



ISSN 1727-9895

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

Збірник наукових праць

Випуск
58

Київ
2021

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
58**

Київ
2021

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
Волков І.В.	член-кор. НАН України
Жаркін А.Ф.	член-кор. НАН України
Кондратенко І.П.	член-кор. НАН України
Кузнецов В.Г.	член-кор. НАН України
Михальський В.М.	член-кор. НАН України
Шидловська Н.А.	член-кор. НАН України
Щерба А.А.	член-кор. НАН України
Буткевич О.Ф.	докт. техн. наук
Васецький Ю.М.	докт. техн. наук
Кенсицький О.Г.	докт. техн. наук
Липківський К.О.	докт. техн. наук
Мислович М.В.	докт. техн. наук
Новік А.І.	докт. техн. наук
Петухов І.С.	докт. техн. наук

Editorial board*:

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
I.V. Volkov	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
A.F. Zharkin	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
I.P. Kondratenko	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
V.G. Kuznetsov	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
V.M. Myhalskyi	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
N.A. Shydlovska	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
A.A. Shcherba	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
O.F. Butkevych	Doctor of engineering sciences
Yu.M. Vasetskyi	Doctor of engineering sciences
O.G. Kensytskyi	Doctor of engineering sciences
K.O. Lypkivskiy	Doctor of engineering sciences
M.V. Myslovych	Doctor of engineering sciences
A.I. Novik	Doctor of engineering sciences
I.C. Petuhov	Doctor of engineering sciences

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

International editorial board:

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

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

- загальнодержавному депозитарії «Наукова періодика України»;
- загальнодержавній базі даних «Україніка наукова» (реферативний журнал «Джерело»);
- науковій електронній бібліотеці періодичних видань НАН України (NA SPLIB) (<http://www.dspace.nbuv.gov.ua/>);

У збірнику здійснюються експертне рецензування та наукове редагування статей.

*Друкується за постановою Вченої ради
Інституту електродинаміки Національної академії наук України.
Протокол № 4 від 29 квітня 2021 року*

Зареєстровано 07.02.2002. Свідоцтво: серія КВ, № 5843.

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

Адреса редакції:

03057, м. Київ, 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>

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

**Праці
Інституту електродинаміки
Національної академії наук України**

Випуск 58

2021 р.

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58>

ЗМІСТ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

- Щерба А.А., Супруновська Н.І., Ломко М.О.* Вплив ємності конденсатора розрядного кола напівпровідникових електророзрядних установок на їхні вихідні струми обмеженої тривалості5
- Кучерява І.М.* Особливості екранування магнітного поля підземної трифазної кабельної лінії за допомогою насипного композиційного ґрунту з магнітними властивостями14

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

- Peresada S., Nikonenko Y., Pyzhov V., Rodkin D.* Sensorless speed control of the direct current motors23
- Толочко О.І., Бурмелов О.О., Каленчук Я.О.* Визначення координат точок перемикачів оптимальних стратегій керування явнополюсними синхронними двигунами з постійними магнітами30
- Печеник М.В., Бур'ян С.О., Землянухіна Г.Ю., Руднєв Д. В.* Аналіз режимів роботи електропривода підвісної канатної дороги при використанні системи векторного керування39

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

- Руденко Ю.В.* Моделювання процесів на основі усереднення в просторі станів у підвищувальному перетворювачі з магнітопов'язаними елементами44
- Денисенко К.І., Лесик В.О., Мисак Т.В.* Вплив фільтра в каналі керування контуром стабілізації напруги накопичувального конденсатора на динаміку трифазного паралельного активного фільтра55
- Чиженко О.І., Білов І.В.* Коригування якості струму електричної мережі з тиристорним регулятором змінної напруги на активно-індуктивному навантаженні66

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

- Kireyev V.G., Akinin K.P., Filomenko A.A., Lavrinenko V.A.* Experimental studies of brushless magnetoelectric motors of the return-rotary motion74

ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

- Іванков В.Ф., Басова А.В., Хімюк І.В.* Зниження місцевих нагрівів у баках потужних трансформаторів тепловідвідними локальними радіаторами з реберною основою82
- Берека В.О., Кондратенко І.П.* Електророзрядні технології обробки води та критерії доцільності їхнього використання90

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА РИНКИ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

- Кенсицький О.Г.* Експлуатаційна надійність генеруючого обладнання енергоблоків атомних електростанцій України100

ВИМІРЮВАННЯ ТА ДІАГНОСТИКА В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

- Березниченко В.О.* Розрахунок функції перетворення ємнісного сенсора радіального биття валів засобами комп'ютерного моделювання107

CONTENTS

THEORETICAL ELECTRICAL ENGINEERING

Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Lomko M.O.

Influence of the capacitance of the capacitor of the discharge circuit of semiconductor electric discharge installations on their output currents of limited duration 5

Kucheriava I.M.

Particularities of magnetic field shielding for underground cable line by composite fill-up soil with magnetic properties..... 14

ELECTROMECHANICAL ENERGY CONVERSION

Peresada S., Nikonenko Y., Pyzhov V., Rodkin D. Sensorless speed control of the direct current motors 23

Tolochko O.I., Burmelov O.O., Kalenchuk Ya.O. Development of an algorithm for switching control strategies of salient synchronous motors with permanent magnets 30

Pechenik M.V., Burian S.O., Zemlianukhina H.Y., Rudniew D.V. Analysis of the operating modes of the suspended cable car electric drive using the vector control system..... 39

SEMICONDUCTOR CONVERTERS

Rudenko Yu.V. Modeling of processes on the basis of state space averaging in boost converter with magnetically coupled elements 44

Denisenko K.I., Lesyk V.O., Mysak T.V. Influence of the filter in the control channel contours of the storage capacitor voltage stabilization on the dynamics in three-phase shunt active power filter 55

Chyzhenko A.I., Blinov I.V. Correction of the quality of current of the electric network with a thyristor regulator of ac voltage with active-inductive load..... 66

ELECTRICAL MACHINES AND APPARATUS

Kireyev V.G., Akinin K.P., Filomenko A.A., Lavrinenko V.A. Experimental studies of brushless magnetolectric motors of the return-rotary motion 74

ELECTROTECHNOLOGICAL COMPLEXES AND SYSTEMS

Ivankov V.F., Basova A.V., Khimik I.V. Reduction of local heating in tanks of powerful transformers by heat-removing local radiators with ribbed 82

Bereka V., Kondratenko I. Electric discharge water treatment technologies and criteria of expediency of their use 90

ELECTRIC POWER SYSTEMS AND ELECTRICITY MARKETS

Kensytskyi O.H. Operating reliability of generating equipment of power units of nuclear power plants of Ukraine 100

MEASUREMENT AND DIAGNOSTICS IN THE ELECTRIC POWER ENGINEERING

Bereznychenko V.O. Definition of the shafts radial beating capacitive sensor response function by computer modeling 107

Відповідальний секретар С.В. Гаврилюк

Редактор Ю.В. Морозова-Леонова

Підписано до друку 25.05.21. Формат 60×84/8. Папір офс. Офс. друк. Ум.друк. арк. 11,2. Наклад 100 прим. Зам. 16. Включений в Перелік наукових фахових видань України, категорія «Б».

Відділ оперативної поліграфії Інституту електродинаміки НАН України
03057, м. Київ, пр. Перемоги, 56

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

УДК 621.3.011

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.005>**ВПЛИВ ЄМНОСТІ КОНДЕНСАТОРА РОЗРЯДНОГО КОЛА
НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ЕЛЕКТРОРОЗРЯДНИХ УСТАНОВОК НА ЇХНІ ВИХІДНІ
СТРУМИ ОБМЕЖЕНОЇ ТРИВАЛОСТІ****А.А. Щерба***, чл.-кор. НАН України, **Н.І. Супруновська****, докт. техн. наук,**М.О. Ломко*****, канд. техн. наукІнститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Українаe-mail: iednat1@gmail.com

На основі аналізу перехідних процесів коливального й аперіодичного розрядів накопичувального конденсатора електророзрядної установки на навантаження доведено, що збільшення його ємності завжди спричиняє збільшення величини розрядного струму, яка відповідає фіксованій тривалості розряду, меншій тривалості досягнення максимального значення розрядного струму. Для варіюваних у широких межах ємностей розрядного конденсатора досліджено змінення величини розрядного струму в навантаженні під час його примусового переривання в певний момент часу. Базуючись на цьому, запропоновано метод підвищення швидкості наростання імпульсних струмів у навантаженні, що ґрунтується на виборі розрядного конденсатора більшої ємності порівняно з достатньою ємністю для реалізації потрібного технологічного режиму, і примусовому перериванні струму в навантаженні в певний момент часу, який відповідає певній фіксованій тривалості розряду (меншій тривалості досягнення максимального значення розрядного струму за ємності конденсатора, достатньої для реалізації потрібного технологічного режиму). Примусове обмеження тривалості розряду здійснюється повністю керованим напівпровідниковим ключем. Цей метод може бути покладено в основу отримання іскроерозійних нанорозмірних порошків металів і сплавів. Бібл. 16, рис. 4, табл.

Ключові слова: розряд конденсатора, швидкість наростання струму, перехідний процес, ємність конденсатора, тривалість розряду.

Вступ. Лінійні й нелінійні накопичувальні конденсатори зазвичай використовуються в електророзрядних установках (ЕРУ) для реалізації в технологічному навантаженні великих імпульсних струмів і потужностей, які неможливо споживати від живильної електричної мережі, але які необхідні для реалізації сучасних розрядно-імпульсних технологій [1–4], зокрема для обробки різних матеріалів й одержання іскроерозійних порошків [5–9]. У цьому випадку електроіскрове навантаження, що має параметричні, нелінійні й стохастичні властивості [10–12], включається тільки в коло розряду конденсаторів і впливає на їхні кінцеві напруги [3, 4], а також на характер перехідних процесів у цьому колі [10, 11, 13, 14].

Однією з основних електродинамічних проблем у процесі вдосконалення формувачів імпульсних струмів для електророзрядних установок є підвищення швидкості наростання струмів у технологічному навантаженні, оскільки в такому разі зростає їхній силовий вплив на навантаження. Зважаючи на те, що виділювана в навантаженні миттєва активна потужність прямо пропорційна величинам його активного опору й квадратичному значенню розрядного (імпульсного) струму, то підвищення силового впливу на технологічне навантаження, власне, досягається формуванням у ньому великих імпульсних струмів малої тривалості.

Так, наприклад, в установках об'ємного електроіскрового диспергування (ОЕІД) металів і сплавів у діелектричній рідині збільшення швидкості наростання розрядних струмів і зменшення їхньої тривалості дає можливість зменшувати розміри одержуваних дисперсних іскроерозійних частинок [6, 7, 9, 13]. Тому такий підхід може бути покладений в основу методу отримання іскроерозійних нанорозмірних порошків металів і сплавів, а також електрохімічно й біологічно активних колоїдних систем.

Метою роботи є аналіз особливостей перехідних процесів розряду накопичувального конденсатора електророзрядної установки на її технологічне навантаження для виявлення закономірностей збільшення швидкості наростання розрядного струму в навантаженні в разі зміни параметрів розрядного кола й умов розряду конденсатора.

Зміна швидкості наростання розрядних струмів у електричному колі іскроерозійного навантаження. В ЕРУ для отримання іскроерозійних частинок технологічним навантаженням є шар металевих гранул між електродами, зануреними в діелектричну рідину. Дослідження показали, що електричний опір R_n усіх типів електроіскрових навантажень є нелінійним. Його величина залежить від багатьох чинників: значення розрядного струму й швидкості його зміни, тривалості й частоти розрядних імпульсів, фізико-хімічних властивостей рідини і гранул, розмірів як самих гранул, так і шару з них, конструктивних і технологічних параметрів електророзрядної камери [5, 6, 8]. Нелінійна залежність опору електроіскрового навантаження від багатьох параметрів ускладнює застосування точних аналітичних методів для аналізу перехідних процесів у розрядному колі установки, тому зазвичай застосовують різні способи лінеаризації такого опору. Під час проведення аналізу в цій роботі (як і в більшості інших робіт з цієї тематики) допускається, що електроіскрове навантаження має кусочно-лінійний опір, величина якого $R_n = \text{const}$ протягом кожного розряду, але може стохастично змінитися під час паузи між розрядами (тобто під час заряду конденсатора). Опір R_n є енергетично еквівалентним лінійним опором, в якому споживається така ж електрична енергія, як і в разі розряду конденсатора на реальне нелінійне електроіскрове навантаження.

Для збільшення частоти зарядно-розрядних циклів конденсатора, а, отже, продуктивності порошкоутворення в установках ОЕІД переважно використовується коливальний режим розряду конденсатора на навантаження з невеликим (до 30 % від зарядної напруги) його перезарядом [14, 15] до напруги протилежної полярності. Найпростішою електричною схемою заміщення розрядного кола ЕРУ з лінійним активним опором навантаження є послідовне RLC коло, що комутується напівпровідниковим ключем, в якому R – сумарний активний опір навантаження, з'єднувальних проводів і ключа, L – індуктивність кола, C – ємність конденсатора, що розряджається. Відомо, що максимальне значення коливального розрядного струму I_{max} за добротності такого контуру $Q > 2$ прямо пропорційно початковій напрузі на конденсаторі, у разі його розряду, й величині $\sqrt{C}$ та обернено пропорційно $\sqrt{L}$ [16]. Тому здебільшого в ЕРУ індуктивність L зменшують до мінімально можливого значення. Збільшувати амплітуду струму можна, підвищуючи напругу заряду конденсатора і його ємність. Однак збільшення напруги заряду накопичувальних конденсаторів вище 1000 В має серйозні технічні обмеження й істотно посилює небезпеку обслуговування ЕРУ, а збільшення ємності призводить до небажаного збільшення тривалості розрядного імпульсу t_{PI} (оскільки $t_{\text{PI}} \approx \pi\sqrt{LC}$) і розмірів отримуваних іскроерозійних порошоків. Тому в цій роботі було проведено дослідження перехідних процесів за збільшення ємності конденсатора C під час його розряду на навантаження із примусовим обмеженням тривалості імпульсного струму t_{PI} за допомогою повністю керованого напівпровідникового ключа (IGBT транзистора), що розриває розрядне коло в необхідний момент часу.

На рис. 1 показано електричну схему установки ОЕІД металів. Заряд накопичувального конденсатора C здійснюється від

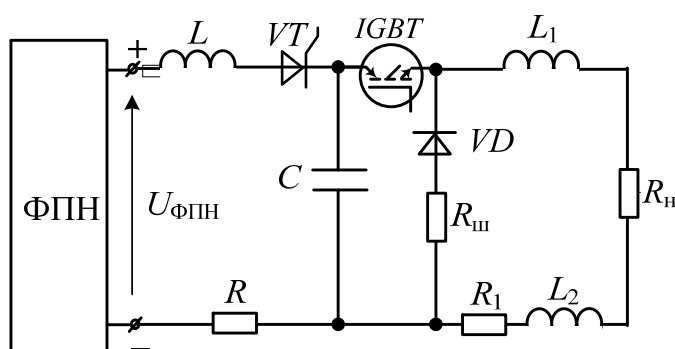


Рис. 1

формувача постійної напруги (ФПН) після відпирання зарядного ключа (тиристора VT) зарядним колом ФПН- L - VT - C - R -ФПН. У розрядному колі використовується повністю керований ключ – IGBT транзистор.

Для зменшення індуктивності розрядного кола з'єднання з навантаженням конструктивно виконано коаксіальним кабелем (замість проводу або шини), ін-

дуктивність якого має розподілений характер. У схемі ця розподілена індуктивність показана двома зосередженими дроселями з індуктивностями L_1 й L_2 . Розряд попередньо зарядженого накопичувального конденсатора C у схемі здійснюється розрядним колом C - $IGBT$ - L_1 - R_n - L_2 - R_1 - C . Після розмикання кола під час розряду за допомогою $IGBT$ транзистора шунтувальний ланцюг $R_{ш}$ - VD шунтує частину кола з індуктивностями L_1 й L_2 для розсіювання накопиченої в них енергії. Інші позначення в схемі: R , R_1 – активні опори відповідно зарядного і розрядного кіл, R_n – лінеаризований опір технологічного навантаження, $R_{ш}$ – опір шунта, VD – діод.

Аналіз середньої швидкості наростання розрядного струму фіксованої тривалості, меншої за тривалість досягнення його максимального значення. У таких установках здебільшого робочими режимами розряду конденсатора на навантаження є коливальні режими.

Аналіз коливального розряду конденсатора. У загальному випадку струм коливального розряду конденсатора у RLC колі може бути розрахований за формулою [16].

$$i(t) = U_{0Cp} e^{-\omega_0 t / 2Q} \sin(\omega_0 B t) / L \omega_0 B, \quad (1)$$

де U_{0Cp} – початкова напруга конденсатора під час його розряду, $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$ і $Q = \sqrt{L}/(\sqrt{C} \cdot R)$ – відповідно частота власних коливань та добротність розрядного кола, $B = \sqrt{1 - 1/4Q^2}$. Зауважимо, що для схеми на рис. 1 індуктивність $L = L_1 + L_2$, а опір $R = R_n + R_1$.

За добротності $Q_1 > 2$ (приймається, що $B \approx 1$ і $e^{-\omega_0 t / 2Q} \approx 1$) формула (1) спрощується:

$$i(t) = U_{0Cp} \sin(\omega_0 t) / L \omega_0. \quad (2)$$

Для більшості електроіскрових установок граничним найменшим значенням індуктивності розрядного контуру є $L \approx 1$ мкГн. У разі під'єднання навантаження за допомогою коаксіального кабелю (замість проводів) можна ще зменшити індуктивність розрядного контуру. На експериментальній установці, де досліджувалися перехідні процеси, індуктивність розрядного кола вдалося зменшити до 0,75 мкГн. Тому під час визначення закономірностей зміни розрядних струмів у разі обмеження їхньої тривалості й збільшення ємності конденсатора, що розряджається, приймалося, що $L = 0,75$ мкГн = const.

Максимальне значення розрядного струму I_{max} можна записати відповідно (2) у такому вигляді:

$$I_{max} = A / \omega_0, \quad (3)$$

де $A = U_{0Cp} / L$ – постійний коефіцієнт, а $\sin(\omega_0 t_{max}) = 1$ (t_{max} – момент часу, що відповідає максимальному значенню розрядного струму).

Для будь-якого фіксованого значення часу $t_{fix} < t_{max}$, за яке розрядний струм досягне значення $I_{fix} < I_{max}$, можна записати, використовуючи (2):

$$A \cdot \sin(\omega_0 t_{fix}) / \omega_0 = A / N, \quad (4)$$

де N – постійний коефіцієнт (який має розмірність кутової частоти), для якого виконується нерівність $N > \omega_0$.

Виконаємо диференціювання функції (2) за параметром ω_0 . Оскільки функція $i(\omega_0)$ неперервна і диференційована в усій області визначення, то дістанемо

$$di(\omega_0) / d\omega_0 = A [\omega_0 t \cdot \cos(\omega_0 t) - \sin(\omega_0 t)] / \omega_0^2. \quad (5)$$

Згідно з визначенням коефіцієнт $A > 0$ і $\omega_0^2 > 0$, тоді знак похідної $di(\omega_0) / d\omega_0$ визначається співмножником у квадратних дужках виразу (5), який позначимо функцією $f(\omega_0)$:

$$f(\omega_0) = [\omega_0 t \cdot \cos(\omega_0 t) - \sin(\omega_0 t)], \quad \omega_0 \in (0; N). \quad (6)$$

Очевидно, що за умови $\omega_0 = 0$ (нижній границі області визначення) функція $f(\omega_0) = 0$. Для визначення знаку функції $f(\omega_0)$ на іншій частині області визначення $0 < \omega_0 < N$ і для $\forall t > 0$ досліджувалася її похідна:

$$df(\omega_0) / d\omega_0 = -\omega_0 t^2 \cdot \sin(\omega_0 t). \quad (7)$$

Зрозуміло, що за перший період коливального розряду конденсатора, коли $\sin(\omega_0 t) > 0$, можна стверджувати, що $f'(\omega_0) < 0$ для $0 < \omega_0 < N$ і $\forall t > 0$.

Функція $f(\omega_0) < 0$ на всій області визначення, а, отже, також і похідна $di(\omega_0)/d\omega_0 < 0$ для $\forall t > 0$, $\omega_0 \in (0, N)$. Тому функція $i(\omega_0)$ для будь-якого поточного моменту часу t_k зменшується зі збільшенням ω_0 , і відповідно зростає зі збільшенням ємності C , оскільки величина ω_0 обернено пропорційна величині $\sqrt{C}$.

Отже, можна зробити висновок, що за коливальних режимів розряду конденсатора збільшення його ємності призводить до збільшення розрядного струму в будь-який момент часу $t_{fix} < t_{max}$.

Аналіз аперіодичного розряду конденсатора. У загальному випадку струм аперіодичного розряду конденсатора визначається функцією [16]

$$i(t) = Ae^{-\alpha t} \left(e^{\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} t} - e^{-\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} t} \right) / 2\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}, \quad (8)$$

де $\alpha = (R_H + R_1)/2(L_1 + L_2)$.

Виконаємо диференціювання цієї функції за параметром ω_0 . Оскільки функція $i(\omega_0)$ безперервна й диференційована в усій області визначення, то дістанемо

$$di(\omega_0)/d\omega_0 = A\omega_0 e^{-\alpha t} \left[sh\left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}\right) - t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \cdot ch\left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}\right) \right] / (\alpha^2 - \omega_0^2). \quad (9)$$

Оскільки множники A і $e^{-\alpha t}$ є додатними, і розглядається аперіодичний процес, за якого $\alpha^2 - \omega_0^2 > 0$ (тобто $\omega_0 \in (0, \alpha)$), то знак похідної $di(\omega_0)/d\omega_0$ визначається співмножником у квадратних дужках виразу (9), котрий позначимо, як функцію $F(\omega_0)$:

$$F(\omega_0) = \left[sh\left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}\right) - t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \cdot ch\left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}\right) \right], \quad \omega_0 \in (0, \alpha). \quad (10)$$

Ясно, що за умови $\omega_0 = \alpha$ (верхній границі області визначення) функція $F(\omega_0 = \alpha) = 0$. Для визначення знаку функції $F(\omega_0)$ для $0 < \omega_0 < \alpha$ і $\forall t > 0$ досліджувалась її похідна:

$$F'(\omega_0) = \omega_0 \cdot t^2 \cdot sh\left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}\right). \quad (11)$$

З того, що $t > 0$ і $\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} > 0$ випливає, що $sh\left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}\right) > 0$. Тоді знаючи, що $\omega_0 > 0$, можна стверджувати, що $F'(\omega_0) > 0$ для $0 < \omega_0 < \alpha$ і $\forall t > 0$.

Функція $F(\omega_0) < 0$ на всій області визначення, а, отже, й похідна $di(\omega_0)/d\omega_0 < 0$ для $\forall t > 0$, $\omega_0 \in (0, \alpha)$. Тому функція $i(\omega_0)$ для будь-якого поточного моменту часу t_k спадає зі збільшенням ω_0 , і відповідно зростає зі збільшенням ємності C , через те, що величина ω_0 обернено пропорційна величині $\sqrt{C}$.

