx 2\varphi_R + \varphi_B, \quad (15)$$

$$|\Delta \dot{I}_R| \approx |\dot{U}_B| \cdot \Delta G_{RS} \cdot \frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_R}. \quad (16)$$

Для забезпечення рівності векторів змін струмів через перетворювачі, зумовлених зміною питомої електропровідності розчину, необхідно виконати дві умови:

- рівність фазових кутів векторів,
- рівність модулів.

Умова рівності фазових кутів – рівність виразів (12) і (15). З цього випливає, що

$$\varphi_{B2} = 2(\varphi_A - \varphi_R). \quad (17)$$

З умови рівності модулів (13) і (16) знаходимо відношення

$$ND_2 = \frac{\Delta G_{AS}}{\Delta G_{RS}} \cdot \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_R}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_A} = \frac{G_{AS}}{G_{RS}} \cdot \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_R}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_A}. \quad (18)$$

Отримані вирази визначають параметри напруги на референсному перетворювачі, що відповідають стану квазірівноваги вимірювального кола, у якому вплив змін фонові електропровідності розчину на результат вимірювання локальних змін активної електропровідності є мінімальним.

Якщо порівняти вирази (3) і (17), видно, що для переведення вимірювального кола з рівноваги у стан квазірівноваги необхідно додатково повернути фазу напруги на референсному перетворювачі на значення, що дорівнює різниці фазових кутів імпедансів робочого і референсного перетворювачів, а також помножити амплітуду цієї напруги на коефіцієнт корекції

$$K = \frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_R}}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_A}}. \quad (19)$$

Щоб оцінити ступінь придушення змін фонові електропровідності розчину, було проведено комп'ютерне моделювання поведінки вимірювального кола за умови застосування описаного способу.

Результати моделювання наведено в таблиці. Розрахунки проведено для частоти напруг 62,5 кГц. Прийнято, що при введенні тестової речовини фонові електропровідність розчину змінюється на 1 %, на стільки ж змінюється локальна електропровідність у результаті реакції в робочому перетворювачі. Розрахунки виконано для діапазону значень електропровідності від 0,2 до 5 мСм, електричної ємності від 1 до 50 нФ, що відповідає діапазонам значень параметрів реальних біосенсорів.

У останньому стовпчику таблиці наведено значення остаточної похибки вимірювання інформативного параметра, обумовленої змінами фонові електропровідності розчину.

Як видно з даних таблиці, у разі відмінності активних опорів перетворювачів на 20 %, а тангенсів фазових кутів на 25 % відносно значення непридушеної похибки вимірювання не перевищує 0,11 %, що цілком задовольняє практичні вимоги до вимірювань за допомогою біосенсорних систем.

№	G_{AS} , мСм	C_{AS} , нФ	$\text{tg}\varphi_A$ φ_A , °	G_{RS} , мСм	C_{RS} , нФ	$\text{tg}\varphi_R$ φ_R , °	φ_{B2} , °	ND_2	δ , %
1	1	5,44	0,4681 25,084	1	4,352	0,5851 30,333	-10,498	1.1011	0,08
2	5	40	0,3183 17,657	5	48	0,26526 14,856	5,6015	0,9719	0,04
3	5	1	12,733 85,509	4,167	1	10,61 84,616	1,787	0,8356	0,017
4	0,2	1	0,5093 26,99	0,25	1	0,6366 32,482	-10,984	0,8927	0,11
5	1	4,5	0,5659 20,505	1	5,4	0,4716 25,247	8,515	0,9259	0,066
6	1	5,44	0,4681 25,084	1,2	6,8	0,4496 24,207	1,7555	0,8214	0,01

Висновок. Розроблено новий спосіб вимірювання інформативного параметра диференційного кондуктометричного біосенсора – локальної зміни електропровідності розчину в робочій мембрані сенсора. Спосіб дає можливість за умови неідентичних параметрів еквівалентних електричних схем компонентів сенсора суттєво знизити похибку вимірювань, зумовлену змінами фонові електропровідності вимірювального середовища під час внесення досліджуваної речовини. Спосіб може бути реалізований за умови використання мостових вимірювальних кіл, балансування яких засноване на використанні цифрових генераторів у гілках моста з регулюванням співвідношень між їхніми амплітудами і початковими фазами. Позитивний технічний ефект досягається через проведення додаткових операцій під час балансування вимірювального кола, водночас додаткові апаратні затрати не потрібні.

Роботу виконано за підтримки Національної академії наук України в рамках Державної бюджетної програми «Підтримка розвитку пріоритетних напрямів наукових досліджень» (КПКВК: 6541030), цільової програми наукових досліджень Національної академії наук України «Розумні» сенсорні прилади нового покоління на основі сучасних матеріалів та технологій». Проект «Розробка та оптимізація електронного модуля кондуктометричного біосенсорного аналізатора для визначення аргініну» (шифр "Кондуктометрія").