Отже можна зробити висновок, що за аперіодичних режимів розряду конденсатора (як і в разі коливальних розрядів) збільшення його ємності призводить до збільшення розрядного струму в будь-який момент часу $t_{fix} < t_{max}$.

Визначення закономірності зміни швидкості наростання розрядного струму в навантаженні залежно від величини ємності накопичувального конденсатора й обраної тривалості розряду. Перехідні процеси розряду конденсатора на навантаження досліджувалися на математичній моделі розрядного кола ОЕІД установки (рис. 1), реалізований у програмному пакеті Mathlab Simulink. Параметри кола під час моделювання вибиралися відповідними до параметрів експериментальної установки: $R_H = 0,2$ Ом, $L_1 = L_2 = 0,7$ мГн, $R_1 = 20$ мОм, $R_{ш} = 0,2$ Ом. Ємність конденсатора C змінювалась у широкому діапазоні від 6 до 300 мкФ за початкової напруги на конденсаторі $U_{0cp} = 300$ В. Якщо $C = 6$ мкФ і $C = 30$ мкФ, розряд конденсатора має коливальний характер, а, якщо $C = 300$ мкФ – аперіодичний (за відсутності примусового розмикання ключем розрядного кола).

У певний момент часу $t_{fix} < t_{max}$ при C_{min} (де t_{max} при C_{min} – момент часу, у який струм, що відповідає найменшому з розглянутих значень ємності C , досягне свого максимального значення), повністю керований ключ (IGBT) почне розмикати розрядне коло.

На рис. 2 показано криві, які відображають змінення розрядного струму в навантаженні за трьох значень ємності конденсатора : $C = 6; 30; 300$ мкФ і перериванні цього струму при $t_{fix} = 3,15$ мкс (тоді як t_{max} при $C_{min} = 3,32$ мкс).

У таблиці представлено результати аналізу залежностей, наведених на рис. 2: значення

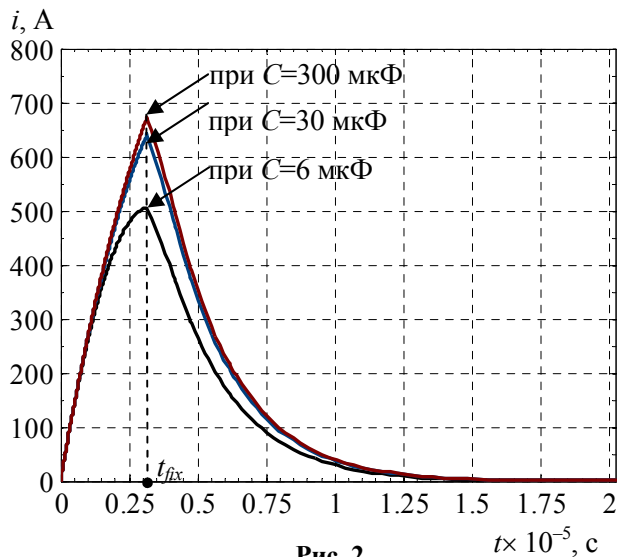


Рис. 2

струму $I_{fix Ci}$, якого він досягне за тривалості розряду $t_{fix} = 3,15$ мкс. Також у таблиці наведено значення коефіцієнта $k = I_{fix Ci} / I_{fix Cmin}$, який показує у скільки разів збільшується розрядний струм I_{fix} за зростання ємності C від значення C_{min} до значення C_i .

Математичний аналіз функцій, якими описуються розрядні струми коливального й

Таблиця

C , мкФ	6	30	300
t_{fix} , мкс	3,15	3,15	3,15
$I_{fix Ci}$, А	505	641	674
$k = I_{fix Ci} / I_{fix Cmin}$	1	1,27	1,33

аперіодичного розряду конденсатора у разі збільшення його ємності, а також аналіз результатів моделювання, наведених на рис. 2 та в таблиці, показує, що за збільшення ємності C струм I_{fix} зростає незалежно від характеру розряду. Водночас необхідно зазначити, що за багаторазового збільшення ємності C зростання I_{fix} стає усе менш значущим. Так, зі збільшенням ємності C від 6 до 30 мкФ (у 5 разів) значення I_{fix} зростає на 27 %, а в разі її подальшого збільшення від 30 до 300 мкФ (у 10 разів) – усього на 6 %.

Аналіз виразу (8) показує, що, якщо ємність C перевищить деяке критичне значення $C_{кр}$ ($C > C_{кр}$), за якого $\alpha^2 \gg \omega_0^2$, то вираз (8) може бути перетворений до виду

$$i(t) \approx A(1 - e^{-2\alpha t}) / 2\alpha \approx U_{0CP} (1 - e^{-(R_H + R_1)t / (L_1 + L_2)}) / (R_H + R_1), \quad (12)$$

з котрого видно, що струм $i(t)$ не залежить від величини ємності C . Тобто у разі подальшого збільшення ємності вище значення $C_{кр}$ крива розрядного струму асимптотично наближується до кривої, описаної виразом (12). Тому надмірне збільшення ємності C конденсатора несуттєво змінює значення I_{fix} і швидкість наростання струму I_{fix} / t_{fix} .

З огляду на те, що $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$ і $\alpha = (R_H + R_1) / 2(L_1 + L_2)$, ємність конденсатора не має значно перевищувати значення $4(L_1 + L_2) / (R_H + R_1)^2$. В іншому разі змінення в часі струму розряду конденсатора практично перестає залежати від його ємності (див. (12)).

У загальному випадку вибір оптимального збільшення ємності та визначення діапазону, в якому таке збільшення дає позитивний результат, залежить від усіх інших параметрів кола і потребує подальших досліджень.

З рис. 2 видно, що тривалість розряду в навантаженні становить приблизно 15 мкс за всіх розглянутих значень C . Проведені нами дослідження показали, що в разі використання в схемі тиристора (тобто напівкерованого ключа) замість IGBT тривалість розряду зі збільшенням C значно подовжується. Наприклад, при $C = 300$ мкФ тривалість розряду стає 375 мкс, тобто збільшується у 25 разів, що недопустимо знижує частоту розрядних циклів.

На рис. 3 наведено осцилограму струму в навантаженні, зняту на лабораторній установці (з електричною схемою розрядного кола, як на рис. 1), в якій було реалізовано описаний метод збільшення швидкості наростання струму. Осцилограму отримано за допомогою давача струму з коефіцієнтом перетворення 1:100 (В/А) та осцилографа NAMEG–HM–1507.

Ціна поділок на осцилограмі: за напругою (струмом) – 200 мВ/поділка (20 А/поділка), а за часом – 2 мкс/поділка.

Параметри розрядного кола цієї установки: $C = 300$ мкФ, $R_n = 1$ Ом, $L_1 = L_2 = 0,7$ мкГн, $R_1 = 20$ мОм, $R_{ш} = 3$ мОм. Початкова напруга на конденсаторі становила $U_{0cp} = 130$ В. Використовувався IGBT модуль SKM 300 GB12T4. На рис. 4 відображено результат моделювання розрядного струму в навантаженні такої установки. Порівняльний аналіз кривих на рис. 3 і 4 показує достатню точність їхнього збігу (похибка не перевищує 7 %).

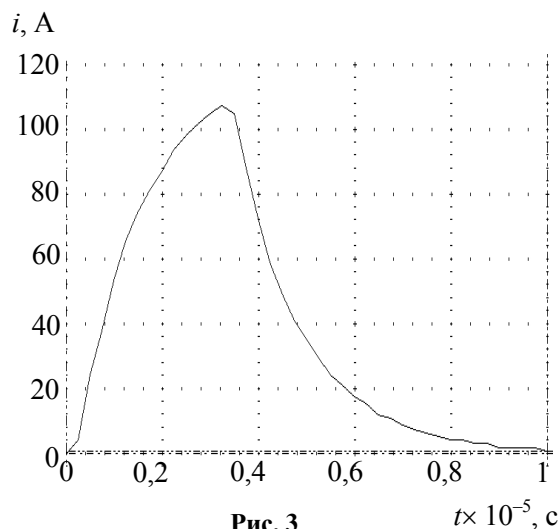


Рис. 3

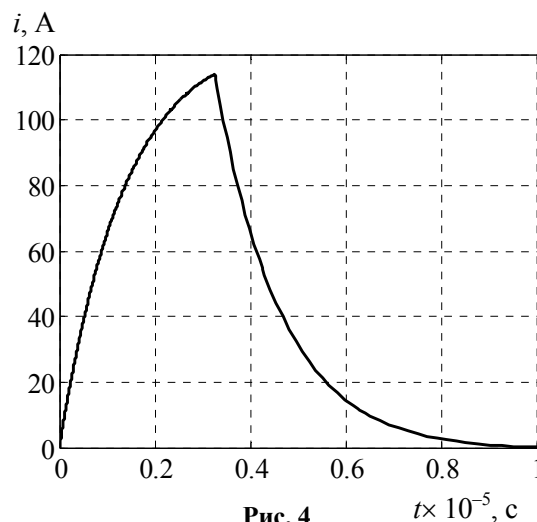


Рис. 4

Раніше аперіодичний режим розряду був неприйнятним для установок ОЕІД металів через неприпустимо велику тривалість протікання розрядного імпульсу в навантаженні та, як наслідок, неможливості реалізації високих частот зарядно-розрядних циклів конденсатора, що формує розрядні імпульси (а, отже, низьку продуктивність порошкоутворення). За використання запропонованого методу аперіодичний режим розряду став бажаним. Це пов'язано з тим, що опір електроіскрового навантаження не є постійним під час розряду конденсатора, а змінюється за законом U-подібної функції (за збільшення струму до максимального значення опір навантаження зменшується до мінімальної величини, а після – у разі зменшення розрядного струму знову збільшується) [11]. Для установок ОЕІД металів зменшення опору навантаження (у разі наростання розрядного струму) є додатковим чинником, що впливає на ще більше зростання цього струму, зокрема і його значення $I_{fix}(t_{fix})$. Окрім того, характерне підвищення величини опору навантаження наприкінці розрядного імпульсу буде зменшувати динамічні втрати в напівпровідниковому ключі, оскільки за тієї ж самої величини розрядного струму спадання напруги на опорі навантаження буде збільшуватися, а отже, у ньому буде виділятися й більша потужність порівняно з потужністю при розряді конденсатора на лінійний опір R_n .

У процесі реалізації алгоритму системи керування таких ЕРУ необхідно зважати на те, що внаслідок зміни опору іскроерозійного навантаження від одного розряду до іншого до моменту t_{fix} струм буде наростати до різних величин. Отже, значення струму і швидкість його наростання будуть змінюватися в деякому діапазоні. У цьому випадку в разі збільшення ємності конденсатора необхідно врахувати можливість того, що за значного зменшенні опору навантаження величина струму може перевищити технологічно припустиме значення. Тому, крім t_{fix} , задається й гранично припустиме значення струму $I_{пр}$, за досягнення якого процес розряду має бути примусово перерваний.

За реалізації такого шляху формування розрядних імпульсів з підвищеною швидкістю наростання струму збільшення ємності конденсатора ЕРУ призводить не тільки до збільшення розрядного струму й швидкості його наростання, але й до збільшення середньої імпульсної потужності, виділюваної в навантаженні.

Висновки. Досліджено закономірності змінення вихідних струмів напівпровідникових електророзрядних установок з накопичувальним конденсатором залежно від ємності цього конденсатора і умов обмеження тривалості струмів. Аналітично доведено, що для довільного режиму (коливального чи аперіодичного) розряду конденсатора збільшення його ємності за незмінних інших параметрів розрядного кола призводить до збільшення величини вихідного струму в будь-який фіксований момент часу (t_{fix}), менший за момент часу (t_{max}), що відповідає максимальній величині цього струму.

Базуючись на цьому, запропоновано метод підвищення швидкості наростання імпульсних струмів у навантаженні, що ґрунтується на виборі розрядного конденсатора більшої ємності порівняно з ємністю, достатньою для реалізації потрібного технологічного режиму, і примусовому перериванні струму в навантаженні в певний момент часу, що відповідає певній фіксованій тривалості розряду (яка менша за час досягнення максимального значення струму розряду конденсатора з ємністю, достатньою для реалізації потрібного технологічного режиму). Використання цього методу для установок з іскроерозійним навантаженням, опір якого не є постійним, а змінюється за законом U-подібної функції, буде сприяти більш інтенсивному зростанню струму, а отже, і швидкості його наростання у навантаженні.

Фінансується за держбюджетною темою "Розвинути теорію імпульсних і високочастотних перехідних електромагнітних процесів у енергетичних і технологічних резонансних установках та високовольтних кабельних лініях електропередачі" (Шифр "ЕЛКАБ"), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ 04.07.2017 р., протокол №11. Державний реєстраційний номер роботи 0117U007713. КПКВК 6541030.

1. Вовченко А.И., Тертилов Р.В. Синтез емкостных нелинейно-параметрических источников энергии для разрядно импульсных технологий. Збірник наукових праць Національного університету кораблебудування. 2010. № 4. С. 118–124.
2. Кравченко В.И., Петков А.А. Параметрический синтез высоковольтного импульсного испытательного устройства с емкостным накопителем энергии. *Електротехніка і Електромеханіка*. 2007. № 6. С. 70–75.
3. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric Energy Loss at Energy Exchange Between Capacitors as Function of Their Initial Voltages and Capacitances Ratio. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 9–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.03.009>.
4. Білецький О.О., Супруновська Н.І., Щерба А.А. Залежність енергетичних характеристик кіл заряду суперконденсаторів від їх початкових і кінцевих напруг. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 1. С. 3–10. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.01.003>.
5. Liu Y., Li X., Li Y., Zhao Zh., Bai F. The lattice distortion of nickel particles generated by spark discharge in hydrocarbon dielectric mediums. *Applied Physics A*. 2016. Vol. 122. Pp. 174-1 – 174-9. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00339-016-9698-2>.
6. Casanueva R., Azcondo F.J., Branas C., Bracho S. Analysis, design and experimental results of a high frequency power supply for spark erosion. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2005. Vol. 20. Pp. 361–369. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.842992>.
7. Nguyen, P.K., Sungho J., Berkowitz A.E. MnBi particles with high energy density made by spark erosion. *J. Appl. Phys.* 2014. Vol. 115. Iss. 17. Pp. 17A756-1. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4868330>.
8. Kornev Ia., Saprykin F., Lobanova G., Ushakov V., Preis S. Spark erosion in a metal spheres bed: Experimental study of the discharge stability and energy efficiency. *Journal of Electrostatics*. 2018. Vol. 96. Pp. 111–118. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.elstat.2018.10.008>.
9. Nguyen P.K., Lee K.H., Kim S.I., Ahn K.A., Chen L.H., Lee S.M., Chen R.K., Jin S., Berkowitz A.E. Spark Erosion: a High Production Rate Method for Producing Bi_{0.5}Sb_{1.5}Te₃ Nanoparticles With Enhanced Thermoelectric Performance. *Nanotechnology*. 2012. Vol. 23. Pp. 415604-1 – 415604-7.
10. Шидловская Н.А., Захарченко С.Н., Черкасский А.П. Анализ электромагнитных процессов в выходной цепи генератора разрядных импульсов с нелинейной моделью плазмозероэрозийной нагрузки при изменении их параметров в широких диапазонах. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 1. С. 87–95. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.01.087>.
11. Супруновская Н.И., Иващенко Д.С. Многоуровневая модель взаимозависимых переходных процессов в цепях электроразрядных установок со стохастической нагрузкой. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 5. С. 5–13.
12. Шидловская Н.А., Захарченко С.Н., Черкасский А.П. Модель выходной цепи генератора разрядных импульсов с плазмозероэрозийной нагрузкой, адекватная в широких диапазонах изменений их параметров. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 6. С. 69–77.
13. Захарченко С.Н., Кондратенко И.П., Перекося А.Е., Залуцкий В.П., Козырский В.В., Лопатко К.Г. Влияние длительности разрядных импульсов в слое гранул железа на размеры и структурно-фазовое состояние

- ние его электроэрозийных частиц. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2012. Т. 6. № 5 (60). С. 66–72.
14. Ивашенко Д.С., Супруновская Н.И. Переходные процессы в электрических цепях со стохастической нагрузкой, характеризующейся непрерывной случайной величиной. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 17–19. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.017>
15. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A. Transient analysis in circuits of electric discharge installations with voltage feedback taking into account the recovery time of locking properties their semiconductor switches. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 3. С. 43–47. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.03.043>
16. Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л. Теоретические основы электротехники. Санкт-Петербург: Питер, 2003. Т. 2. 576 с.

INFLUENCE OF THE CAPACITANCE OF THE CAPACITOR OF THE DISCHARGE CIRCUIT OF SEMICONDUCTOR ELECTRIC DISCHARGE INSTALLATIONS ON THEIR OUTPUT CURRENTS OF LIMITED DURATION

A.A. Shcherba, N.I. Suprunovska, M.O. Lomko

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

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

e-mail: iednat1@gmail.com

Based on the analysis of transient processes of oscillatory and aperiodic discharges of the storage capacitor of the electric discharge installation to the load, it is proved that an increase in its capacity always causes an increase in the value of the discharge current corresponding to a fixed duration of the discharge, less than the duration of reaching the maximum value of the discharge current. For the capacities of the discharge capacitor varied over a wide range, the change in the value of the discharge current in the load during its forced interruption at a certain time was studied. Based on this study, we proposed a method for increasing the rate of rising of impulse currents in the load, which consists in choosing a discharge capacitor with a larger capacity compared with a capacity sufficient to implement the desired technological mode, and forced interrupting the current in the load at a certain point in time, which corresponds to a certain fixed duration discharge (less than the duration of reaching the maximum value of the discharge current when the capacitor capacity is sufficient to implement the required technological mode). The forced limitation of the discharge duration is carried out by a fully controlled semiconductor switch. This method can be used as the basis for the production of spark erosion nano-sized powders of metals and alloys. References 16, figures 4, table.

Keywords: capacitor discharge, rate of current rise, transient process, capacitor capacity, discharge duration.

1. Vovchenko A.I., Tertilov R.V. Synthesis of nonlinear parametric capacitive energy sources for a discharge pulse technologies. *Zbirnyk naukovykh prats Natsionalnogo universytetu korablebuduvania*. Mykolaiv, 2010. No 4. Pp. 118–124. (Rus)
2. Kravchenko V.I., Petkov A.A. Parametrical synthesis of high-voltage pulse test devices with capacitive energy storage. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2007. No 6. Pp. 70–75. URL: <http://dspace.nbuv.gov.ua/handle/123456789/142945>. (Rus)
3. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric Energy Loss at Energy Exchange Between Capacitors as Function of Their Initial Voltages and Capacitances Ratio. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. № 3. Pp. 9–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009>.
4. Beletsky O.A., Suprunovska N.I., Shcherba A.A. Dependences of power characteristics of circuit at charge of supercapacitors on their initial and final voltages. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 3–10. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.003>.
5. Liu Y., Li X., Li Y., Zhao Zh., Bai F. The lattice distortion of nickel particles generated by spark discharge in hydrocarbon dielectric mediums. *Applied Physics A*. 2016. Vol. 122. Pp. 174-1 – 174-9. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00339-016-9698-2>.
6. Casanueva R., Azcondo F.J., Branas C., Bracho S. Analysis, design and experimental results of a high frequency power supply for spark erosion. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2005. Vol. 20. Pp. 361–369. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.842992>.
7. Nguyen, P.K., Sungho J., Berkowitz A.E. MnBi particles with high energy density made by spark erosion. *J. Appl. Phys.* 2014. Vol. 115. Iss. 17. Pp. 17A756-1. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4868330>.
8. Kornev Ia., Saprykin F., Lobanova G., Ushakov V., Preis S. Spark erosion in a metal spheres bed: Experimental study of the discharge stability and energy efficiency. *Journal of Electrostatics*. 2018. Vol. 96. Pp. 111–118. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.elstat.2018.10.008>.
9. Nguyen P.K., Lee K.H., Kim S.I., Ahn K.A., Chen L.H., Lee S.M., Chen R.K., Jin S., Berkowitz A.E. Spark Erosion: a High Production Rate Method for Producing Bi_{0.5}Sb_{1.5}Te₃ Nanoparticles With Enhanced Thermoelectric Performance. *Nanotechnology*. 2012. Vol. 23. Pp. 415604-1 – 415604-7. DOI: <https://doi.org/10.1088/0957-4484/23/41/415604>

10. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkassky O.P. The analysis of electromagnetic processes in output circuit of the generator of discharge pulses with non-linear model of plasma-erosive load at change their parameters in wide ranges. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 87–95. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.01.087>.
11. Suprunovska N.I., Ivashchenko D.S. Multilevel model of interdependent transients in circuits of electro-discharge installations with stochastic load. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 5. Pp. 5–13. (Rus)
12. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkassky O.P. Model of an output circuit of the discharge pulses generator with a plasma-erosive load adequate in wide range of changes of their parameters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 6. Pp. 69–77. (Rus)
13. Zakharchenko S.N., Kondratenko I.P., Perekos A.E., Zalutsky, V.P., Kozyrsky V.V., Lopatko K.G. Influence of discharge pulses duration in a layer of iron granules on the size and structurally-phase conditions of its electroerosion particles. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2012. Vol. 6. No 5 (60). Pp. 66–72. (Rus)
14. Ivashchenko D.S., Suprunovska N.I. Transients in circuits with stochastic load, which characterized by continuous random variable. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 4. Pp. 17–19. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.04.017>.
15. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A. Transient analysis in circuits of electric discharge installations with voltage feedback taking into account the recovery time of locking properties their semiconductor switches. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 3. Pp. 43–47. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2018.03.043>.
16. Demirchyan K.S., Nejman L.R., Korovkin N.V., Chechurin V.L. *Electrical engineering theory*. Sankt-Petersburg: Piter, 2003. Vol. 2. 576 p. (Rus)

Надійшла: 23.12.2020

Received: 23.12.2020

УДК 621.315.2:004.94

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.014>

ОСОБЛИВОСТІ ЕКРАНУВАННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ПІДЗЕМНОЇ ТРИФАЗНОЇ КАБЕЛЬНОЇ ЛІНІЇ ЗА ДОПОМОГОЮ НАСИПНОГО КОМПОЗИЦІЙНОГО ҐРУНТУ З МАГНІТНИМИ ВЛАСТИВОСТЯМИ

І.М. Кучерява, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: rB.irinan@gmail.com

За допомогою дво- та тривимірної розрахункових моделей виконано комп'ютерне моделювання магнітного поля високовольтної (330 кВ) підземної кабельної лінії з використанням спеціального насипного ґрунту різних розмірів (об'єму). Додатковий ґрунт над кабелями є композиційним матеріалом з ефективними магнітними властивостями та виконує функцію магнітного екрана. Проведено порівняння результатів дво- і тривимірних комп'ютерних розрахунків. Досліджено ефективність екранування магнітного поля кабельної лінії залежно від значення магнітної проникності насипного ґрунту, його ширини та висоти. Виявлено існування оптимальної невеликої висоти насипки, необхідної для зменшення магнітного поля кабелів на поверхні землі безпосередньо над ними, та істотний вплив ширини насипного ґрунту на ефективність екранування. Обґрунтовано ефективність екранування підземних однофазових трифазних кабельних ліній з використанням магнітного насипного ґрунту незначної висоти. Бібл. 14, рис. 7.

Ключові слова: підземна трифазна кабельна лінія, насипний ґрунт, композиційний матеріал, екранування магнітного поля, дво- та тривимірне комп'ютерне моделювання.

Вступ. Важливою складовою функціонування великих міст, відповідальних енергетичних об'єктів і промислових підприємств є їхнє надійне та безпечне електропостачання, що в сучасних умовах реалізується за допомогою високовольтних і надвисоковольтних кабельних ліній на основі кабелів із поліетиленовою ізоляцією [1]. Один із найбільш поширених і надійних способів побудови кабельних ліній – це прокладання кабелів під землею з розташуванням їх у траншеї або безпосередньо в ґрунті [2, 3].

На відміну від кабелів, прокладених у повітрі, підземні силові кабелі гарантують економічність, більшу стійкість і довговічність роботи завдяки захисту від погодних умов, атмосферних перенапруг, електромагнітних впливів (наприклад, від мереж електричних залізниць), а також різних видів механічних пошкоджень. Водночас кабелі для передачі електроенергії різного способу прокладання створюють навколо себе магнітне поле високого рівня [4], що призводить до негативного впливу найперше на людей, особливо в разі наближеності кабелів до житлових масивів, а також на чутливе електричне обладнання та електротехнічні комунікації, які розташовуються поблизу та на перетині із силовими кабельними лініями.

Під час прокладання силових кабелів однією з основних вимог є забезпечення екологічної безпеки кабельних ліній відповідно до чинних нормативних рівнів електромагнітного впливу на навколишнє середовище [5]. Тому необхідні допоміжні засоби зниження магнітного поля кабельних ліній, насамперед застосування зовнішніх екранів.

Крім традиційних магнітних і немагнітних провідних екранів [6, 7, 8], що дають змогу керувати магнітним полем кабельних ліній, поширеним методом зниження магнітного і температурного полів навколо кабелів є використання спеціальних "коректувальних" засипних (безпосередньо навколо кабелів) і насипних (поверх кабельних ліній) ґрунтів [9, 10, 11]. Можливе додавання спеціально підібраних ґрунтів із поліпшеними тепловими властивостями для запобігання перегріву кабелів, а також композиційних ґрунтів, що мають ефективні магнітні властивості, наприклад, завдяки вмісту магнітних часток (наприклад, дрібнодисперсних або високодисперсних магнітних часток із розміром нижче 1 мкм), і сприяють зниженню магнітного поля кабелів, яке створюється поблизу і на поверхні землі над кабелями.

Забезпечення магнітних властивостей засипного ґрунту, що охоплює дволанкову кабельну лінію, та насипного ґрунту поверх перекриття траншеї з такою лінією запропоновано та досліджено в роботі [9]. Ґрунти з ефективними магнітними властивостями, що розташовуються навколо і неподалік від силових кабелів, можуть виконувати функції своєрідних магнітних екранів [9].

До того ж насипні і засипні ґрунти можуть поєднувати роль магнітних екранів і середовища з поліпшеними тепловими властивостями (ґрунтів з певною теплопровідністю) для одночасного зменшення магнітного поля кабелів і забезпечення їхнього припустимого температурного режиму.

Вивчення різних способів екранування магнітного поля високовольтних кабельних ліній проводиться на основі комп'ютерного моделювання [6–9]. Здебільшого використовується двовимірне чисельне моделювання в припущенні, що кабелі і зовнішні екрани, призначені для зниження магнітного поля кабелів, достатньо довгі, а умови їх прокладання вздовж кабельної траси незмінні [6, 9]. Для неоднорідних умов за довжиною кабелів необхідно виконувати тривимірне комп'ютерне моделювання. Так, у статті [12] розроблено тривимірну модель розрахунку магнітного поля підземної кабельної лінії з магнітним екраном обмеженої довжини у вигляді композиційного матеріалу з магнітними властивостями, який являє собою ґрунт навколо або поблизу кабельної лінії.

Метою цієї роботи є виявлення й дослідження особливостей змінення магнітного поля на поверхні землі, що створюється надвисоковольтною підземною кабельною лінією, та шляхів підвищення ефективності екранування кабелів у разі використання насипного ґрунту з магнітними властивостями і різними геометричними параметрами.

Для досягнення мети в роботі проводиться дво- та тривимірне комп'ютерне моделювання методом скінченних елементів у стандартному пакеті програм Comsol [13]. Досліджується магнітне поле трифазної кабельної лінії напругою 330 кВ [11]. Лінія прокладена в ґрунті безтраншейно на глибині 1,5 м паралельно поверхні землі, має додатково насипний композиційний ґрунт з різними геометричними параметрами – l , h і магнітною проникністю μ_{eff} (рис. 1). Послідовність фаз кабелів – ABC (зліва направо). Струм в номінальному режимі $I_{ном} = 630$ А [11]. Треба також зазначити, що моделювання в обох випадках виконується за умови, що композиційний ґрунт має ефективну магнітну проникність, а його електропровідність не враховується (задається рівною нулю).

Двовимірне комп'ютерне моделювання. Електромагнітна задача формулюється для усталеного режиму в декартовій системі координат Oxy (рис. 1) за умови, що прокладання кабельної лінії однаково по всій довжині. (буде однаковим уздовж всієї кабельної лінії).

Задача розв'язується відносно невідомого комплексного векторного магнітного потенціалу з єдиною ненульовою z -складовою $\dot{\mathbf{A}} = (0, 0, \dot{A}_z)$.

Математична модель базується на підходах і рівняннях, наведених у [5], і детально описана в роботах [8, 9].

Модель складається з системи інтегро-диференціальних рівнянь загального вигляду:

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

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

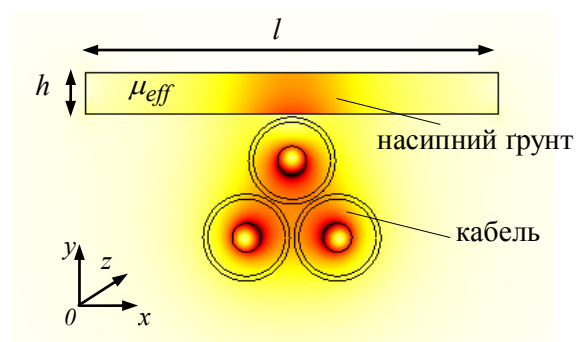


Рис. 1

де $\omega = 2\pi f$ – кутова частота струму ($f = 50$ Гц); j – уявна одиниця; індекс i відноситься до i -го провідного середовища в розрахунковій області; σ_i – електропровідність i -го середовища (жил, екранів кабелів у кабельній лінії); μ_0 і $\mu_r = \mu_{eff}$ – магнітна постійна і відносна магнітна проникність магнітного екрана у вигляді насипного композиційного ґрунту відповідно; $\mu_r = 1$ для немагнітних елементів розрахункової області; $\dot{J}_z$ – z -складова густини струму.

Рівняння (1)–(2) містять комплексні напругу і струм, зокрема рівняння (2) записано для ділянки кола зі струмом $\dot{I}_i$, падінням напруги $\Delta\dot{U}_i$, площею поперечного перерізу S_i . Комплексна величина $\dot{I}_i$ є струмом у жилі i -го кабелю. У кабельних жилах задаються струми, зміщені за фазою на 120° і однакові за амплітудою, що дорівнює номінальному значенню $I_{ном}$. Струм $\dot{I}_i$ у металевих екранах кабелів дорівнює нулю. В області металевих екранів задається $\Delta\dot{U}_i = 0$ (тобто реалізується випадок замкнених з обох сторін на землю внутрішніх екранів кабелів). Падіння напруги на жилах однакові та зміщені за фазою, їхні значення обчислюються як: $\Delta\dot{U}_i = \Delta\dot{U}_{жс} e^{j0}$, $\Delta\dot{U}_i = \Delta\dot{U}_{жс} e^{j2\pi/3}$, $\Delta\dot{U}_i = \Delta\dot{U}_{жс} e^{j4\pi/3}$ – відповідно у фазах A, B, C . Водночас $\Delta\dot{U}_{жс}$ задається за умови рівності струмів у жилах струму в номінальному режимі. Як показали розрахунки, у такому разі різниця діючих значень струмів у жилах не перевищує 5%.

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

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

Вектор магнітної індукції дорівнює $\dot{\mathbf{B}} = \text{rot}(\dot{\mathbf{A}})$, його складові визначаються як $\dot{B}_x = \partial\dot{A}_z / \partial y$; $\dot{B}_y = -\partial\dot{A}_z / \partial x$. Досліджуються значення і розподіл величини $|\dot{\mathbf{B}}| = \sqrt{|\dot{B}_x|^2 + |\dot{B}_y|^2}$ і зокрема на поверхні землі безпосередньо над кабельною лінією.

На рис. 2 показано змінення магнітної індукції $|\dot{\mathbf{B}}|$ на поверхні землі залежно від ширини l і висоти h насипного ґрунту (розміри дано на рис. 1) за значень магнітної проникності ґрунту $\mu_{eff} = 10$ (рис. 2, а) і $\mu_{eff} = 100$ (рис. 2, б). Пунктирна лінія, відмічена $\mu_{eff} = 1$, відповідає випадку навколишнього ґрунту без магнітних властивостей.

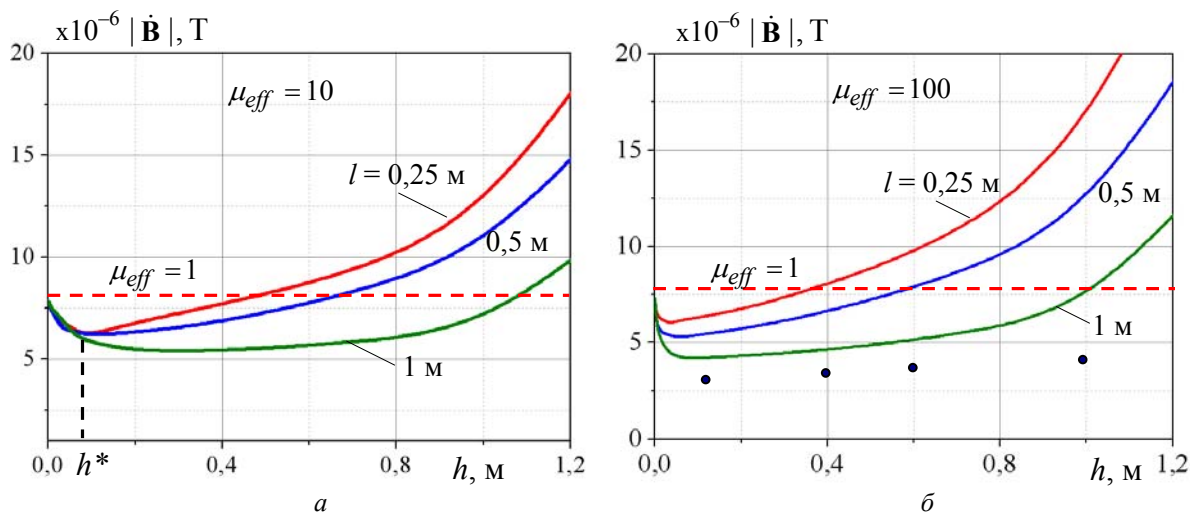


Рис. 2

Графічні дані для розглянутого випадку показують таке:

– найбільша ефективність екранування насипного композиційного ґрунту характерна для певної висоти h – не вище $\sim 0,5$ м; під більшою ефективністю екранування мається на увазі (слід розуміти) можливість отримання менших значень магнітного поля на поверхні землі порівняно з випадком відсутності додаткового магнітного ґрунту – значень нижче лінії $\mu_{eff} = 1$ на рис. 2;

– використання великого об'єму насипного ґрунту у вигляді композиційного магнітного матеріалу ($h > 0,4 \dots 0,5$ м) не є ефективним, у такому разі магнітне поле в оточуючому середовищі і на поверхні землі посилюється;

– для забезпечення більшої ефективності екранування поля за меншої ширини насипки l потрібна менша висота h ;

– є оптимальне значення висоти $h^* \approx 0,05 \dots 0,1$ м, у разі якого реалізується найбільше зниження магнітного поля на поверхні ґрунту;

– чим більша ширина додаткової насипки з магнітними властивостями, тим більший діапазон змінення її висоти можливий для зниження поля (у випадку, коли $l = 1$ м, таке значення h доходить до ~ 1 м);

– залежності на рис. 2 для $\mu_{eff} = 10$ і 100 подібні; із зростанням магнітної проникності μ_{eff} композиційного ґрунту знижуються значення магнітної індукції $|\mathbf{B}|$ на поверхні землі.

Тривимірне комп'ютерне моделювання проведено на основі моделі, розробленої і верифікованої в роботі [12]. Тестування математичної моделі в [12] виконано за допомогою порівняння чисельних результатів з даними, отриманими за аналітичним виразом. Крім того, у роботі проведена додаткова перевірка достовірності моделі на основі комп'ютерного моделювання магнітного поля відносно векторного магнітного потенціалу з компонентами $\mathbf{A} = (A_x, A_y, A_z)$. Така верифікація показала тотожність результатів двох тривимірних моделей – на основі векторного і скалярного потенціалу. Зазначимо, що переваги використання скалярного потенціалу магнітного поля на відміну від векторного потенціалу з трьома складовими виявляються саме для тривимірних магнітних полів з великим обсягом розрахунків.

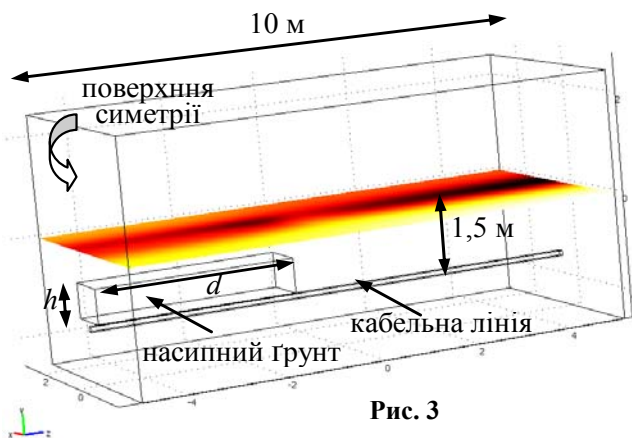
Представлена далі тривимірна модель відносно скалярного магнітного потенціалу передбачає дослідження магнітного поля підземної трифазної кабельної лінії, в якій кабелі розташовані трикутником і прокладені паралельно поверхні землі (рис. 3).

Електромагнітна задача ставиться в тривимірній постановці відносно скалярного потенціалу V_m , як функції трьох просторових координат x, y, z і часу t , на основі рівняння:

$$-\nabla \cdot (\mu_0 \mu_r (\nabla V_m - \mathbf{H}_{ext})) = 0, \quad (4)$$

де $\mathbf{H}_{ext}(x, y, t)$ – напруженість магнітного поля, що створюється нескінченно довгою кабельною лінією, коли немає магнітних екранів. Поле $\mathbf{H}_{ext}$ має лише дві ненульові складові, що визначаються за такими виразами [14]:

$$H_{ext,x}(x, y, t) = -\frac{I_{max}}{2\pi} \left[\frac{\cos(\omega t)(y - y_1)}{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2} + \frac{\cos(\omega t + 2\pi/3)(y - y_2)}{(x - x_2)^2 + (y - y_2)^2} + \frac{\cos(\omega t + 4\pi/3)(y - y_3)}{(x - x_3)^2 + (y - y_3)^2} \right], \quad (5)$$



$$H_{ext,y}(x,y,t) = \frac{I_{max}}{2\pi} \left[\frac{\cos(\omega t)(x-x_1)}{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} + \frac{\cos(\omega t + 2\pi/3)(x-x_2)}{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2} + \frac{\cos(\omega t + 4\pi/3)(x-x_3)}{(x-x_3)^2 + (y-y_3)^2} \right]. \quad (6),$$

У (5)–(6): I_{max} – амплітуда струму в жилах кабелів; x_n, y_n – координати жили n -го кабелю ($n = 1 \dots 3$).

Напруженість магнітного поля представляється як сума двох складових: $\mathbf{H} = -\nabla V_m + \mathbf{H}_{ext}$. Складова, що характеризується скалярним магнітним потенціалом V_m , створюється магнітними зарядами в магнітному екрані (насипному композиційному ґрунті). За використаною Comsol моделлю (Magnetic field, no current) скалярний магнітний потенціал розраховується в усій області. Кабелі в кабельній лінії замінюються областями без джерела поля. У складовій $\mathbf{H}_{ext}$ враховується поле від струмів у кабелях і визначається їх розташування (координати) на основі виразів (5), (6).

На доповнення до рівняння (4) з виразами (5), (6) на всіх зовнішніх границях розрахункової області задається умова магнітної ізоляції:

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{B} = 0, \quad (7)$$

а на внутрішніх границях (границях підобластей) умова безперервності:

$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) = 0, \quad (8)$$

де $\mathbf{n}$ – вектор зовнішньої нормалі до відповідної граничної поверхні, а вектори магнітної індукції $\mathbf{B}$ і напруженості поля $\mathbf{H}$ зв'язані формулою $\mathbf{B} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H}$ (для немагнітних елементів в області розрахунку задається $\mu_r = 1$).

Тривимірна фізична модель кабельної лінії показана на рис. 3. Вона характеризується симетрією щодо вертикальної поверхні – розрахунок магнітного поля проводиться в половині області, що вміщує кабельну лінію і насипний ґрунт з розміром d за координатою z , під час варіювання висоти ґрунту h і його ширини l (рис. 4, 5). Як і в двовимірній моделі, ґрунт є композиційним магнітним середовищем з магнітною проникністю $\mu_{eff} = 100$.

На рис. 3 в площині, що відповідає поверхні землі, кольором показано характерний розподіл магнітного поля $|\mathbf{B}|$ вздовж координати z . Як видно, поле посилюється в зоні, що розташована над кабелями і віддалена від насипного ґрунту.

Рис. 4 ілюструє розподіл магнітного поля $|\mathbf{B}|$ на поверхні землі (в кольоровому зображенні) над кабельною лінією з насипним ґрунтом: $d = 4$ м, $h = 0,4$ м, $l = 1$ м (рис. 4, а) та змінення для зазначених даних магнітного поля вздовж поверхні землі (координати z) безпосередньо над кабелями за різних значень $h = 0,1 \dots 1$ м (рис. 4, б). Як свідчать розрахункові дані, у разі тонкого шару магнітного насипного ґрунту ($h = 0,1$ м) здійснюється більш ефективне екранування, що дає змогу зменшити поле над насипкою у 4,2/2,5–1,6 разів (з урахуванням максимального значення магнітної індукції за межами насипки).

З метою порівняння даних з результатами, отриманими шляхом двовимірного моделювання, значення магнітного поля в центрі насипного ґрунту для ширини насипки 1 м, розраховані за тривимірною моделлю, показані точками на рис. 2, б, які досить близькі до кривої, відміченої $l = 1$ м. Зазначимо, що дво- та тривимірні програмні моделі мають різні розміри розрахункової області та її підобластей, використані під час варіювання геометричних параметрів у різних діапазонах, що дещо ускладнює порівняльний аналіз результатів, проте моделі представляються в роботі з огляду на аналогічні залежності рівня магнітного поля від висоти насипного ґрунту з магнітними властивостями і водночас з метою більш детального представлення виявлених комп'ютерним шляхом закономірностей щодо зменшення магнітного поля над підземними кабелями з додатковим насипним композиційним ґрунтом.

Зазначимо також, що нерівності кривих на рис. 4, б і далі на рис. 5 б зумовлені недостатньо дрібним скінченно-елементним покриттям розрахункової області під час

тривимірному моделюванні та представляють собою оригінальні дані, що генеруються автоматично програмним способом.

Розподіл магнітного поля $|\dot{\mathbf{B}}|$ на поверхні землі над кабелями відображено на рис. 5, а коли $d = 4$ м, $h = 0,4$ м, $l = 3$ м. На рис. 5, б представлено змінення поля за різних значень l в інтервалі 1...3 м. Показано, що ширина області з насипним композиційним ґрунтом істотно впливає на ступінь зниження магнітного поля на поверхні землі. Для розглянутого випадку рівень поля зменшується приблизно у 5 разів у разі збільшення l від 1 до 3 м, а за ширини $l = 3$ м реалізуються навіть значення, що відповідають безпечному рівню магнітного поля 0,5 мкТ згідно з нормативними вимогами [5], чинними в Україні.

Особливості розподілу магнітного поля трифазної кабельної лінії з насипним композиційним ґрунтом. У разі використання насипного ґрунту з магнітними властивостями в матеріалі ґрунту утворюється магнітне поле. Змінення магнітного поля вздовж центральної лінії по висоті h насипки для різних значень $h = 0,05; 0,1; 1$ м, отримане за допомогою описаної вище двовимірної моделі, показано на рис. 6, а. Видно, що в усьому об'ємі насипного ґрунту генерується досить значне поле. За нижчої насипки у ній мають місце вищі значення $|\dot{\mathbf{B}}|$, максимум яких розташовується поблизу кабельної лінії. За межами насипки, все ближче до поверхні землі, поле спадає до менших значень у порівнянні з вищою насипкою. Найбільші значення поля у безпосередній близькості до поверхні землі реалізуються для випадку $h = 1$ м, вони справляють вплив на збільшення рівня поля у цій зоні і на самій поверхні землі. На доповнення до сказаного, на рис. 6, б, в представлено розподіл поля в активній зоні розрахункової області для двох різних рівнів висоти h із зазначенням максимальних значень $|\dot{\mathbf{B}}|$ в об'ємі насипного ґрунту.