1. Turner A.P.F., Karube I., Wilson G.S. Biosensors: Fundamentals and applications. New York: Oxford University Press, 1987. 770 p.
2. Brett C.M.A., Brett A.M.O. Electrochemistry – Principles, methods and applications. Oxford University Press, 1993. 427 p.
3. Impedance Spectroscopy. Theory, Experiment, and Application. Edited by Barsoukov E., Macdonald J.R. New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2005. 595 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/0471716243>.
4. Grossi M., Riccò B. Electrical impedance spectroscopy (EIS) for biological analysis and food characterization: a review. *Journal of Sensors and Sensor Systems*. 2017. No 6. Pp. 303–325. <https://doi.org/10.5194/jsss-6-303-2017>.
5. Kollahchi N., Braiek M., Ebrahimipour G., Ranaei-Siadat S., Lagarde F., Jaffrezic-Renault N. Direct detection of phenol using a new bacterial strain-based conductometric biosensor. *Journal of Environmental Chemical Engineering*. 2018. Vol. 6. Iss. 3. Pp. 478–484. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jece.2017.12.023>.
6. Lee R., Kester W. Fully Automatic Self-Calibrated Conductivity Measurement System. *Analog Dialogue*, 50-11. 2016.
7. Мельник В.Г., Дзядевич С.В., Новик А.И., Погребняк В.Д., Слицкий А.В. Обеспечение метрологической надежности кондуктометрических систем с дифференциальными датчиками. *Сенсорна електроніка і мікросистемні технології*. 2011. Т. 8. № 4. С. 46–52. DOI: <https://doi.org/10.18524/1815-7459.2011.4.119304>.
8. Мельник В.Г., Слицкий А.В., Василенко А.Д. Квазиуравновешенный кондуктометрический мост для биосенсорной системы с балансировкой по модулю и фазе. *Сенсорна електроніка і мікросистемні технології*. 2016. Т. 13. № 3. С. 91–100. DOI: <https://doi.org/10.18524/1815-7459.2016.3.78649>.
9. Melnyk V.G., Borshchov P.I., Dzyadevych S.V., Saiapina O.Y., Vasylenko O.D. Increasing the sensitivity and metrological reliability of a differential conductometric biosensor system. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 6. Pp. 68–77. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.06.068>.

METHOD OF MEASUREMENT OF LOCAL CHANGES IN ELECTRIC CONDUCTIVITY OF SOLUTIONS IN DIFFERENTIAL CONDUCTOMETRIC BIOSENSOR SYSTEMS**V.G. Melnyk¹, P.I. Borshchov¹, S.V. Dzyadevych², O.Y. Saiapina²**¹ – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine² – Institute of Molecular Biology and Genetics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Zabolotnogo st., 150, Kyiv, 03680, Ukraine

A method for measuring local changes in the electrical conductivity of solutions using differential conductometric sensors is considered. The method makes it possible to significantly reduce the measurement error due to changes in the background electrical conductivity of the measuring medium when applying the test substance with non-identical parameters of equivalent electrical circuits of the sensor components. The bridge measuring circuit is brought to a quasi-balanced state, while the voltages in the sections of the working solution of the working and reference transducers of the sensor coincide in phase with each other, and their values are proportional to the conductivity of these sections. At the same time, changes in the background electrical conductivity of the solution do not lead to a change in the imbalance signal of the bridge circuit, which allows measuring the informative local change in the electrical conductivity of the working transducer with high sensitivity. The method can be used for highly sensitive and accurate quantification of solutions of electrically conductive substances in technological processes in the energy, chemical, and food industries, in the latest technologies, in particular in biosensor analyzers. The research results of the experimental sample of the conductometric analyzer are given. Ref. 9, table.

Keywords: measurements, differential sensors, conductometric biosensors, impedance parameters, equivalent electrical circuit.

1. Turner A.P.F., Karube I., Wilson G.S. Biosensors: Fundamentals and applications. New York: Oxford University Press, 1987. 770 p.
2. Brett C.M.A., Brett A.M.O. Electrochemistry – Principles, methods and applications. Oxford University Press, 1993. 427 p.
3. Impedance Spectroscopy. Theory, Experiment, and Application. Edited by Barsoukov E., Macdonald J.R. New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2005. 595 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/0471716243>.
4. Grossi M., Riccò B. Electrical impedance spectroscopy (EIS) for biological analysis and food characterization: a review. *Journal of Sensors and Sensor Systems*. 2017. No 6. Pp. 303–325. <https://doi.org/10.5194/jsss-6-303-2017>.
5. Kolahchi N., Braiek M., Ebrahimipour G., Ranaei-Siadat S., Lagarde F., Jaffrezic-Renault N. Direct detection of phenol using a new bacterial strain-based conductometric biosensor. *Journal of Environmental Chemical Engineering*. 2018. Vol. 6. Iss. 3. Pp. 478–484. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jece.2017.12.023>.
6. Lee R., Kester W. Fully Automatic Self-Calibrated Conductivity Measurement System. *Analog Dialogue*, 50-11. 2016.
7. Melnyk V.G., Dzyadevych S.V., Novik A.I., Pogrebnyak V.D., Slitskiy A.V., Lepikh Ya.I., Lenkov S.V., Prochenko V.O. Ensuring of reliability of metrological characteristics of the conductometric systems with differential sensors. *Sensorna elektronika i mikrosystemni tekhnologii*. 2011. Vol. 8. No 4. Pp. 46–52. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.18524/1815-7459.2011.4.119304>.
8. Melnyk V.G., Slitskiy A.V., Vasylenko A.D. The quasi balanced conductometric bridge for biosensor system with balancing modulus and phase. *Sensorna elektronika i mikrosystemni tekhnologii*. 2016. Vol. 13. No 3. Pp. 91–100. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.18524/1815-7459.2016.3.78649>.
9. Melnyk V.G., Borshchov P.I., Dzyadevych S.V., Saiapina O.Y., Vasylenko O.D. Increasing the sensitivity and metrological reliability of a differential conductometric biosensor system. *Technichna elektrodynamika*. 2021. No 6. Pp. 68–77. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.06.068>.

Надійшла: 16.05.2022

Received: 16.05.2022