На рис. 7 представлено картини векторного поля $\dot{\mathbf{B}}$ у вигляді ліній потоку навколо трифазної кабельної лінії і поблизу поверхні землі (відмічено червоною лінією) за різної

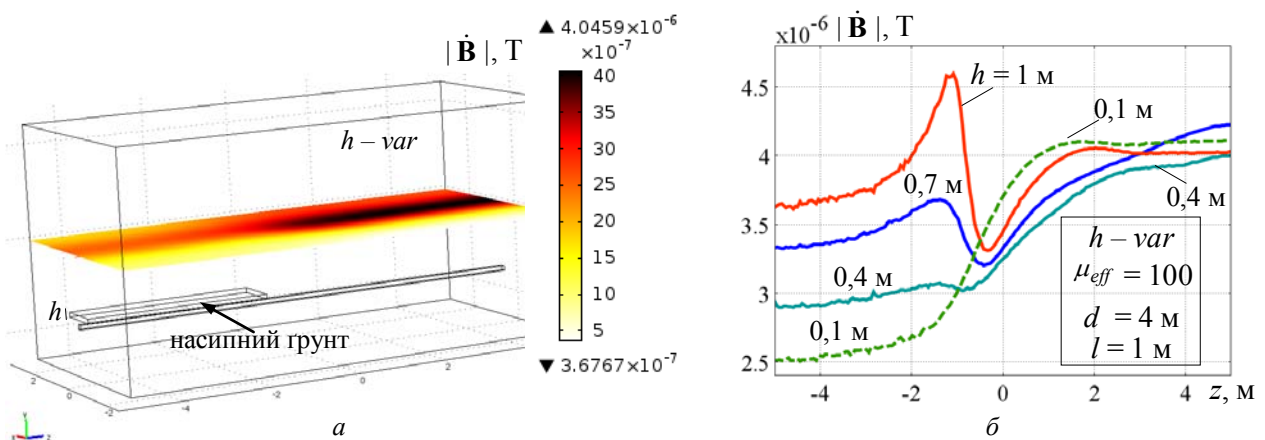


Рис. 4

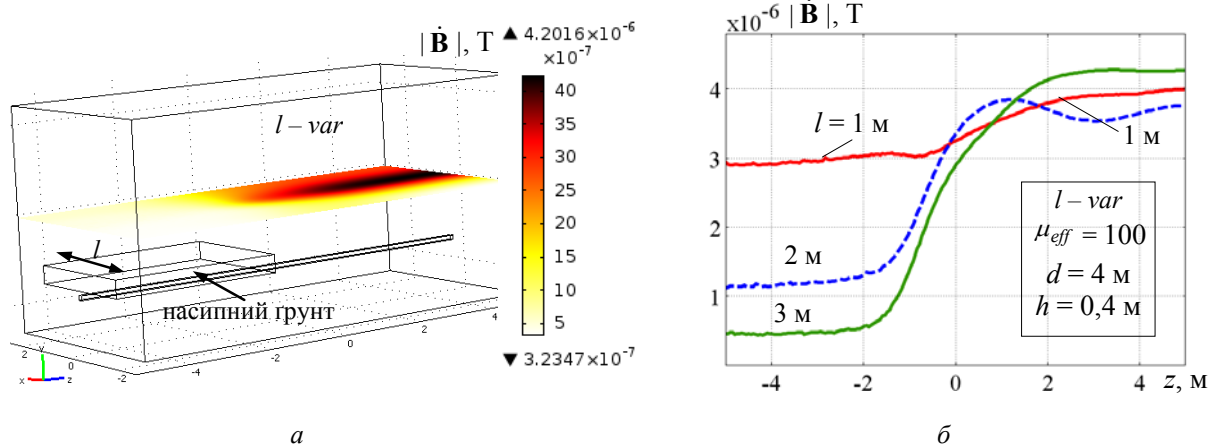


Рис. 5

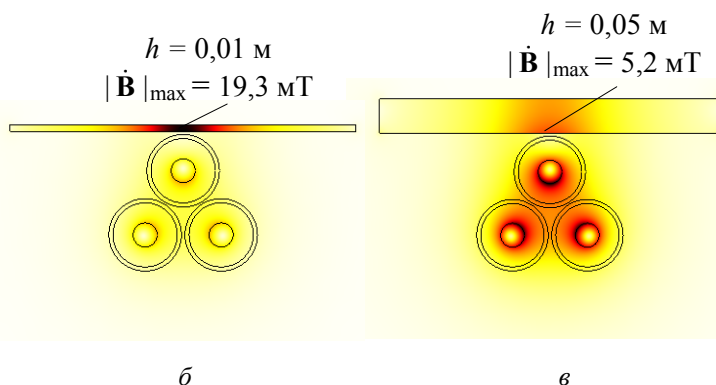
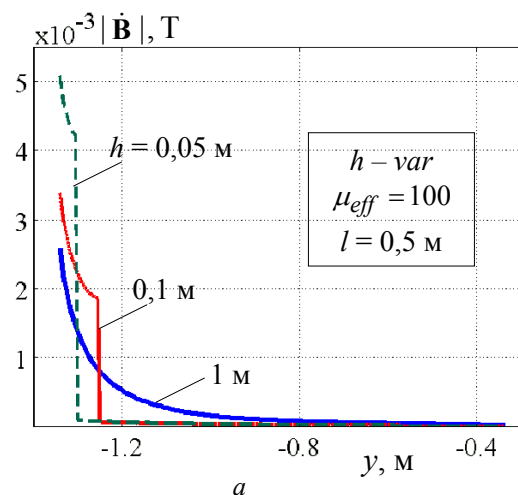


Рис. 6

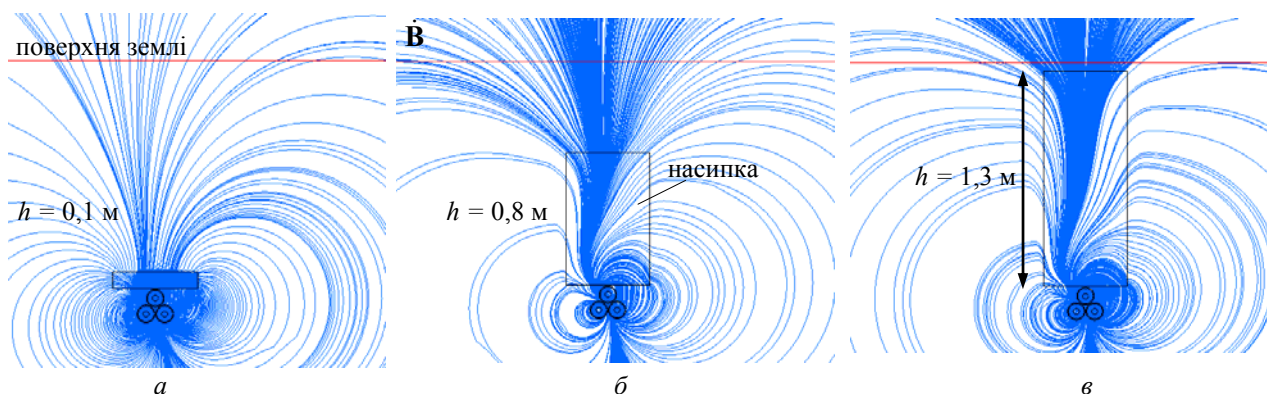


Рис. 7

висоти насипки h , $l = 0,5$ м та ефективній магнітній проникності $\mu_{eff} = 100$. Показано, що магнітне поле концентрується поблизу верхньої границі насипки і у разі зростання її висоти більші значення магнітного поля просуваються все ближче до поверхні землі – поблизу неї густина ліній поля водночас збільшується. Такий розподіл поля пояснює висновок про неефективність екранування магнітного поля трифазної кабельної лінії за допомогою великого об'єму (значної висоти) насипного композиційного ґрунту з магнітними властивостями. Зазначимо, що аналогічний результат було отримано і для кабельної лінії з горизонтальним розташуванням трьох однофазних кабелів.

Висновки. Проведено дво- та тривимірне комп'ютерне моделювання магнітного поля підземної трифазної кабельної лінії (кабелі в лінії розташовані трикутником) з магнітним екраном у вигляді насипного композиційного ґрунту, що має ефективні магнітні властивості.

Досліджена ефективність використання такого типу зовнішніх екранів для кабельної лінії 330 кВ залежно від геометричних параметрів насипного ґрунту і значення його магнітної проникності.

Проведено порівняння результатів комп'ютерної реалізації дво- та тривимірної моделей. Показано, що розрахункові моделі дають близькі значення поля за рівних умов та аналогічні висновки щодо зменшення поля на поверхні землі від трифазних кабельних ліній завдяки насипному магнітному ґрунту певної невеликої висоти.

Обґрунтовано, що для розглянутої кабельної лінії великі обсяги насипного ґрунту не забезпечують ефективного екранування магнітного поля силових кабелів трикутного розташування в лінії, а для найбільшого зниження поля є оптимальні значення висоти насипки, які залежать від її магнітних властивостей і ширини. Виявлено, що за значної ширини насипного ґрунту – для розглянутого випадку $l = 3$ м – поле на поверхні землі може бути значно зменшено (майже в 5 разів) і, отже, досягнуто його безпечний рівень.

Основний результат роботи відносно необхідності лише невеликої висоти насипного ґрунту з магнітними властивостями для зменшення рівня поля на поверхні землі над кабелями справедливий для підземних одноланцюгових трифазних кабельних ліній із розташуванням кабелів трикутником або в одній площині (горизонтально) і важливий для практики прокладання і екранування кабелів.

Робота фінансувалася частково за держбюджетною темою "Розвинути теорію імпульсних і високочастотних перехідних електромагнітних процесів у енергетичних і технологічних резонансних установках та високовольтних кабельних лініях електропередачі" (Шифр "ЕЛКАБ") (Номер реєстрації 0117U007713, 2017 р.), частково за темою "Розроблення засобів створення інтелектуальних екологічно безпечних силових кабелів для традиційної та відновлюваної електроенергетики" (програма "Нова енергетика", 2019–2021 рр.). КПКВК 6541030.

1. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией на сверхвысокие напряжения. К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2013, 550 с.
2. Макаров Е.Ф. Справочник по электрическим сетям 0,4–35 кВ и 110–1150 кВ. Том 3. М.: Папирус-Про, 2004, 688 с; том 4, М.: Папирус-Про, 2005, 640 с.
3. Руководство по сооружению, испытаниям и эксплуатации современных кабельных линий сверхвысокого напряжения. Харьков: Майдан, 2017, 64 с.
4. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Мультифизическое моделирование в электротехнике. К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2015, 305 с.
5. Правила улаштування електроустановок. Мінпаливенерго України, 2010, 776 с.
6. Sergeant P., Dupre L., Melkebeek J. Magnetic shielding of buried high voltage cables by conductive metal plates. *COMPEL*. 2008. Vol. 27. No. 1. Pp. 170–180.
7. Кучерява І.М. Екранування магнітного поля підземної кабельної лінії за допомогою Н-подібного екрана. *Техн. електродинаміка*. 2020. № 6. С. 15–20. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.015>
8. Кучерява І.М. Экранирование подземной кабельной линии сверхвысокого напряжения с помощью плоского ферромагнитного экрана. *Техн. електродинаміка*. 2019. № 6. С. 13–17. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.013>
9. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Магнитное поле подземной кабельной линии 330 кВ и способы его уменьшения. *Техн. електродинаміка*. 2019. № 5. С. 3–9. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.003>
10. Привезенцев В.А., Гроднев И.И., Холодный С.Д., Рязанов И.Б. Основы кабельной техники, М.-Л.: Энергия, 1967, 464 с.
11. Лях В.В., Молчанов В.М., Сантацкий В.Г., Квицинский А.А. Кабельная линия напряжением 330 кВ: некоторые аспекты проектирования. *Промэлектро*. 2009. № 6. С. 27–33.
12. Подольцев О.Д., Кучерява І.М. Тривимірний розрахунок магнітного поля підземної кабельної лінії. *Збірник Праць Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2020. № 56. С. 16–19. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.016>
13. Comsol multiphysics modeling and simulation software. – <http://www.comsol.com/>
14. Розов В.Ю., Реуцкий С.Ю., Пелевин Д.Е., Яковенко В.М. Исследование магнитного поля высоковольтных линий электропередачи переменного тока. *Техн. електродинаміка*. 2012. № 1. С. 3–9.

PARTICULARITIES OF MAGNETIC FIELD SHIELDING FOR UNDERGROUND CABLE LINE BY COMPOSITE FILL-UP SOIL WITH MAGNETIC PROPERTIES

I.M. Kucheriava

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
E-mail: rB.irinan@gmail.com

The computations of the magnetic field generated by high-voltage (330 kV) underground power cable line with special fill-up soil having different dimensions (bulk) are carried out by the two- and three-dimensional computer models. The supplementary soil above the cables is the composite material with effective magnetic properties and serves as a magnetic shield. The computer results obtained by 2D and 3D models are compared. The efficiency of magnetic field shielding depending on the magnetic permeability, width, and height of the fill-up soil is studied. As revealed, there is the optimal small soil height for the best magnetic field mitigation on the top of the ground directly over the cable line. In addition, the width of the magnetic soil has an appreciable effect on shielding efficiency. The shielding of underground single-circuit three-phase power cable lines is efficient only when using the magnetic fill-up soil (or ordinary external screen made of magnetic materials) with enough small height. References 14, figures 7.

Keywords: underground power cable line, fill-up soil, composite material, shielding of the magnetic field, two- and three-dimensional computer modeling.

1. Shidlovskii A.K., Shcherba A.A., Zolotarev V.M., Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Extra-high voltage cables with polymer insulation. Kyiv: Institute of Electrodynamics, Ukrainian Academy of Sciences, 2013. 550 p. (Rus)
2. Makarov E.F. Handbook on 0,4–35 kV and 110–1150 kV power networks. Moskva: Papirus-Pro, 2004, vol. 3, 688 p.; Moskva: Papirus-Pro, 2005, vol. 4, 640 p. (Rus)
3. *Technical guide* on installation, testing and operation of modern extra-high-voltage cable lines. Kharkov: Maidan, 2017. 64 p. (Rus)
4. Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Multiphysics modeling in electrical engineering. Kyiv: Institute of Electrodynamics, Ukrainian Academy of Sciences, 2015, 305 p. (Rus)
5. Electric installation code. Minpalivo Ukrainy, 2010, 776 p. (Ukr)
6. Sergeant P., Dupre L., Melkebeek J. Magnetic shielding of buried high voltage cables by conductive metal plates. *COMPEL*. 2008. Vol. 27. No 1. Pp. 170–180. DOI: <https://doi.org/10.1108/03321640810836735>
7. Kucheriava I.M. Magnetic field shielding of underground power cable line by H-shaped shield. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 6. Pp. 15–20. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2020.06.015>
8. Kucheriava I.M. Shielding of underground extra-high voltage cable line by plane ferromagnetic shield. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 6. Pp.13–17. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2019.06.013>
9. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. The magnetic field of underground 330 kV cable line and ways for its reduction. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 3–9. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2019.05.003>
10. Privezentsev V.A., Grodnev I.I., Kholodnyi S.D., Ryazanov I.B. Foundations of cable technologies. Moskva-Leningrad: Energiya, 1967. 464 p.
11. Lyach V.V., Molchanov V.M., Santatskii V.G., Kvitsinskii A.A. 330 kV cable line: some aspects of designing. *Promelektro*, 2009. No 6. Pp. 27–33. (Rus)
12. Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. Three-dimensional model for computation of magnetic field of underground cable line. *Pratsi Institutu Elektrodynamiki NAN Ukrainy*. 2020. No 56. Pp. 16–19. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.016>
13. *Comsol* multiphysics modeling and simulation software. – <http://www.comsol.com/>
14. Rozov V.Yu., Reutskiy S.Yu., Pelevin D.E., Yakovenko V.N. Investigation of magnetic field of high-voltage AC transmission lines. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 1. Pp. 3–9. (Rus)

Надійшла: 17.02.2021

Received: 17.02.2021

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

УДК 681.5:52

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.023>

SENSORLESS SPEED CONTROL OF THE DIRECT CURRENT MOTORS

S. Peresada^{*}, Y. Nikonenko^{}, V. Pyzhov^{***}, D. Rodkin^{****}**

National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",

pr. Peremohy, 37, 03056 Kyiv, Ukraine

e-mail: sergei.peresada@gmail.com, evgeniy.nykonenko@gmail.com

In this paper, a new speed control algorithm for a permanent magnet DC motor which does not require implementation of the angular speed sensor is presented. Three steps are performed to develop the control system: design of speed tracking control algorithm assuming the speed measurement; design of speed observer; design of sensorless speed control algorithm based on the principle of separation. Information about speed is taken from the speed observer using the motor current value. The stability of the composite system dynamics consisting of three subsystems (the speed regulation loop, current regulation loop, and speed observer) is analyzed. The feedback gains tuning procedure for decoupling of three subsystems is given. The simulation results show that the dynamic performance of the designed system is similar to the performance of the system with angular speed measurement. The resulting closed-loop system has structural robustness properties with respect to parametric and coordinate disturbances. References 12, figures 2.

Keywords: DC motor, speed observer, estimation error dynamics, separation principle.

Introduction. Sensorless control of the electrical motors remains a relevant task of the modern control theory. As a result, a lot of papers have been written to solve the problem of sensorless control of different kinds of electric motors.

Most of the existing solutions for sensorless DC drives, as well as for other types of motors, are based on the estimation of electromotive force. The disadvantages of such systems are well known, the most significant of them is system degradation at low speeds [1].

From the viewpoint of the control theory, this problem relates to the adaptive control of linear plants [2]. The general task is to design a speed observer-based controller on the base of measurable signals: armature current and voltage. The observer in [3] uses a simplified model of DC motor, neglecting the armature inductance and current dynamics. An optimal observer [4] provides high-performance tracking only in specific operating conditions. The sliding mode observer [5], which provides local stability of speed estimation, has a considerable level of noise in the current regulation loop. The estimation algorithm [6] implements a Kalman filter. The estimation algorithm based on torque disturbance estimation [7] uses overparametrization. A hybrid fuzzy-PI observer [8] does not provide an optimal solution in all operation modes of the motor. The controller [9] provides speed estimation based only on the duration of the voltage spikes in pulse-width modulation.

The solutions [4], [6], [9] do not provide asymptotic speed tracking. The papers [3] – [5] provide the stability analysis of the estimation convergence only, but none of them demonstrate proof of the close-loop system stability. The solutions [4] – [9] have complex structures of the observer and controller. The configuration is strongly dependent on the DC motor parameters. The robustness properties of the algorithms [6], [8], [9] have not been studied and established.

The paper aims to design a sensorless speed tracking control algorithm of the DC motor that provides the following properties:

- dynamic and static performance close to similar systems with speed measurement;
- cascaded structure of the control system;
- the simplicity of controller tuning.

The purpose of the paper is to design a speed tracking sensorless control algorithm for permanent magnet DC motors that has robustness properties to parametric and coordinate disturbances. Some preliminary results are reported in [10] (see [11] as well).

Control problem formulation. The model of the DC motor with permanent magnet excitation is given by

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \mu i - \frac{T_L}{J}, \\ \dot{i} &= -\frac{R}{L}i - \frac{c}{L}\omega + \frac{1}{L}u,\end{aligned}\tag{1}$$

where ω is the motor speed, i is armature current, u is control voltage, T_L is the load torque, R and L denote armature resistance and inductance respectively, c is torque constant, and $\mu = c/J$.

Considering the DC motor model (1), the following assumptions are taken into consideration:

A1. The speed reference trajectory ω^* is a smooth, bounded function together with its first $\dot{\omega}^*$ and second-time derivatives.

A2. The load torque T_L is unknown, constant, or changing slowly and limited.

A3. All motor parameters are known and constant.

A4. Current i is available for measurement; speed ω is unmeasured.

The controller for the system (1) must ensure asymptotic speed tracking, i.e. $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0$,

where $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ – speed tracking error.

The algorithm is developed in the following stages: a) design of a speed control algorithm with robustness properties considering that speed is measured; b) design of the speed observer; c) development of the integrated sensorless control algorithm which consists of controller and observer; d) stability analysis of the developed closed-loop system.

Design of control algorithm. According to the back-stepping design procedure [12], the speed controller is derived first.

1. Controller with the speed measurement.

From (1) the speed error dynamics can be written as

$$\dot{\tilde{\omega}} = \mu i - \hat{T}_L - \tilde{T}_L - \dot{\omega}^*,\tag{2}$$

where $\hat{T}_L$ is the estimate of the load torque component T_L/J , and $\tilde{T}_L = T_L/J - \hat{T}_L$ is the load torque estimation error.

In case of the current fed condition, a speed controller for the system (2) is

$$\begin{aligned}i &= \frac{1}{\mu}(-k_{\omega}\tilde{\omega} + \hat{T}_L + \dot{\omega}^*), \\ \dot{\hat{T}}_L &= -\dot{\tilde{T}}_L = -k_{\omega i}\tilde{\omega},\end{aligned}\tag{3}$$

where $(k_{\omega}, k_{\omega i}) > 0$ are speed controller proportional and integral gains.

From (2) and (3) the speed loop error dynamics is given by

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{T}}_L &= k_{\omega i}\tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -\tilde{T}_L - k_{\omega}\tilde{\omega}.\end{aligned}\tag{4}$$

The system (4) is asymptotically stable $\forall (k_{\omega}, k_{\omega i}) > 0$, i.e. $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{T}_L, \tilde{\omega}) = 0$.

The armature current is not the real control action in (2), so (3) can be considered as the reference i^* for the current i . Defining current tracking error as

$$\tilde{i} = i - i^*,\tag{5}$$

system (4) becomes

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{T}}_L &= k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -\tilde{T}_L - k_{\omega} \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}.\end{aligned}\quad (6)$$

The control voltage in (1), formed by the current controller, should guarantee the current error tracking, i.e. $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i} = 0$. The equation (1) in error form is presented as

$$\dot{\tilde{i}} = -\frac{R}{L} \tilde{i} + \frac{1}{L} u - \frac{R}{L} i^* - \frac{c}{L} \omega - \dot{i}_1^* - \dot{i}_2^*, \quad (7)$$

where the reference current derivative is divided into the known function $\dot{i}_1^*$ and the unknown term $\dot{i}_2^*$ is defined from (3) as

$$\begin{aligned}\dot{i}_1^* &= \frac{1}{\mu} \left(-k_{\omega} (-k_{\omega} \tilde{\omega} + \mu \tilde{i}) + \dot{\tilde{T}}_L + \ddot{\omega}^* \right), \\ \dot{i}_2^* &= \frac{k_{\omega}}{\mu} \tilde{T}_L.\end{aligned}\quad (8)$$

The current controller is constructed from (7) and (8) as

$$\begin{aligned}u &= L \left(\frac{R}{L} i^* + \frac{c}{L} \omega + \dot{i}_1^* - k_{ii} \tilde{i} - y \right), \\ \dot{y} &= k_{ii} \tilde{i},\end{aligned}\quad (9)$$

where y is the current controller integral term, $(k_{ii}, k_{ii}) > 0$ are the proportional and integral gains of the current controller.

From (6), (7) – (9) the resulting closed-loop error dynamics is given by

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{T}}_L \\ \dot{\tilde{\omega}} \\ \dot{y} \\ \dot{\tilde{i}} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & k_{\omega i} & 0 & 0 \\ -1 & -k_{\omega} & 0 & \mu \\ 0 & 0 & 0 & k_{ii} \\ -k_{\omega}/\mu & 0 & -1 & -k_i \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{T}_L \\ \tilde{\omega} \\ y \\ \tilde{i} \end{pmatrix}, \quad (10)$$

where $k_i = R/L + k_{ii}$.

The linear system (10) is asymptotically stable with the suitable tuning of the speed and current controllers gains $(k_{\omega}, k_{\omega i})$, (k_{ii}, k_{ii}) . It is known from the theory of cascaded systems that the dynamics of the current closed-loop, given by the two last equations in (10), should be at least two times faster than speed control loop dynamics.

Time-scale separation between speed and current dynamics may be obtained using the standard frequency-domain approach on the base of the characteristic equation:

$$p^2 + k_p p + k_{in} = 0, \quad (11)$$

where (k_p, k_{in}) are proportional and integral gains of controllers.

The tuning of each second-order subsystem is $k_{in} = k_p^2/4$ for damping factor $\xi = 1$, and $k_{in} = k_p^2/2$ for $\xi = 0.707$. The resulting relationship between the natural frequency of undamped oscillations $\omega_0^2 = k_{in}$ becomes $\omega_{0i} = (2/4)\omega_{0s}$, where ω_{0i} , ω_{0s} stand for current and speed loops respectively.

The resulting closed-loop error dynamics (10) has structural robustness properties with respect to parametric and coordinate disturbances. This is due to the cascaded connection of second-order systems with the two time-scale separations. If initial conditions are set to zero, the system (10) tracks speed references without errors.

It follows from the analysis that asymptotic speed tracking is guaranteed if assumptions A1, A2, A3 are satisfied and speed is available for measurement.

2. Speed observer.

Let us define the current and speed estimation errors as

$$e_i = i - \hat{i}, \quad e_\omega = \omega - \hat{\omega}, \quad (12)$$

and speed observer in the following form:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\omega}} &= \mu i - \hat{T}_L - k_1 e_i, \\ \dot{\hat{i}} &= \frac{1}{L} (u - R \hat{i} - c \hat{\omega}) + k_2 e_i, \end{aligned} \quad (13)$$

where $(k_1, k_2) > 0$.

From (1) and (13), the estimation error dynamics can be written as

$$\begin{aligned} \dot{e}_\omega &= k_1 e_i - \tilde{T}_L, \\ \dot{e}_i &= -k_{0i} e_i - \frac{c}{L} e_\omega, \end{aligned} \quad (14)$$

where $k_{0i} = R/L + k_2$.

Under the condition $\tilde{T}_L = 0$, the globally stable solution of (14) is $e_i = e_\omega = 0$. At the same time, the observer (14) is not asymptotic due to the presence of perturbation $\tilde{T}_L$.

To prove the robustness properties of the system (14) with respect of $\tilde{T}_L$, the following coordinate transformation is considered

$$\begin{aligned} z &= -k_{0i} \eta - e_\omega, \\ \eta &= \frac{L}{c} e_i. \end{aligned} \quad (15)$$

The error dynamics (14) in new coordinates (15) is given by

$$\begin{aligned} \dot{e}_\omega &= -\frac{k_{02}}{k_{0i}} e_\omega - \frac{k_{02}}{k_{0i}} z - \tilde{T}_L, \\ \dot{z} &= -\left(k_{0i} - \frac{k_{02}}{k_{0i}}\right) z + \frac{k_{02}}{k_{0i}} e_\omega + \tilde{T}_L, \end{aligned} \quad (16)$$

where $k_{02} = ck_1/L$.

Defining $k_{02} = k_{0i}^2/2$, equations (16) become

$$\begin{aligned} \dot{e}_\omega &= -\frac{k_{0i}}{2} e_\omega - \frac{k_{0i}}{2} z - \tilde{T}_L, \\ \dot{z} &= -\frac{k_{0i}}{2} z + \frac{k_{0i}}{2} e_\omega + \tilde{T}_L. \end{aligned} \quad (17)$$

From (17) it can be concluded that $\|x(t)\| = \|x(0)\| e^{-(k_{0i}/2)t}$ under conditions of $\tilde{T}_L = 0$, where $x = (e_\omega, z)^T$. Consequently, the load disturbance can be arbitrarily attenuated by increasing k_{0i} . It should be noted that the damping factor for (17) is $\xi = 0.707$.

3. Composite electromechanical system on the base of separation principle.

Substituting $\hat{\omega}$ instead of ω in (3) and (9), the speed estimation error is defined as

$$\tilde{\tilde{\omega}} = \hat{\omega} - \omega^*. \quad (18)$$

The sensorless speed controller (3) can be presented in the following form:

$$\begin{aligned} i^* &= \frac{1}{\mu} (-k_\omega \tilde{\tilde{\omega}} + \hat{T}_L + \dot{\omega}^*), \\ \dot{\hat{T}}_L &= -\dot{\tilde{T}}_L = -k_{\omega i} \tilde{\tilde{\omega}}. \end{aligned} \quad (19)$$

Taking into account that $\tilde{\tilde{\omega}} = \tilde{\omega} - e_\omega$, the system (6) becomes

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{T}}_L &= k_{\omega i} \tilde{\omega} - k_{\omega i} e_{\omega}, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -\tilde{T}_L - k_{\omega} \tilde{\omega} + \mu \tilde{i} + k_{\omega} e_{\omega}.\end{aligned}\quad (20)$$

The current controller is formed similarly to (9) using estimated speed $\hat{\omega}$ as

$$\begin{aligned}u &= L \left(\frac{R}{L} \tilde{i}^* + \frac{c}{L} \hat{\omega} + \dot{\tilde{i}}^* - k_{ii} \tilde{i} - y \right), \\ \dot{y} &= k_{ii} \tilde{i}.\end{aligned}\quad (21)$$

The current derivative $\dot{\tilde{i}}^*$ is known from the solution of the equation (19)

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}^* &= \frac{1}{\mu} \left(-k_{\omega} \dot{\tilde{\omega}} + \dot{\tilde{T}}_L + \ddot{\omega}^* \right), \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -k_{\omega} \tilde{\omega} - k_{\omega i} e_{\omega} + \mu \tilde{i}.\end{aligned}\quad (22)$$

Substituting the current control algorithm (21), (22) to (7), and taking into account (17) and (20), the resulting tracking and estimation error dynamics becomes

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{T}}_L \\ \dot{\tilde{\omega}} \\ \dot{y} \\ \dot{\tilde{i}} \\ \dot{e}_{\omega} \\ \dot{z} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & k_{\omega i} & 0 & 0 & -k_{\omega i} & 0 \\ -1 & -k_{\omega} & 0 & \mu & k_{\omega} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_{ii} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -k_{ii} & -c/L & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & -k_{\omega i}/2 & -k_{\omega i}/2 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & k_{\omega i}/2 & -k_{\omega i}/2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{T}_L \\ \tilde{\omega} \\ y \\ \tilde{i} \\ e_{\omega} \\ z \end{pmatrix}.\quad (23)$$

The composite system (23) represents a cascaded connection of three subsystems: speed regulation loop, current regulation loop, and speed observer. If the observer dynamics is at least 3–4 times faster than the dynamics of the current loop then the dynamics of the composite system is similar to the system with the speed measurement, i.e. when $e_{\omega} = 0$. This corresponds to the

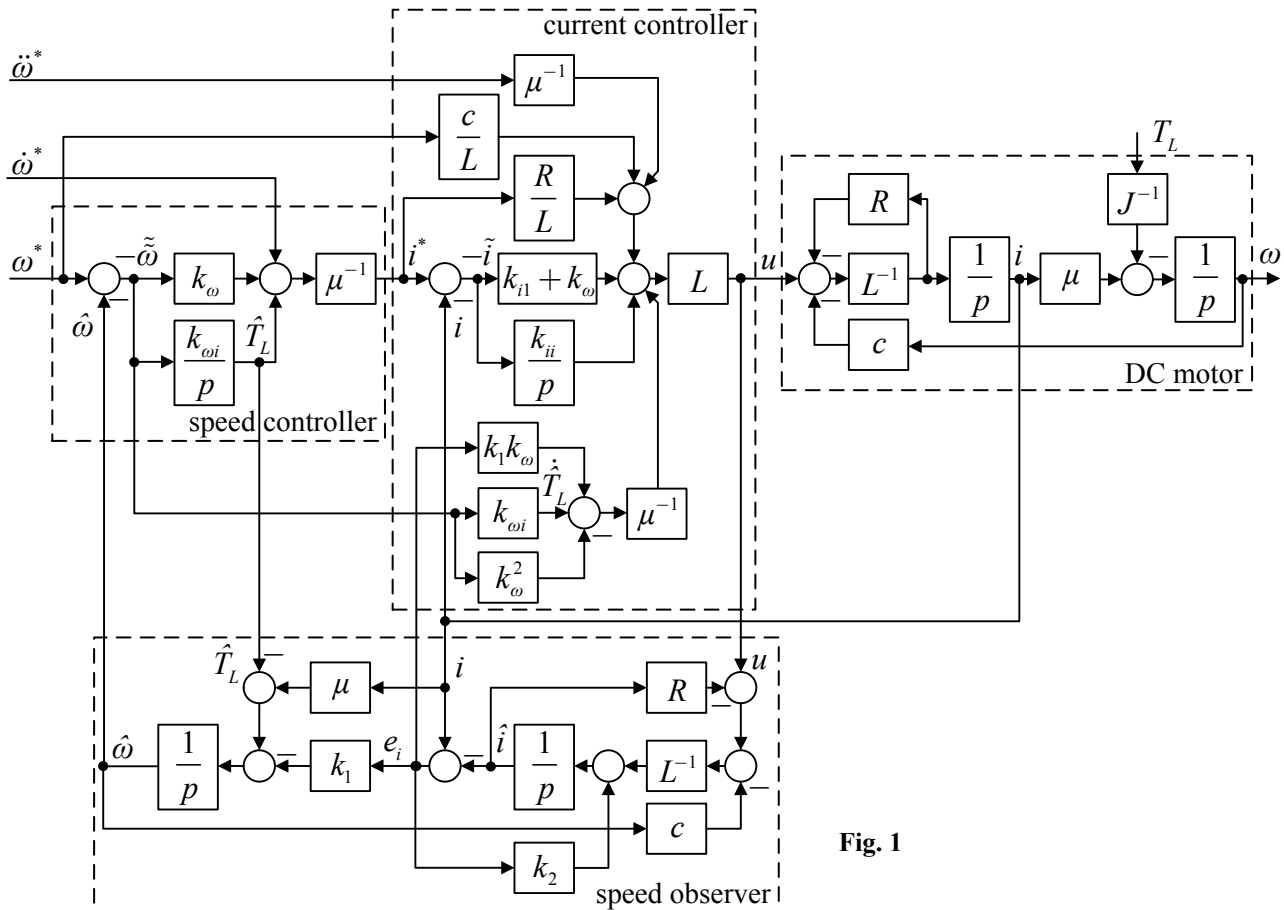


Fig. 1

following natural frequency of undamped oscillations: $\omega_{0o} = (3 \div 4) \omega_{0i}$, $\omega_{0o}^2 = k_{0i}^2/2$, where ω_{0o} related to observer dynamics. In (23) it was assumed that $c/L \ll k_i$, which usually takes place in practice.

The block diagram of the designed system is presented in Fig. 1. It consists of the speed controller (19), current controller (21), speed observer (13), and DC motor (1).

Simulation results. The designed control algorithm was applied for DC motor, whose rated data are $P_N = 500$ W, $\omega_N = 100$ rad/s, $R = 1$ Ohm, $L = 5$ mH, $J = 0.01$ kg m², $c = 1$ Nm/A.

The controllers' parameters were set at: for speed controller (19): $k_\omega = 200$, $k_{\omega i} = k_\omega^2/2$; for current controller (21): $k_{ii} = 1000$, $k_{ii} = k_i^2/2$; tuning parameters of the speed observer (13) are $k_2 = 2000$, $k_1 = k_2^2/2$.

The operating sequences have been configured as following: at the initial time the unloaded motor is required to track the speed reference trajectory, starting from zero initial value and reaching a rated value of 100 rad/s at time $t = 0.15$ s. Dynamic torque during speed transient equals double of rated value. At time $t = 0.3$ s, a rated load torque of 5 Nm is applied; at time $t = 0.5$ s load torque is set to zero.

Transients of speed trajectory tracking are depicted in Fig. 2. From Fig. 2 it follows that the speed tracking error only occurs at the moments of time when applying the load. Transient $\tilde{\omega}(t)$ is almost the same as for the algorithm (3), (8) with speed sensor because the speed estimation error is negligibly small.

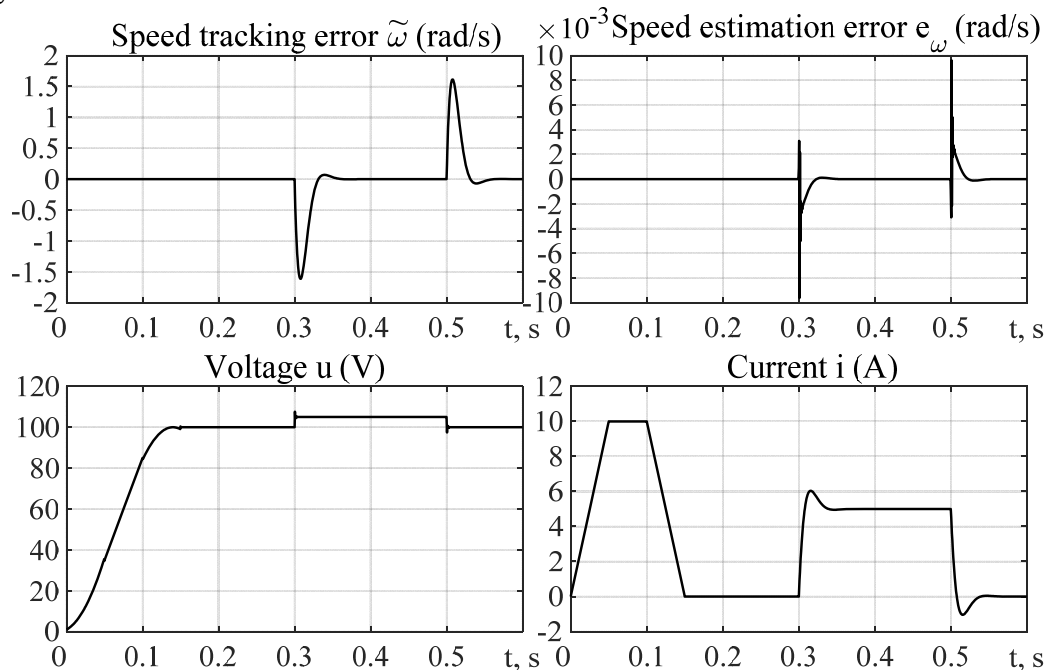


Fig. 2

Conclusions. A novel sensorless speed tracking control algorithm for a permanent magnet DC motor has been designed. Development of the algorithm performed in three steps: design of the speed tracking control algorithm considering using speed measurements; design of the robust speed observer; design of sensorless speed control algorithm on the base of separation principle. The dynamic performance of the designed system is close to the performance of the system with speed measurement. The proposed algorithm ensures system robustness to parametric disturbances as well.

1. Rajashekara K., Kawamura A., Matsuse K. Sensorless control of AC motor drives: speed and position sensorless operation. New York: IEEE Press. 1996.

2. Potapenko Y.M., Vasilieva Y.V., Yurchenko A.N. Robust control system of electric drive. *Bulletin of National Technical University Kharkiv Polytechnic Institute: Problems of Automated Electric Drives*. Kharkiv. 1998. Vol. 60. Pp. 121–122. (Rus)
3. Liu Z. Z., Luo F. L., Rashid M. H. Speed nonlinear control of DC motor drive with field weakening. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2003. Vol. 39. No 2. Pp. 417–423. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2003.808971>
4. Leephakpreeda T. Sensorless DC motor drive via optimal observer-based servo control. *Optimal Control Applications and Methods*. 2002. Vol. 23. No 5. Pp. 289–301. DOI: <https://doi.org/10.1002/oca.714>
5. Ahmadi A. A., Salmasi F. R., Noori-Manzar M., Najafabadi T. A. Speed sensorless and sensor-fault tolerant optimal PI regulator for networked DC motor system with unknown time-delay and packet dropout. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2013. Vol. 61. No 2. Pp. 708–717. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2253073>
6. Hilaret M., Auger F. Speed sensorless control of a DC-motor via adaptive filters. *IET Electric Power Applications*. 2007. Vol. 1. No 4. Pp. 601–610. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-epa:20060149>
7. Buja G. S., Menis R., Valla M. I. Disturbance torque estimation in a sensorless DC drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1995. Vol. 42. No 4. Pp. 351–357. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.402473>
8. Gunde A., Devadasu G., Vijayasaanthi M. Design of hybrid fuzzy-PI controller for sensorless speed control of separately excited DC motor drive. *International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE)*. 2019. Vol. 8. No 258. pp. 1189–1192. DOI: <https://doi.org/10.35940/ijrte.B1035.0882S819>
9. Radcliffe P., Kumar D. Sensorless speed measurement for brushed DC motors. *IET Power Electronics*. 2015. Vol. 8. No 11. Pp. 2223–2228. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2015.0147>
10. Popovich M. G., Peresada S. M. Control of the tracking direct current electric drive based on indirect estimation of angular speed. *Bulletin of National Technical University Kharkiv Polytechnic Institute: Problems of Automated Electric Drives*. Kharkiv. 1999. Vol. 61. Pp. 43–48. (Rus)
11. Kovbasa S., Onanko A. Sensorless control of the angular speed of the direct current motor. *Reports of the International Scientific and Technical Conference Modern Problems of Electrical Engineering and Automation*. Kyiv. 2009. Vol. 2. Pp. 108–112. (Ukr)
12. Sepulchre R., Jankovic M., Kokotovic P. Constructive nonlinear control. Berlin: Springer-Verlag. 1997. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-1-4471-0967-9>

БЕЗДАВАЧЕВЕ КЕРУВАННЯ ДВИГУНОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

С.М. Пересада, докт. техн. наук, **Є.О. Ніконенко**, **В.М. Пижов**, канд. техн. наук., **Д.І. Родькін**

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна
e-mail: sergei.peresada@gmail.com

У роботі розроблено алгоритм керування швидкістю ДПС з незалежним збудженням, який не вимагає використання давача швидкості. Розробка алгоритму відбувається в три етапи: синтез алгоритму керування кутовою швидкістю за умови вимірюваності швидкості; синтез спостерігача швидкості; синтез алгоритму бездавачевого керування швидкістю на основі принципу розділення. Оцінювання швидкості забезпечується завдяки запропонованому замкнутому спостерігачу на основі інформації про струм двигуна. Проаналізовано стійкість композитної системи (контур регулювання кутової швидкості, контур регулювання струму і спостерігач кутової швидкості). Запропоновано процедуру конфігурації коефіцієнтів зворотних зв'язків алгоритму для досягнення розділення в часі процесів у трьох підсистемах. Результати моделювання свідчать, що запропонована система керування без використання давача швидкості забезпечує динамічні показники, які є близькими до отриманих у системах на основі вимірювання кутової швидкості. Результуюча замкнена система має властивості робастності до параметричних та координатних збурень. Бібл. 12, рис. 2.

Ключові слова: двигун постійного струму, спостерігач кутової швидкості, динаміка похибок оцінювання, принцип розділення.

Надійшла: 23.04.2021

Received: 23.04.2021

УДК 62-83

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.030>

ВИЗНАЧЕННЯ КООРДИНАТ ТОЧОК ПЕРЕМИКАНЬ ОПТИМАЛЬНИХ СТРАТЕГІЙ КЕРУВАННЯ ЯВНОПОЛЮСНИМИ СИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

О.І. Толочко*, докт. техн. наук, О.О. Бурмелов, Я.О. Каленчук

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Перемоги 37, м. Київ, 03056, Україна
e-mail: tolochko.ola@gmail.com, oleksii.burmelov@gmail.com

У роботі виконано детальний аналіз алгоритмів керування синхронним двигуном із постійними магнітами в широкому діапазоні швидкостей у разі використання оптимальних стратегій: “Максимальний момент на ампер” (перша зона), “Режим послаблення поля” (друга зона) та “Максимальний момент на вольт” (третья зона). Запропоновано методику визначення меж першої та другої зони, а також спосіб визначення максимального статичного моменту, з яким двигун може працювати без ризику неворотного розмагнічування постійних магнітів. Показано, як можна розрахувати максимально можливу робочу швидкість двигуна за заданого навантаження, максимальне навантаження двигуна за заданої швидкості, а також як визначити доцільність використання другої та третьої зон керування для досягнення максимальної швидкості двигуна за заданого навантаження. Бібл. 19, рис. 4.

Ключові слова: електропривод, синхронний двигун, постійні магніти, максимальний момент на ампер, послаблення поля, максимальний момент на вольт, обмеження координат.

Постановка проблеми. Останнім часом синхронні двигуни з постійними магнітами (СДПМ, англ. *PMSM – Permanent Magnet Synchronous Machine*) набувають усе більшого розповсюдження завдяки найкращим масогабаритним показникам, високим значенням коефіцієнта корисної дії (ККД) і коефіцієнта потужності, різноманітності конструкції та способів керування, що здатні задовольнити багато вимог [1–5]. Залежно від розташування полюсів розрізняють машини з поверхневими магнітами (англ. *SPMSM – Surface Permanent Magnet Synchronous Machine*) та машини з магнітами, вбудованими в середину ротора (англ. *IPMSM – Interior Permanent Magnet Synchronous Machine*). SPMSM є неявнополюсними (мають симетричну магнітну систему). Через розташування магнітів на поверхні ротора неявнополюсні двигуни не можуть обертатися з великою швидкістю і використовуються переважно для приводу малих транспортних засобів (велосипеди, самокати, сігвеї, кондиціонери, повітрорудні системи обігріву тощо). IPMSM мають міцну конструкцію ротора, який є особливо придатним для високошвидкісної роботи, тобто IPMSM можуть обертатися зі швидкістю, що перевищує номінальну завдяки псевдопослабленню поля (*FWC Control*). IPMSM, на відміну від SPMSM, мають асиметричну магнітну систему (зазвичай $L_d < L_q$), тобто є явнополюсними, що зумовлює наявність в електромагнітному моменті таких двигунів не тільки активної, а ще й реактивної складової. Ця особливість сприяє ще більшому покращенню енергетичних та масогабаритних показників двигуна та надає додаткові можливості для ефективного застосування стратегій оптимального керування.

Швидкість PMSM можна регулювати змінюванням напруги статора, послабленням дії постійних магнітів (повздовжня складова магнітного поля) та послабленням поперечної складової магнітного поля. Відповідно до цих трьох способів виділяють три зони регулювання швидкості, у кожній із яких використовуються різні алгоритми керування [1, 6–8]. Найбільшою складністю під час реалізації таких систем є організація перемикачів керування з одного алгоритму на інший зі збереженням обмежень на струм і напругу статора. При формуванні алгоритму керування в режимі *online* необхідно чітко визначити всі умови перемикачів алгоритмів, частина з яких отримується через розв'язання нелінійних рівнянь ітераційними методами [1, 2, 7]. Такі алгоритми є зазвичай досить заплутаними і такими, що потребують складних обчислень у реальному часі.

Саме з цієї причини основним способом розв'язання цієї проблеми є застосування в системах керування попередньо розрахованих або отриманих за допомогою експериментальних випробувань тривимірних таблиць [9–11]. Недоліком такого рішення є неможливість адаптації системи до зміни параметрів, потреба великого обсягу пам'яті для збереження таблиць і необхідність формувати таблиці для кожного певного двигуна з урахуванням технологічних умов його роботи.

Ще одним способом реалізації енергоефективного керування є застосування таких структурних схем, у яких перемикання алгоритмів відбувається автоматично [12, 13]. У всіх випадках складність системи керування суттєво залежить від кількості зон. Для двигунів, призначених для регулювання швидкості в діапазоні, що перевищує номінальну швидкість, у паспорті надається максимальна швидкість, але залишається невідомим, чи достатньо для її досягнення двозонного керування або потребується й перехід у третю зону. Тому актуальним питанням є визначення верхньої межі другої зони та порівняння її з максимально припустимою швидкістю двигуна. Другою проблемою на стадії вибору двигуна є визначення максимального статичного навантаження в усталених режимах з умови обмеження повздовжньої складової струму статора на рівні, що надійно запобігає неповоротному розмагнічуванню постійних магнітів. Розв'язання сформульованих проблем дасть змогу правильно здійснити вибір двигуна за заданою тахограмою і навантажувальною діаграмою та синтезувати енергоефективну систему керування мінімальної складності.

В наявних публікаціях [1-3, 12, 14-17] наведено певні формули і алгоритми керування явнопольсним СДПМ при використанні різних стратегій оптимального керування та рівняння, на яких ці алгоритми побудовані. Але в цій статті мова йде не про алгоритми керування, а про попередню оцінювання можливостей наявних двигунів і систем керування задовольнити технологічні вимоги.

Метою роботи є визначення меж зон регулювання швидкості векторно-керованого *IPMSM* у разі використання оптимальних стратегій керування «Максимальний момент на Ампер» (перша зона), «Послаблення поля» (друга зона) та «Максимальний момент на Вольт» (третя зона) залежно від обмеження на струм статора і його складові та від заданого моменту навантаження та визначення максимально припустимих навантажень з умови запобігання неповоротному розмагнічуванню постійних магнітів.

Матеріали і результати досліджень. Математичний опис *IPMSM* в оберտальній системі координат d - q , орієнтованій за вектором потокозчеплення постійних магнітів Ψ_{pm} , що застосовується під час синтезування систем векторного керування (СВК) має вигляд [1–6 та ін.]:

$$\begin{cases} u_d = i_d R + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e \Psi_q, \\ u_q = i_q R + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e \Psi_d, \\ \Psi_q = L_q i_q, \\ \Psi_d = \Psi_{pm} + L_d i_d, \\ M_a = k_m \Psi_{pm} i_q, \\ M_r = k_m (L_d - L_q) i_d i_q, \\ M = M_a + M_r = k_m (\Psi_{pm} i_q + \Delta L i_d i_q), \\ J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c, \end{cases} \quad (1)$$

де $u_d, u_q, i_d, i_q, \Psi_d, \Psi_q$ – проєкції просторових векторів напруги, струму і потокозчеплення статора на осі d і q ; R – активний опір статора; L_d, L_q – поздовжня і поперечна індуктивності статора ($L_d < L_q$); $\Delta L = L_d - L_q < 0$; M, M_a, M_r, M_c – електромагнітний момент двигуна, його активна і реактивна складові та момент статичного опору; ω, ω_e –

механічна та електрична кутові швидкості ротора; z_p – кількість пар полюсів; J – момент інерції двигуна;

$$\Delta L = L_d - L_q < 0; \quad (2)$$

$$\omega_e = z_p \omega, \quad k_m = \frac{3}{2} z_p. \quad (3)$$

Якщо в рівняннях напруги статора (перші 2 рівняння системи (1)) знехтувати падіннями напруги на активному опорі, то в усталеному режимі взаємозв'язок між амплітудою напруги, швидкістю двигуна та складовими струмів визначається виразом:

$$u_s = \sqrt{u_q^2 + u_d^2} \approx Z_p \omega \sqrt{(L_d i_q)^2 + (\psi_{pm} + L_d i_d)^2}, \quad (4)$$

Звідки:

$$\omega \approx \frac{u_s}{z_p \sqrt{(L_d i_q)^2 + (\psi_{pm} + L_d i_d)^2}}. \quad (5)$$

З (4) випливає можливість регулювання швидкості через змінювання трьох сигналів: u_s , i_d та i_q .

Регулювання швидкості до її номінального значення (перша зона) відбувається завдяки зміні напруги. Запас напруги (різниця між напругою ланки постійного струму перетворювача u_{dc} та номінальною напругою статора u_{sn}) використовується для форсування перехідних процесів. У другій зоні регулювання швидкості відбувається через збільшення d -складової струму у від'ємному напрямку, що зумовлює псевдопослаблення поля двигуна. Надмірне збільшення абсолютної величини струму i_d на тривалий час може спричинити незворотне розмагнічування постійних магнітів. Тому подальшого збільшення швидкості можна досягти тільки завдяки зменшенню q -складової струму статора (третя зона), що зменшує величину моменту статичного опору M_c , за якої може бути досягнуто бажане збільшення максимальної швидкості $\omega_{\max}$ в усталеному режимі.

Для аналізу усталених режимів і визначення точок перемикання стратегій керування зручно використовувати в системі координат i_d, i_q криві постійних струмів, постійних моментів, постійних напруг та постійних швидкостей.

Зі зв'язку між амплітудою струму статора та його складовими

$$i_s^2 = i_q^2 + i_d^2 \quad (6)$$

видно, що криві рівних струмів є колами радіусу i_s з центром у початку координат.

Криві постійних моментів є гіперболами, що знаходяться з рівняння моменту за однією з таких формул:

$$i_q = \frac{M}{k_m (\psi_{pm} + \Delta L i_d)}, \quad (7)$$

$$i_d = \frac{M - k_m \psi_{pm} i_q}{k_m \Delta L i_q}. \quad (8)$$

Для графічної інтерпретації рівнянь напруги (3) їх записують у вигляді [12]:

$$\left(\frac{u_s}{\omega_e} \right)^2 = L_q^2 i_q^2 + L_d^2 (i_d + i_{d0})^2, \quad (9)$$

де

$$i_{d0} = \psi_{pm} / L_d \quad (10)$$

– струм, що відповідає повному розмагнічуванню двигуна.

Рівняння (9) є рівнянням еліпса з центром у точці з координатами $[-i_{d0}, 0]$ і півосями:

$$r_d = \frac{u_s}{\omega_e L_d}, \quad r_q = \frac{u_s}{\omega_e L_q}. \quad (11)$$

У разі одночасної зміни напруги та швидкості, що відбувається під час розгону та гальмування двигуна в першій зоні, розмір еліпса визначає тільки відношення напруги до швидкості, яке за сталого прискорення майже не змінюється. За фіксованої швидкості такі еліпси є кривими постійних напруг (чим більше еліпс, тим більше напруга), а за фіксованої напруги (друга і третя зона) вони є кривими постійних швидкостей (чим менше еліпс, тим більше швидкість). У разі повного розмагнічування двигуна в усталеному режимі розглянутий еліпс вироджується в точку з координатами $[-i_{d0}, 0]$, якій відповідає нескінченна швидкість двигуна за нульового моменту статичного опору. Очевидно, що практичне досягнення такого режиму є неможливим.

На рис. 1 показано діаграми розподілення складових струму статора в разі тризонного регулювання швидкості IPMSM у відносних одиницях $\bar{i} = i / i_{sn}$, $\bar{M} = M / M_n$, $\bar{\omega} = \omega / \omega_n$ у системі координат $\bar{i}_q(\bar{i}_d)$. На рис. 1 зображена гіпербола постійного моменту $M = M_j + M_c$, яка в пуско-гальмівних режимах складається з динамічної M_j та статичної M_c складових. З рисунку видно, що один і той же момент двигуна M можна забезпечити за різних сполучень складових струму i_d та i_q . Тому ви-

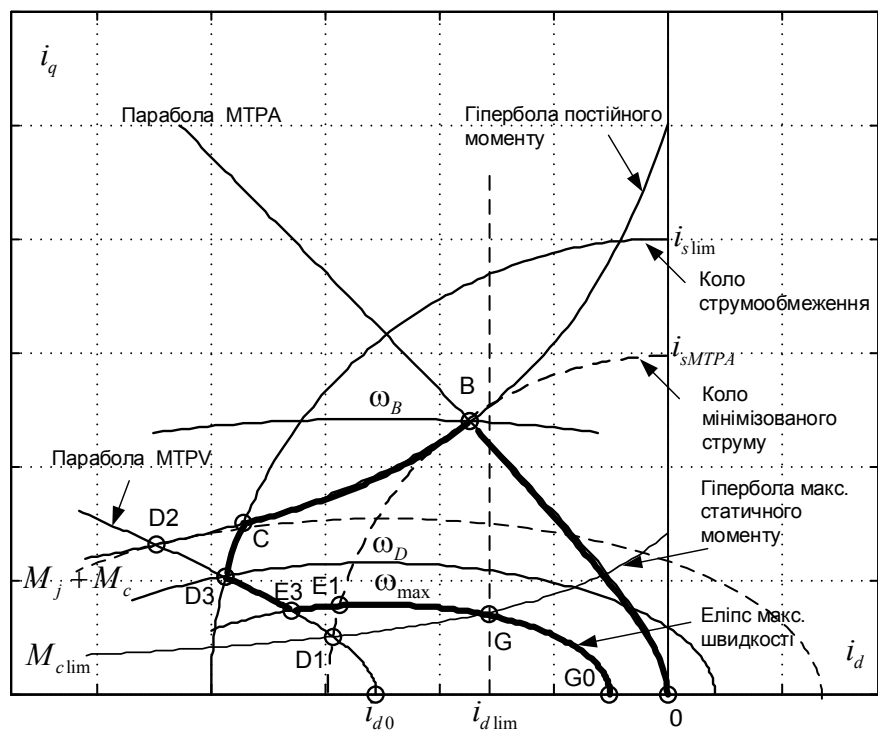


Рис. 1

никає задача вибору такого їхнього сполучення, яке б забезпечило мінімальний струм або мінімальну напругу статора. Першому критерию відповідає відома оптимальна стратегія керування «Максимальний момент на Ампер» (*Maximal Torque per Ampere* – МТРА), а другому – стратегія «Максимальний момент на вольт» (*Maximal Torque per Volt* – МТРВ). Ці обидві стратегії надзвичайно важливі в умовах живлення двигуна від автономного джерела енергії, де треба забезпечити максимальний момент за обмеженої потужності. Додатковою перевагою стратегії МТРА є мінімізація втрат у міді, а стратегії МТРВ – мінімізація втрат у сталі від вихрових струмів.

Для графічної інтерпретації цих критеріїв треба побудувати коло струмів та еліпс напруги, що є дотичними до гіперболи моменту, які зображені на рис. 1 пунктиром.

У багатьох роботах доведено, що в першій зоні найкращі результати можна дістати у разі використання стратегії МТРА, для якої складові струму статора пов'язуються між собою співвідношенням [1–3, 15, 17–19]

$$i_{dMTPA} = -\frac{\Psi_{pm}}{2\Delta L} - \sqrt{\frac{\Psi_{pm}^2}{4\Delta L^2} + i_{qMTPA}^2} \quad (12)$$

Стратегія МТРВ, яка використовується для регулювання швидкості в третій зоні, описується залежністю [1–3, 12]:

$$i_{dMTPV} = -\frac{\Psi_{pm}}{2\Delta L} \cdot \left(2 - \frac{L_q}{L_d}\right) - \frac{L_q}{L_d} \sqrt{\frac{\Psi_{pm}^2}{4\Delta L^2} + i_{qMTPV}^2} \quad (13)$$

Параболи МТРА та МТРV, побудовані за формулами (11) та (12), додано на рис. 1. Перша з них є екстремаллю, що мінімізує струм статора за заданого моменту. Друга є екстремаллю, що мінімізує напругу статора за заданого моменту і заданої швидкості або максимізує швидкість за обмеженої напруги. Як бачимо, вони проходять через точки, в яких парабола постійного моменту торкається кола мінімального струму та еліпса мінімальної напруги (пунктирні криві) відповідно.

На ділянці *ОВ* діаграми рис. 1 відбувається швидке формування бажаних складових струму статора і моменту двигуна, а регулювання швидкості в першій зоні внаслідок змінювання напруги статора з заданим моментом відбувається в точці *В*. Швидкість двигуна в цій точці у разі досягнення напругою статора рівня обмеження є межею першої зони. Цю зону в англійській літературі називають *Constant Torque Region*.

Перехід з параболи МТРА на параболу МТРV може відбуватися через збільшення струму i_d у від'ємному напрямку (псевдопослаблення поля) за колом постійного струму з поступовим зменшенням моменту (траєкторія *BD1*) або за гіперболою постійного моменту з поступовим збільшенням амплітуди струму статора (траєкторія *BD2*). Таке регулювання відбувається в другій зоні за стратегією керування, яку називають *Field Weakening Control* (FWC). У разі керування з постійним струмом, яке відбувається з постійною потужністю (*Power Constant Region*) може статися так, що коло постійного струму перетне параболу МТРV за швидкості, що перевищує максимальну швидкість двигуна ω_{max} . Це означає, що вхід у третю зону не відбудеться (траєкторія *BE1*). У другому випадку можливо досягнення струмом максимально припустимого рівня i_{slim} . Тоді алгоритм керування перемикається на регулювання швидкості з постійним струмом, а робота в другій зоні відбувається за траєкторією *BCD3*. Швидкість двигуна в точках *D1*, *D2* або *D3* визначає межу другої зони без урахування обмежень на струм і швидкість.

Після досягнення двигуном траєкторії МТРV починається регулювання швидкості в третій зоні через зменшення *q*-складової струму статора за одночасного зменшення модуля *d*-складової (траєкторія *D3E3*). Це призводить до ще більш інтенсивного зменшення моменту, тобто регулювання відбувається зі зменшенням потужності.

Максимально можлива швидкість двигуна ω_{max} залежить не тільки і не стільки від законів керування, а від технологічних і конструктивних обмежень. Вона зазвичай вказується в паспорті двигуна. Після досягнення двигуном заданої швидкості відбувається зменшення електромагнітного моменту двигуна завдяки зникненню його динамічної складової до рівня моменту статичного опору, яке відбувається за еліпсом постійної швидкості до точки перетину з гіперболою статичного моменту (траєкторія *E3G* – третя зона або *E1G* – друга зона). Під час роботи на усталеній швидкості ($\omega = \text{const}$, $M_j = 0$) необхідно обмежити модуль струму i_d на рівні i_{dlim} , за якого надійно унеможливується неповоротне розмагнічування постійних магнітів. У режимі ідеального холостого ходу ($M_c = 0$) робочою точкою стає точка *G0*, розташована на тому ж самому еліпсі. Процес гальмування двигуна відбуватиметься в зворотному напрямку аналогічними траєкторіями в 3-му квадранті з урахуванням реверсу динамічного моменту.

З виконаного аналізу роботи приводу випливає, що під час синтезування системи оптимального керування важливо визначити, у яких зонах буде здійснюватися регулювання швидкості, який момент статичного опору забезпечується й за яких струмів відбувається керування. Для відповіді на ці питання необхідно визначити координати всіх характерних точок на діаграмах, зображених на рис. 1.

Щоби визначити величину мінімізованого струму, що утворює заданий момент у разі роботи в першій зоні, необхідно знайти координати точки *В* перетину параболи МТРА та гіперболи заданого моменту за допомогою чисельного розв'язання нелінійного рівняння:

$$\frac{M - k_m \psi_{pm} i_{qB}}{k_m \Delta L i_{qB}} + \frac{\psi_{pm}}{2\Delta L} + \sqrt{\frac{\psi_{pm}^2}{4\Delta L^2} + i_{qB}^2} = 0, \quad (14)$$

яке після перетворень набуває вигляду неповного алгебраїчного рівняння четвертого степеня щодо i_{qB} [1]:

$$i_{qB}^4 + \frac{M \psi_{pm}}{k_m \Delta L^2} i_{qB} - \left(\frac{M}{k_m \Delta L} \right)^2 = 0, \quad (15)$$

З (7) можна розрахувати i_{dB} і знайти відстань цієї точки від початку координат за формулою (5), як це показано на рис. 1. Знайдена точка перетину розташована на колі з радіусом

$$i_{sMTPA} = i_{sB}(M) = \sqrt{i_{qB}^2(M) + i_{dB}^2(M)}, \quad (16)$$

дотичному до гіперболи заданого моменту.

Щоби визначити межу регулювання швидкості в першій зоні ω_B , яку зазвичай називають основною (*base speed*), необхідно в рівняння (4) підставити значення i_{dB} та i_{qB} номінальну напругу, що обирається за формулою:

$$\omega_{lm} = \omega_B \approx \frac{u_{sn}}{z_p \sqrt{[L_q i_{qB}(M)]^2 + [\psi_{pm} + L_d i_{dB}(M)]^2}}. \quad (17)$$

Графіки залежностей $\bar{\omega}_B(\bar{M})$, $\bar{i}_{sB}(\bar{M})$ та $\bar{u}_{sB}(\bar{M})$ наведено на рис. 2 ($\bar{\omega}_B = \omega_B / \omega_n$, $\bar{i}_{sB} = i_{sB} / i_{sn}$, $\bar{u}_{sB} = u_{sB} / u_{sn}$). Він побудований для двигуна з параметрами $I_n = 7.1$ А, $U_{ln} = 97$ В, $n_n = 2000$ об./хвил.; $z_p = 2$, $M_n = 1.67$ Нм, $J = 0.0005$ кг·м², $\psi_{pm} = 0.0785$ Вб, $R = 0.57$ Ом, $L_d = 8.72$ мГн, $L_q = 22.78$ мГн. З рис. 2 видно, що перехід у другу зону відбувається за швидкості, яка за малих навантажень може значно перевищувати номінальну. Це обумовлено тим, що у разі використання алгоритму МТРА, як показано, наприклад, у [17] поряд з мінімізацією i_s/M значно зменшується і відношення u_s/M , що дає змогу за номінальної напруги досягти вищої швидкості.

Щоби визначити межу регулювання швидкості в другій зоні за постійного струму i_s необхідно розрахувати координати точки $D1$ перетину кола максимального струму з параболою МТРВ за допомогою розв'язання нелінійного рівняння:

$$\sqrt{i_s^2 - i_{qD1}^2} + \frac{\psi_{pm}}{2\Delta L} \cdot \left(2 - \frac{L_q}{L_d} \right) + \frac{L_q}{L_d} \sqrt{\frac{\psi_{pm}^2}{4\Delta L^2} + i_{qD1}^2} = 0 \quad (18)$$

щодо i_{qD1} , потім розрахувати i_{dD1} за формулою (12) і розрахувати межу другої зони за формулою:

$$\omega_{2m} = \omega_{D1} \approx \frac{u_n}{z_p \sqrt{[L_q i_{qD1}(M)]^2 + [\psi_{pm} + L_d i_{dD1}(M)]^2}}. \quad (19)$$

Після визначення межі другої зони її порівнюють з максимальною швидкістю двигуна ω_{max} . У випадку, коли $\omega_{2m} \geq \omega_{max}$, регулювання швидкості в третій зоні не потрібно, і систему керування можна спростити, обмежившись двозонним регулюванням.

Якщо регулювання швидкості в другій зоні відбувається з постійним моментом, то ордината точки $D2$ перетину гіперболи моменту з параболою МТРВ знаходиться за допомогою розв'язання нелінійного рівняння:

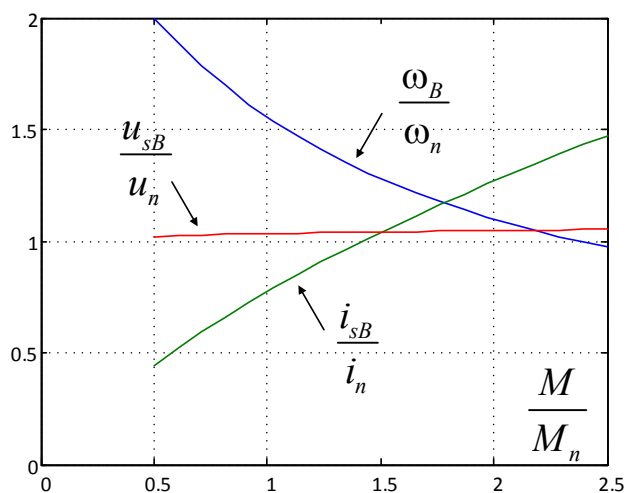


Рис. 2

$$\frac{M - k_m \psi_{pm} i_{qD2}}{k_m \Delta L i_{qD2}} + \frac{\psi_{pm}}{2\Delta L} \cdot \left(2 - \frac{L_q}{L_d}\right) + \frac{L_q}{L_d} \sqrt{\frac{\psi_{pm}^2}{4\Delta L^2} + i_{qD2}^2} = 0, \quad (20)$$

потім необхідно розрахувати i_{dD2} за формулою (12) і визначити амплітуду струму i_{sD2} у цій точці. Якщо отриманий струм виявиться більше максимально припустимого ($i_{sD2} > i_{s\lim}$), то треба розрахувати ординату точки $D3$ перетину кола максимального струму з параболою МТРВ i_{qD3} за допомогою розв'язання нелінійного рівняння (18) із аргументом i_{qD3} і максимально припустимим струмом $i_s = i_{s\lim}$, потім розрахувати i_{dD3} за формулою (12) і розрахувати межу другої зони за формулою:

$$\omega_{2m} = \omega_{D3} \approx \frac{u_n}{z_p \sqrt{[L_q i_{qD}(M)]^2 + [\psi_{pm} + L_d i_{dD}(M)]^2}}. \quad (21)$$

Графік залежності межі другої зони під час розгону зі сталим моментом від величини цього моменту показано на рис. 3, а, а графік залежності межі другої зони під час розгону зі сталим струмом від величини цього струму – на рис. 3, б.

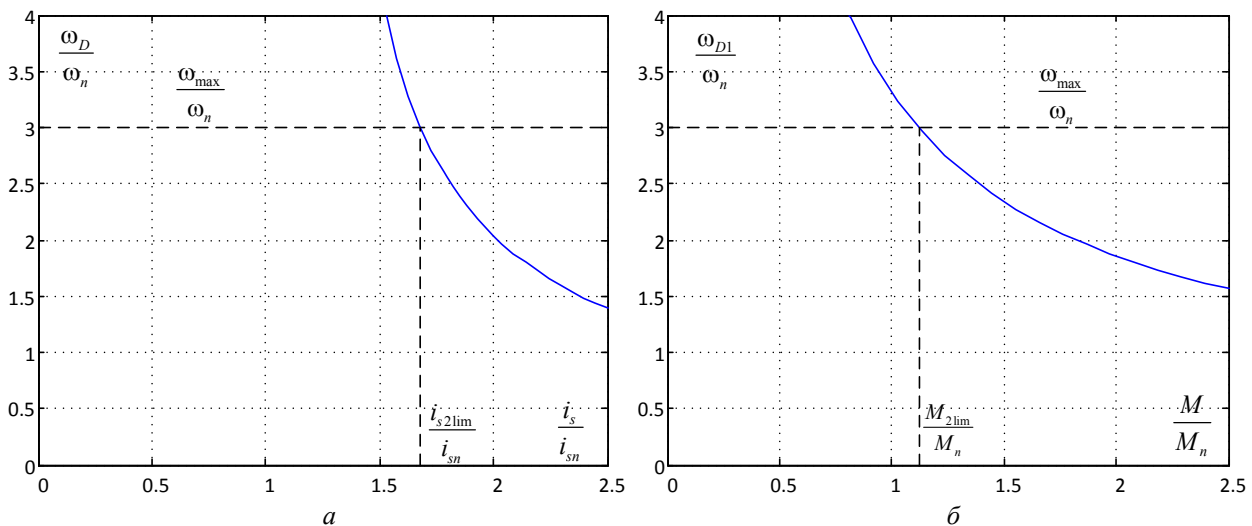


Рис. 3

Графіки залежностей $\bar{\omega}_D(\bar{i}_s)$, $\bar{\omega}_{\max}(\bar{i}_s)$ та $\bar{u}_{sB}(\bar{i}_s)$ наведено на рис. 3 ($\bar{\omega}_D = \omega_D / \omega_n$, $\bar{i}_B = i_B / i_{sn}$, $\bar{u}_{sB} = u_{sB} / u_{sn}$, $\bar{\omega}_{D1} = \omega_{D1} / \omega_n$, $\bar{M}_{2\lim} = M_{2\lim} / M_n$). З рис. 3 видно, що під час роботи зі сталим моментом максимальної швидкості можна досягти без застосування третьої зони у разі розгону з $M \leq M_{2\lim}$, а під час роботи зі сталим струмом – за умови $i_s \leq i_{s2\lim}$.

Залишилося тільки визначити, з яким моментом може працювати двигун в усталеному режимі.

З аналізу динамічних режимів видно, що під час регулювання швидкості в другій та третій зонах d -складова струму може перевищувати значення i_{d0} , яке відповідає повній компенсації цим струмом потокозчеплення постійних магнітів. Такого не можна допустити під час роботи в усталеному режимі, тому що це може призвести до безповоротного розмагнічування магнітів. Щоб цього не відбулося, абсолютна величина струму i_{d0} в усталеному режимі не мусить перевищувати приблизно половину струму повного розмагнічування:

$$|i_{d\lim}| \approx i_{d0} / 2. \quad (22)$$

Щоби дотриматися цього обмеження, гіпербола максимального статичного моменту на максимальній швидкості мусить перетинати еліпс максимальної швидкості за умови $i_d = -i_{d\lim}$ (точка на рис. 1).

З рівняння (8) розраховуємо

$$i_{qG} = \sqrt{(u_{s\lim}/\omega_{\lim})^2 - L_d^2(i_{d\lim} + i_{d0})^2} / L_q, \quad (23)$$

а потім

$$M_{c\lim} = k_m(\psi_{pm}i_{qG} + \Delta L i_{d\lim}i_{qG}). \quad (24)$$

Цю методику можна використати для визначення максимального навантаження на будь-якій іншій швидкості, а також для розв'язання зворотної задачі: визначити максимальну швидкість, на якій можлива тривала робота в усталеному режимі з бажаним навантаженням. Відповідні графіки для $|i_{d\lim}| = i_{d0}/2$ показано на рис. 4. ($\bar{M}_{c\lim} = M_{c\lim}/M_n$, $\bar{\omega}_{\lim} = \omega_{\lim}/\omega_n$).

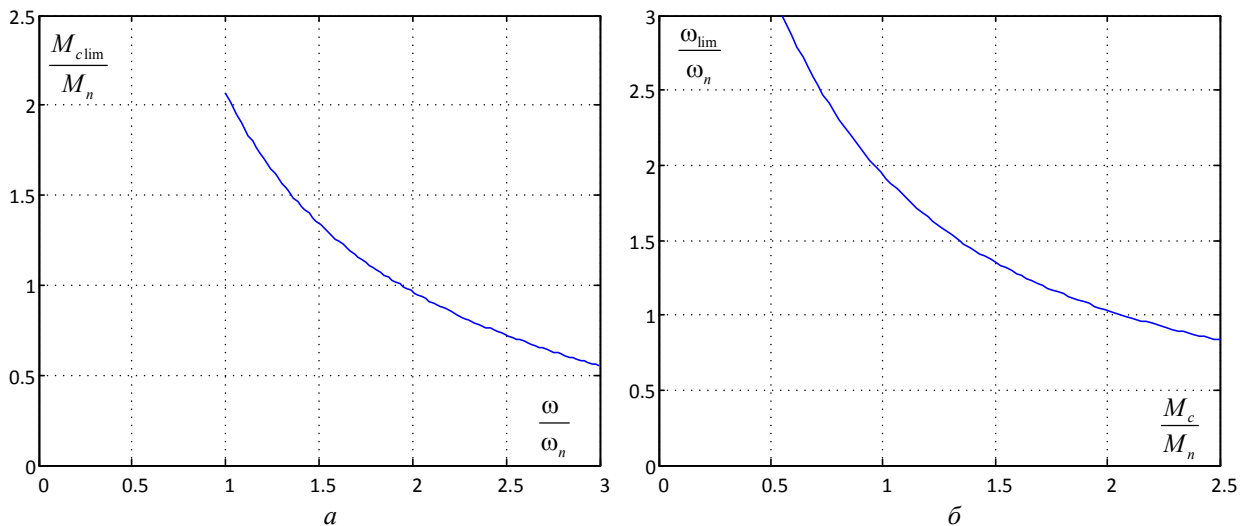


Рис. 4

Висновки. У роботі ретельно досліджено фазові траєкторії складових струму статора явнопольного синхронного двигуна з постійними магнітами за тризонного регулювання швидкості із застосуванням у першій зоні стратегії МТРА, у другій – стратегії FWC та в третій – стратегії МТРВ. На основі виконаного аналізу запропонована методику і наведені формули та рівняння для розрахунку меж першої та другої зон, які змінюються залежно від електромагнітного моменту, обмеження на струм і алгоритму роботи системи керування, а також методику визначення максимального статичного моменту, з яким двигун може працювати в усталеному режимі на будь-якій швидкості без ризику неповоротного розмагнічування постійних магнітів. Останню методику можна запропонувати і для розв'язання зворотної задачі: визначити максимальну швидкість, на якій можлива тривала робота в усталеному режимі з бажаним навантаженням.

Використання запропонованих методик на стадії синтезу системи керування дасть змогу уточнити, чи потрібно для досягнення максимальної швидкості регулювання її в другій та третій зонах, до якої швидкості можна розганяти двигун, щоб він міг надійно працювати в усталеному режимі із заданим навантаженням, і яке навантаження двигун може витримати на заданій швидкості.

1. Schröder D. Elektrische Antriebe. Regelung von Antriebssystemen. 3. bearbeitete Auflage. Springer: Berlin, Heidelberg; 2009. 1336 p.
2. Krishnan R. Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives. CRC Press; 2010. 564 p.
3. Bose B. K. Modern power electronics and AC drives. New Jersey: Prentice Hall PTR; 2002. 711 p.
4. Sul S.-K. Control of electric machine drive systems. Willey-IEEE Press; 2011. 424 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9780470876541>
5. Doncker R.D., Pule D.W.J, Veltman A. Advanced electrical drives. Analysis, modeling, control. Berlin: Springer; 2011. p. 455. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-94-007-0181-6>
6. Agrawa I.J., Bodkhe S. Steady-state analysis and comparison of control strategies for PMSM. Modelling and Simulation in Engineering; 2015. 11 p. DOI: <https://doi.org/10.1155/2015/306787>
7. Naomitsu Urasaki, Yohei Noguchi, Abdul Motin Howlader, Yuri Yonaha, Atsushi Yona & Tomonobu Senjyu. Wide-speed Range Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor with Parameter Identi-

- fication, *Electric Power Components and Systems*, 2009, 37:8, 847–865. DOI: <https://doi.org/10.1080/15325000902817218>
8. Itani K., De Bernardinis A., Khatir Z. and Jammal A. Optimal traction and regenerative braking reference current synthesis for an IPMSM motor using three combined torque control methods for an Electric Vehicle, *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Dearborn, MI, USA, 2016. Pp. 1-6, DOI: <https://doi.org/10.1109/ITEC.2016.7520214>
 9. Yang N., Luo G., Liu W., and Wang K. Interior permanent magnet synchronous motor control for electric vehicle using look-up table, in *Proc. IEEE Power Electron. Motion Control Conf.*, 2012, Pp. 1015–1019. DOI: <https://doi.org/10.1109/IPEMC.2012.6258940>
 10. Jung S., Hong J. and Nam K. Current Minimizing Torque Control of the IPMSM Using Ferrari's Method, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Dec. 2013. Vol. 28. No. 12. Pp. 5603–5617. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2245920>
 11. Pan C. T. and Sue S. M. A linear maximum torque per ampere control for IPMSM drives over full-speed range, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Jun. 2005. Vol. 20. No. 2. Pp. 359–366. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2004.841517>
 12. Li J. et al. Deep flux weakening control with six-step overmodulation for a segmented interior permanent magnet synchronous motor, *20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Sydney, NSW, Australia, 2017. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2017.8056517>
 13. Pan Ching-Tsai and Sue S.-M. A linear maximum torque per ampere control for IPMSM drives over full-speed range in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, June 2005 Vol. 20. No. 2. Pp. 359–366. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2004.841517>
 14. Tolochko O.I., Bovkunovych V.S., Sopiha M.V. Structural Implementation of Three-Zone Speed Control System of Synchronous Motor with Permanent Magnets Using Optimal Control Strategies. *Visnik of Vinnytsia Polytechnical Institute*. 2017. No 5. Pp. 101–107. (Ukr)
 15. Chy M.M. I. and Uddin M.N. Analysis of Flux Control for Wide Speed Range Operation of IPMSM Drive. *Large Engineering Systems Conference on Power Engineering*, Montreal, QC, Canada, 2007. Pp. 256–260. DOI: <https://doi.org/10.1109/LESCPE.2007.4437388>
 16. Atashin S. A., Zarchi H. A. and Arab Markadeh G. R. Maximum Torque of IPMSM in Wide Speed Range Based on Current Angle Approach. *11th Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, Tehran, Iran, 2020. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDSTC49159.2020.9088458>
 17. Miguel-Espinar, C., Heredero-Peris, D., Gross, G., Llonch-Masachs, M., & Montesinos i Miracle D. Maximum Torque per Voltage Flux-Weakening strategy with speed limiter for PMSM drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 1–1. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3020029>
 18. Bolognani S., Petrella R, Prearo A. and Sgarbossa L. On-line tracking of the MTPA trajectory in IPM motors via active power measurement. *The XIX International Conference on Electrical Machines – ICEM*. 2010, Rome, Italy, 2010. Pp. 1–7. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2010.5607843>
 19. Tolochko O., Energy Efficient Speed Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor. Chapter in the free-open book, *Applied Modern Control*, 2019. 20 p. DOI: <https://doi.org/10.5772/intechopen.80424>

DEVELOPMENT OF AN ALGORITHM FOR SWITCHING CONTROL STRATEGIES OF SALIENT SYNCHRONOUS MOTORS WITH PERMANENT MAGNETS

O.I. Tolochko, O.O. Burmelov, Ya.O. Kalenchuk

National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»

pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

e-mail: tolochko.ola@gmail.com, oleksii.burmelov@gmail.com

In this paper, a detailed analysis of the control algorithms for a permanent magnet synchronous motor in a wide range of speeds is carried out using the optimal strategies: "Maximum torque per ampere" (first zone), "Field weakening mode" (second zone) and "Maximum torque per volt" (third zone). A method for determining the boundaries of the first and second zones, as well as a method for determining the maximum static moment with which the motor can operate without the risk of irreversible demagnetization of permanent magnets, was proposed. It allows determining the maximum possible operating speed of the motor at a given load, the maximum motor load at a given speed, as well as the advisability of using the third control zone to achieve the maximum motor speed. References 19, figures 4.

Keywords: electric drive, synchronous motor, permanent magnets, maximum torque per ampere, field weakening, maximum torque per volt, coordinate restrictions.

Надійшла: 12.04.2021

Received: 12.04.2021

УДК 621.313.16

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.039>

АНАЛІЗ РЕЖИМІВ РОБОТИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА ПІДВІСНОЇ КАНАТНОЇ ДОРОГИ ПРИ ВИКОРИСТАННІ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ

М.В. Печеник*, канд.техн.наук., **С.О. Бур'ян****, канд.техн.наук., **Г.Ю. Землянхін*****,
Д.В. Руднєв

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

e-mail: annzemlya@gmail.com

До систем безперервного транспорту, в тому числі й канатним конвеєрам, що призначені для переміщення людей та вантажів, пред'являються досить жорсткі вимоги щодо безпеки та енергетичної ефективності їхньої роботи. Зазвичай підвісні канатні дороги, що експлуатуються, мають нерегульований електропривод із системою плавного пуску. Серед шляхів забезпечення вказаних вимог є використання сучасних регульованих електроприводів. У роботі розглянуто електромеханічну систему з векторно-керованим асинхронним електродвигуном. На основі отриманої моделі в межах пакета прикладних програм MATLAB/Simulink проведено дослідження динамічних характеристик електропривода підвісної канатної дороги. Надано аналіз характеру розподілу динамічної похибки за швидкістю руху та втрат потужності залежно від навантаження та швидкості переміщення канатного тягового елемента транспортної системи. Наведені в статті результати дають змогу обирати раціональні електроприводи для систем безперервного транспорту з канатними тяговими елементами. Бібл. 4, рис. 5, табл.

Ключові слова: підвісна канатна дорога, векторне керування, тяговий елемент, втрати потужності, динамічна похибка.

Вступ. Останнім часом спостерігається тенденція дедалі більшого застосування конвеєрних транспортних систем як з гнучкими, так і з жорсткими тяговими елементами, що мають високу продуктивність та добрі умови експлуатації. Достатньо перспективними є системи з використанням канатного тягового елемента, які у вигляді підвісних канатних доріг використовуються у вугільній, гірничорудній промисловості, у сфері туризму та забезпечують переміщення людей і вантажів у важко доступних гірських районах, а також у місцевості зі складним рельєфом [1].

Здебільшого такі електромеханічні системи використовують нерегульований електропривод із системою плавного пуску, водночас у статичних режимах роботи лінійна швидкість руху є незмінною. У процесі роботи транспортного засобу на переміщуваній вантаж діють зовнішні збурювальні чинники, які визначаються погодними умовами (вітрове навантаження, вологість) та викликають коливання в канаті, перевантаження в механічних вузлах. За таких обставин для забезпечення необхідного рівня безпеки транспортування пасажирів та вантажу доцільно за допомогою зміни швидкості руху тягового каната мінімізувати рівень коливань елементів, які несуть вантаж, внаслідок покращення характеристик динамічних процесів в електромеханічній системі механізму.

Одним із напрямів розв'язання таких питань є використання сучасних регульованих систем електроприводів, зокрема з векторно-керованими асинхронними електроприводами, які поряд із високою точністю відпрацюванням заданого закону керування дають змогу забезпечувати високий рівень показників динамічних процесів [2].

Характер технологічного процесу роботи підвісної канатної дороги передбачає широкий спектр змін навантажень, що суттєво впливає як на енергетичні параметри електромеханічної системи, так і на рівень безпеки функціонування транспортної системи.

Тому під час впровадження в оснащення підвісних канатних доріг нових систем електропривода досить актуальним завданням є оцінювання характеристик статичних та динамі-

© Печеник М.В., Бур'ян С.О., Землянхін Г.Ю., Руднєв Д.В., 2021

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-4527-1125>, ** <https://orcid.org/0000-0002-4947-0201>,

*** <https://orcid.org/0000-0002-9653-8416>

чних режимів роботи електромеханічної системи за наявності електропривода, що пропонується.

Мета роботи. Дослідити характер змін втрат енергії та динамічної похибки за швидкістю руху підвісної канатної дороги в разі різних навантажень та встановленої швидкості тягового каната для випадку використання електромеханічної системи з векторно-керованим асинхронним електроприводом.

Основні матеріали і результати досліджень.

Для проведення досліджень використано електромеханічну систему, функціональна схема якої наведена на рис. 1.

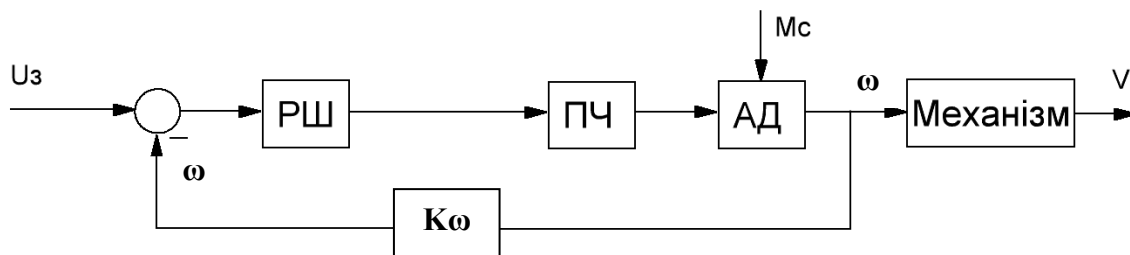


Рис. 1

У схемі прийнято такі позначення: РШ – регулятор швидкості, використовує ПІ - закон керування; ПЧ – перетворювач частоти; АД – асинхронний електродвигун; M_c – момент статичного навантаження; $K\omega$ – коефіцієнт передачі зворотного зв'язку за швидкістю; v – лінійна швидкість переміщення тягового елемента; ω – кутова швидкість обертання електродвигуна.

Під час розроблення математичної моделі електромеханічної системи електродвигун, перетворювач частоти та регулятор швидкості описано диференціальними рівняннями за допомогою відомих методів [3, 4], отримано математичну модель електромеханічної системи, на базі якої в межах пакета прикладних програм “MATLAB” розроблено модель для дослідження динамічних режимів роботи електромеханічної системи підвісної канатної дороги з урахуванням векторно-керованого асинхронного електродвигуна.

Дослідження виконано на прикладі підвісної канатної дороги з такими параметрами: продуктивність – 400 чол/год; довжина – 700 м; номінальна потужність асинхронного двигуна – 200 кВт; номінальна частота обертання – 1500 об/хв.

Програма досліджень має в собі пуск до сталої швидкості без навантаження. У момент часу з 2.1 с до 3.1 с прикладається навантаження у вигляді статичного моменту, після цього відбувається гальмування.

Дослідження виконано за 3 етапи:

1. Для варіації навантаження тягового елемента $M_c = M_{ch}$, $M_c = 1.1M_{ch}$, $M_c = 0.9M_{ch}$, $M_c = 0.8M_{ch}$, $M_c = 0.7M_{ch}$, $M_c = 0.6M_{ch}$, $M_c = 0.5M_{ch}$, $M_c = 0.4M_{ch}$, $M_c = 0.3M_{ch}$, $M_c = 0.2M_{ch}$, лінійна швидкість руху $v = v_n = 2.2 \text{ м/с}$, кутова – $\omega = \omega_n$, де v , v_n – відповідно поточна та номінальна лінійна швидкість сталого руху тягового елемента; M_c , M_{ch} – поточне та номінальне навантаження підвісної канатної дороги, ω_n – номінальна кутова швидкість електродвигуна.
2. Для варіації M_c , що і в п. 1, для випадку $v = 0.73 \cdot v_n = 1.6 \text{ м/с}$.
3. Для варіації M_c , що і в п. 1, для випадку $v = 0.45 \cdot v_n = 1 \text{ м/с}$.

Результати досліджень наведено на рис. 2 та 3 і в табл. 1. На рис. 2 наведено такі графіки коли $M_c = M_{ch}$, $\omega = \omega_n$: а) діаграма швидкості руху, б) динамічна похибка відпрацювання швидкості, в) втрати потужності. На рис. 3, а, б наведено графіки динамічної похибки відпрацювання кутової швидкості та втрат активної потужності коли $M_c = 0.2M_{ch}$, $\omega = \omega_n$ відповідно.

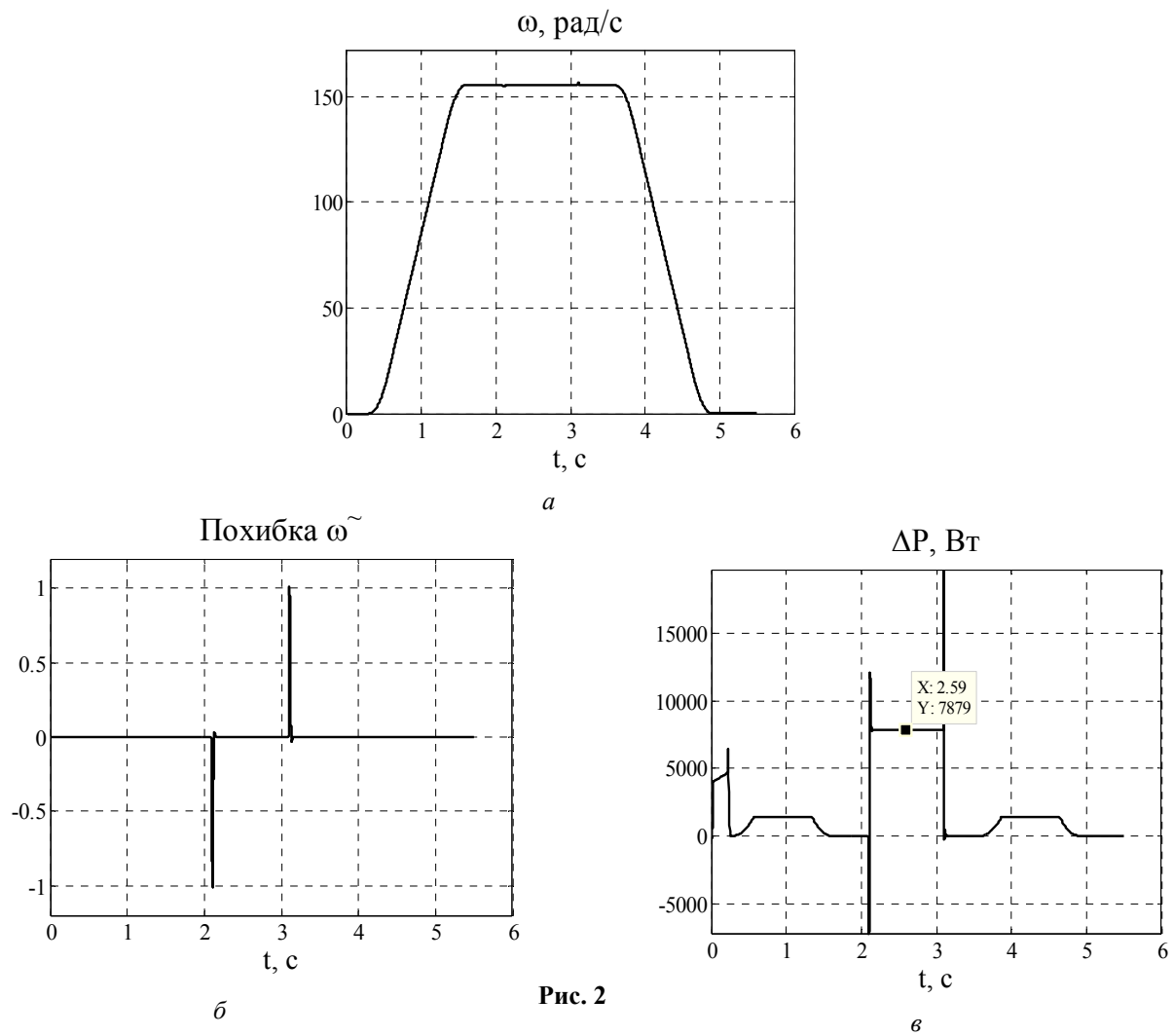


Рис. 2

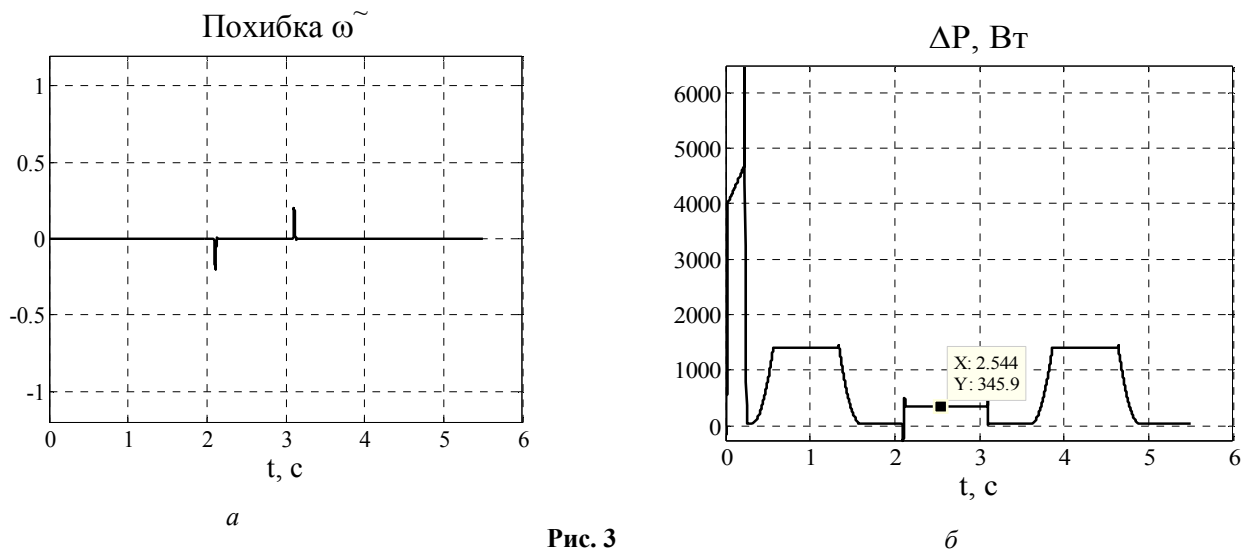


Рис. 3

Аналогічно проведено дослідження для $M_c = 1.1M_{ch}$; $M_c = 0.9M_{ch}$; $M_c = 0.8M_{ch}$; $M_c = 0.7M_{ch}$; $M_c = 0.6M_{ch}$; $M_c = 0.5M_{ch}$; $M_c = 0.4M_{ch}$; $M_c = 0.3M_{ch}$.

Результати досліджень наведено на рис. 4 та в таблиці, водночас втрати ΔP та максимальне значення похибки відпрацювання швидкості визначалися в статичному режимі коли $t = (2,1 - 3,1)$ с. На рис. 4, *a* наведено графік розподілу втрат потужності залежно від варіації

навантаження коли $\omega = \omega_n$, на рис. 4, б – характер зміни максимальної динамічної похибки відпрацювання швидкості залежно від зміни навантаження коли $\omega = \omega_n$.

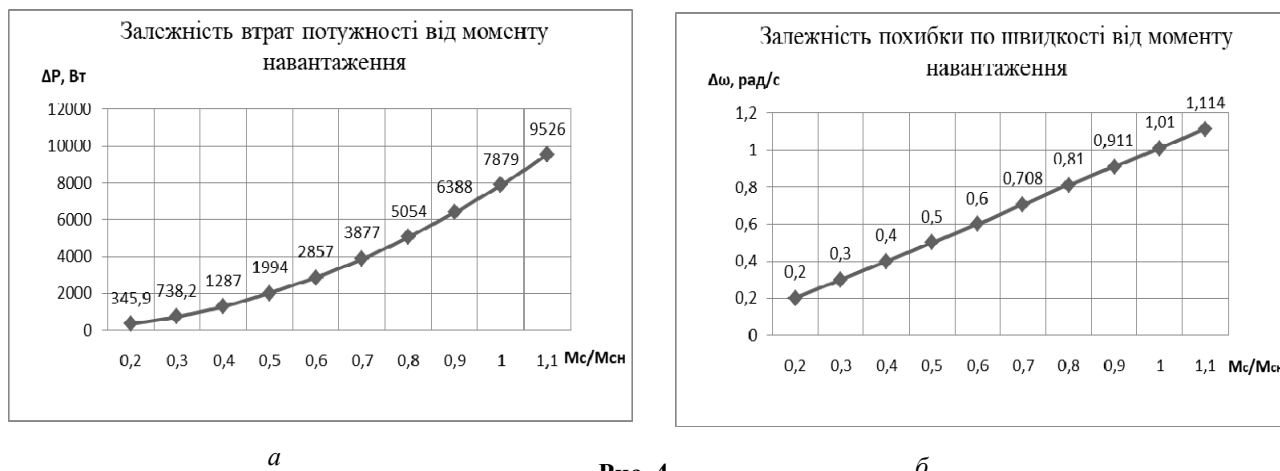


Рис. 4

Таблиця

$\frac{M_c}{M_{сн}}$	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1
$\Delta P, \text{Вт}$	345.9	738.2	1287	1994	2857	3877	5054	6388	7879	9526
$\Delta P, \%$	0.85	1.21	1.58	1.95	2.32	2.69	3.06	3.42	3.78	4.15
$\tilde{\omega}, \text{рад/с}$	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.81	0.91	1.01	1.11
$\tilde{\omega}, \%$	0.12	0.19	0.25	0.32	0.38	0.45	0.52	0.58	0.64	0.71

У таблиці позначено: $\Delta P_i = P_{a_i} - P_{m_i}$; $\Delta P, \% = \frac{P_{a_i} - P_{m_i}}{P_{a_i}} \times 100$; $\tilde{\omega} \% = \frac{\tilde{\omega}_i}{\tilde{\omega}_n} \times 100$; P_{a_i} – споживана активна потужність; P_{m_i} – механічна потужність на валу електродвигуна; $\tilde{\omega}_i$ – похибка за швидкістю.

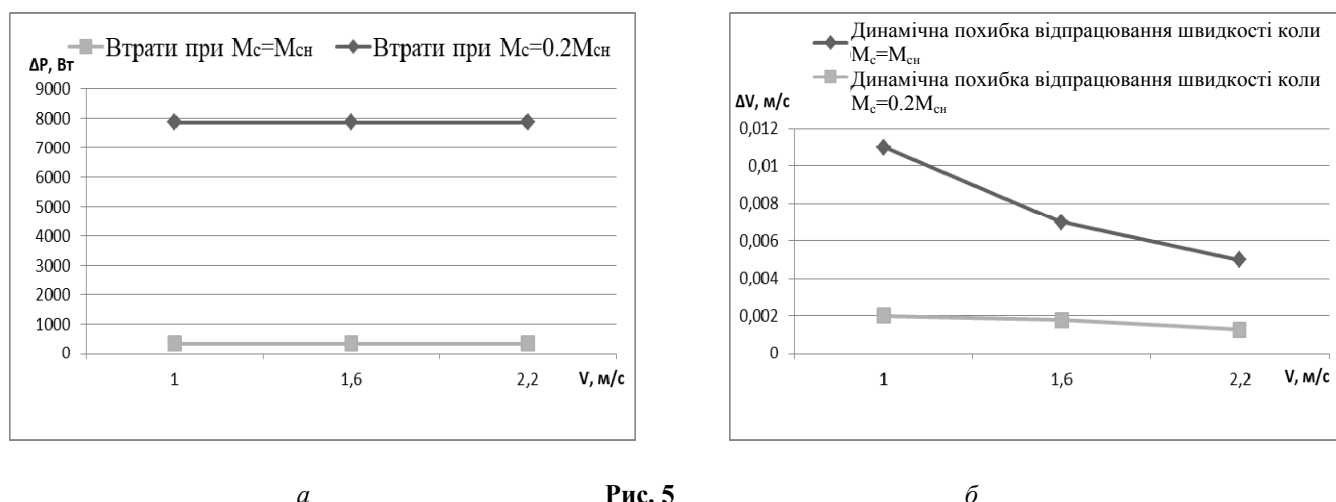


Рис. 5

Характер змінювання втрат активної потужності та динамічної похибки відпрацювання лінійної швидкості за варіацій навантаження та швидкості усталеного руху тягового каналу надано на рис. 5, а, б відповідно.

Отримані результати показують, що в разі коливань моменту статичного навантаження від $0.2 M_{сн}$ до $1.1 M_{сн}$ втрати потужності змінюються в межах від 0.86 % коли $M_c = 0.2 M_{сн}$ до 4.15 % коли $M_c = 1.1 M_{сн}$ від споживаної активної потужності. Динамічна похибка за швидкістю в такому діапазоні змін навантаження коливається в межах від 0.12 % до 0.71 % від номінальної сталої швидкості руху тягового елемента, що є допустимим за умовами безпеки

переміщення пасажирів за допомогою канатної дороги. Похибка за швидкістю відпрацьовується в межах 0.1 с. Після закінчення перехідного процесу швидкість руху тягового канату встановлюється на рівні заданої величини.

Висновки. Аналіз отриманих результатів досліджень показує, що система електропривода з векторно-керованим асинхронним двигуном має достатньо високі показники щодо втрат потужності в усьому можливому діапазоні коливань навантаження, водночас рівень динамічної похибки швидкості не перевищує допустимої величини для підвісних канатних доріг. Зважаючи на це, система електропривода з векторно-керованим асинхронним двигуном повною мірою відповідає вимогам безпеки експлуатації канатної транспортної системи безперервної дії і може бути рекомендована для використання під час проектування нових і модернізації діючих систем підвісних канатних доріг.

1. Дукельский А.И. Подвесные канатные дороги. М. 1966. 130 с.
2. Janusz Kowal, Jacek Snamina, Andrzej Podiadlo, Jaroslaw Konieczny Static and dynamic analysis of the cableway. *Researchgate*. 2008. URL: https://www.researchgate.net/publication/258297882_Static_and_dynamic_analysis_of_the_cableway.
3. Пересада С.М., Ковбаса С.М. Узагальнений алгоритм прямого векторного керування асинхронним двигуном. *Технічна електродинаміка*. 2002. С. 17–22.
4. Печеник М.В., Бур'ян С.О., Наумчук Л. М. Дослідження енергетичних режимів роботи багатодвигунного стрічкового конвеєра. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 82–84.

ANALYSIS OF THE OPERATING MODES OF THE SUSPENDED CABLE CAR ELECTRIC DRIVE USING THE VECTOR CONTROL SYSTEM

M.V. Pechenik, S.O. Burian, H.Y. Zemlianukhina, D.V. Rudniev

National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"

pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine

e-mail: annzemlya@gmail.com

Continuous transport systems, including rope conveyors designed to move people and goods, are subject to very strict safety and energy efficiency requirements. As a rule, suspended cableways in operation have an unregulated electric drive with a smooth start system. Among the ways to meet these requirements is the use of modern regulated electric drives. The electromechanical system with a vector-controlled asynchronous electric motor is considered in the work. Based on the obtained model, within the framework of the MATLAB / Simulink application package, an investigation of the dynamic characteristics of the cableway electric drive was carried out. An analysis of the nature of the distribution of dynamic error in terms of speed and energy losses depending on the load and speed of movement of the rope traction element of the transport system is given. The results presented in the article make it possible to choose rational electric drives for continuous transport systems with rope traction elements. References 4, figures 5, table.

Keywords: cable car, vector control, traction element, power losses, dynamic error.

1. Dukelskyi A.Y. Suspended cable cars. Moskva. 1966. 130 p. (Rus)
2. Janusz Kowal, Jacek Snamina, Andrzej Podiadlo, Jaroslaw Konieczny Static and dynamic analysis of the cableway. *Researchgate*. 2008. URL: https://www.researchgate.net/publication/258297882_Static_and_dynamic_analysis_of_the_cableway.
3. Peresada S.M., Kovbasa S.M. Generalized algorithm of direct vector control of an induction motor. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2002. Pp. 17–22. (Ukr)
4. Pechenik M.V., Burian S.O., Naumchuk L. M. Research of energy modes of operation of a multi-engine belt conveyor. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 3. Pp. 82–84. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.082>

Надійшла: 07.04.2021

Received: 07.04.2021

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.314

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.044>

МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ НА ОСНОВІ УСЕРЕДНЕННЯ В ПРОСТОРІ СТАНІВ У ПІДВИЩУВАЛЬНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З МАГНІТОПОВ'ЯЗАНИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ

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

Розглянуто особливості методу усереднення в просторі станів із використанням теорем Лагранжа для розрахунку процесів у підвищувальному перетворювачі з магнітопов'язаними елементами (з автотрансформаторним включенням дроселя) у режимі безперервних струмів. Розроблено математичну модель перетворювача в базисі відносних змінних, яка дає можливість розраховувати процеси в широкому діапазоні параметрів з урахуванням ступеня магнітного зв'язку між індуктивними елементами, включно з визначенням постійних та пульсаційних складових. Показано, що для отримання повної системи алгебраїчних рівнянь як математичної моделі перетворювачів, чим забезпечується її єдиний розв'язок, доцільно додатково використовувати співвідношення згідно з балансом енергії в реактивних елементах в усталеному режимі на інтервалах роботи перетворювача за період комутації. Розраховано граничні залежності параметрів підвищувального перетворювача з магнітопов'язаними елементами між режимами переривчастих та безперервних струмів. Проведено дослідження відносних характеристик перетворювача, які демонструють вплив неідеальності магнітного зв'язку в зоні регулювання відносної тривалості інтервалу комутації. Бібл. 21, рис. 6.

Ключові слова: методи розрахунку та аналізу напівпровідникових перетворювачів, метод усереднення в просторі станів, перетворювачі постійної напруги.

Однотактні напівпровідникові перетворювачі постійної напруги мають широке застосування в завданнях регулювання параметрів електричної енергії. Одним із різновидів найбільш розповсюджених схем перетворювачів із накопичувальним індуктивним елементом (понижувальних, підвищувальних, інвертуючих) є структури з автотрансформаторним включенням дроселя, у якому його обмотки є магнітопов'язаними. Виконання дроселя у вигляді магнітопов'язаних індуктивних елементів із відпайкою від загальної точки дає змогу зменшувати або збільшувати напругу на силових ключах перетворювача у порівнянні з найпростішими типами пристроїв з однообмотковим дроселем. Це дає можливість використовувати, наприклад, підвищувальні перетворювачі з автотрансформаторним включенням дроселя в завданнях високовольтного електроживлення з коефіцієнтом передачі за напругою набагато більшим, ніж у разі використання однообмоткового дроселя. Одночасно таке застосування забезпечує можливість використання в цих перетворювачах відносно низьковольтних силових транзисторних ключів, забезпечуючи у такий спосіб простоту структури та енергоефективність і надійність пристрою.

Важливим завданням під час проектування перетворювачів є аналіз електромагнітних процесів у них, що дає можливість обґрунтованого вибору параметрів їхніх елементів. Серед наявних чисельних методів аналізу [1–13] найбільш продуктивними є аналітичні методи через можливість застосування процедур математичного аналізу під час дослідження процесів. Одним з ефективних аналітичних методів аналізу є метод усереднення в просторі станів на основі використання теорем Лагранжа [14–18]. Цей метод, на відміну від інших, дає змогу визначати не тільки середні та пульсаційні складові усталеного процесу в перетворювачі, але й тривалості інтервалів постійності його структури. Перевагами такого методу також є значне зменшення кількості обчислювальних процедур, можливість урахування багатointerval-

ності процесу з більшою ніж два кількістю інтервалів, урахування взаємозв'язків індуктивних елементів, включно зі ступенем їхнього зв'язку та ін.

У роботі [18] із використанням методу усереднення на основі теорем Лагранжа розроблено математичну модель підвищувального перетворювача з автотрансформаторним включенням дроселя за умови переривчастих струмів дроселя на етапі віддачі енергії. Проте, як показує аналіз процесів у таких пристроях, у режимах безперервних струмів дроселя на етапі віддачі енергії за наявності неідеального магнітного зв'язку між його обмотками в роботі перетворювача виникає додатковий інтервал постійності структури на початку стадії відкритого стану силового транзистора. Під час цього інтервалу залишок енергії в одній з обмоток дроселя і далі зменшується до нуля через відкритий відповідний вихідний діод, що впливає на характеристики перетворювача. Це зумовлює необхідність урахування вказаних особливостей режимів роботи такого класу перетворювачів під час розрахунків процесів у них. Тому **метою** цієї роботи є розробка математичної моделі напівпровідникового перетворювача з магнітопов'язаними елементами на прикладі підвищувального перетворювача за умови безперервних струмів з урахуванням неідеальності магнітного зв'язку між ними.

Розглянемо структурну схему підвищувального перетворювача з магнітопов'язаними дроселями на рис. 1. У структурній схемі вказані дроселі позначено індуктивними елементами з індуктивностями $L1$ і $L2$. Схема також містить у собі силовий транзистор $VT1$, силовий діод $VD1$, вихідний конденсатор $C1$. Під час виконання аналізу процесів у перетворювачі приймемо такі припущення: силові перемикальні елементи (транзистор і діод) є ідеальними ключами, час їхнього перемикання дорівнює нулю; активні опори обмоток дроселів і внутрішній опір джерела електроживлення дорівнюють нулю; між дроселями $L1$ і $L2$ перетворювача забезпечується магнітний зв'язок із коефіцієнтом K_{36} ; процеси в перетворювачі на інтервалі віддачі енергії в навантаження протікають у режимі безперервних струмів дроселя на інтервалі віддачі енергії в навантаження. Часові діаграми процесів у перетворювачі зображено на рис. 2.

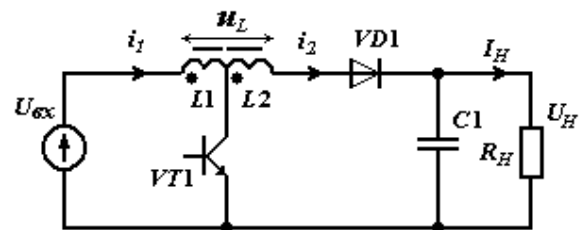


Рис. 1

На рисунку показано діаграми струму i_1 дроселя $L1$, струму i_2 дроселя $L2$, струму i_{VT} транзистора $VT1$ та сумарної напруги u_L на двох магнітопов'язаних дроселях $L1-L2$. На цих діаграмах виділено інтервал накопичення енергії дроселем $L1$ тривалістю T_H , що відповідає відкритому стану транзистора $VT1$, та інтервал віддачі цієї енергії в навантаження тривалістю $T_B = T - T_H$, де T – період робочої частоти комутації перетворювача.

За неідеального магнітного зв'язку між дроселями $L1$ і $L2$ та у випадку, коли на початку відкритого стану транзистора $VT1$ струм i_2 не досяг нульового значення (режим безперервних струмів дроселя), після відкриття $VT1$ на інтервалі накопичення струм i_2 продовжує зменшуватись до нуля, зумовлюючи появу додаткового інтервалу постійності структури перетворювача. На цьому інтервалі тривалістю T_P струм i_1 має дві складові: струм i_2 через відкритий діод $VD1$ та струм $i_3 = i_{VT}$ через транзистор $VT1$. Після досягнення струмом i_2 нульового значення, діод $VD1$ закривається, а струм i_1 і далі протікає через транзистор $VT1$ до його закриття та закінчення інтервалу накопичення. На рис. 2 також позначено: ΔI_{11} , ΔI_{21} – прирости струму i_1 та i_2 на інтервалі накопи-

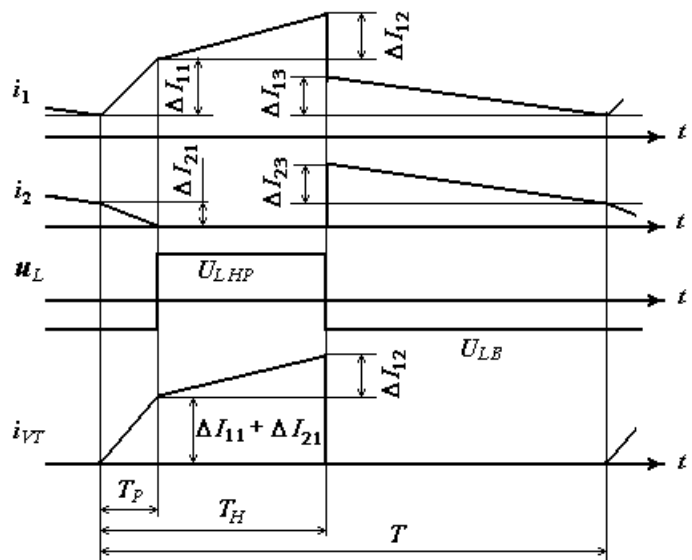


Рис. 2

чення енергії тривалістю T_P , ΔI_{12} – приріст струму i_1 на інтервалі накопичення тривалістю $(T_H - T_P)$, ΔI_{13} , ΔI_{23} – прирости струму i_1 та i_2 на інтервалі віддачі енергії T_B , причому $\Delta I_{23} = \Delta I_{13}$.

Вказаним інтервалам роботи перетворювача відповідають схеми заміщення, які зображено на рис. 3: схема заміщення для інтервалів накопичення тривалістю T_P (рис. 3, а) та тривалістю $(T_H - T_P)$ (рис. 3, б), а також схема заміщення для інтервалу віддачі енергії тривалістю $T_B = T - T_H$ (рис. 3, в). У цих схемах, зокрема, на рис. 3, а, враховано еквівалентну схему заміщення магнітопов'язаних елементів $L1$, $L2$, для якої введено параметр взаємної індуктивності між ними $M = K_{36} \sqrt{L1L2}$, де K_{36} – коефіцієнт магнітного зв'язку [19, 20]. Як показано в роботі [21], одним з ефективних шляхів спрощення математичних моделей перетворювачів є введення припущення про те, що за достатньо великих значень ємності конденсатора $C1$ прирости напруги конденсатора на інтервалах дорівнюють нулю $\Delta U_C = 0$, а середні значення напруги на інтервалах є однаковими та рівними постійній величині U_C . Таке припущення є коректним через те, що великі значення ємності конденсатора зазвичай використовується для зменшення пульсацій (максимальної амплітуди змінної складової) вихідної напруги перетворювача. Причому меншим пульсаціям напруги на конденсаторі відповідають ще менші прирости цієї напруги на інтервалах. Реалізацію припущення про $\Delta U_C = 0$ під час аналізу процесів доцільно здійснювати шляхом введення ідеального джерела постійної ЕРС з напругою U_C замість конденсатора у вихідному колі схем заміщення перетворювача, що й відображено на рис. 3.

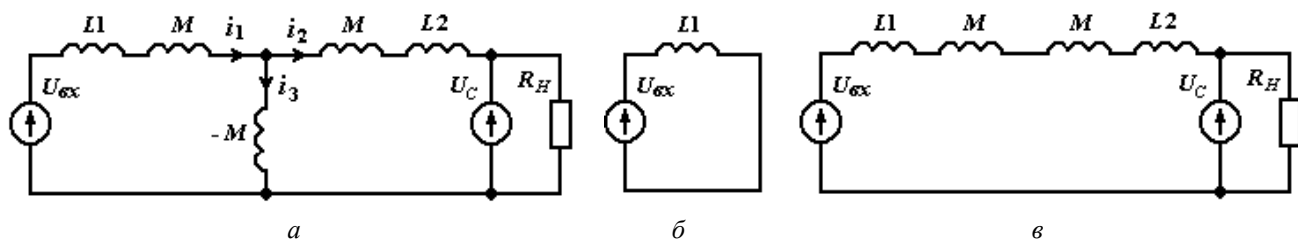


Рис. 3

Відповідно до методу усереднення в просторі станів [17] складемо диференціальні рівняння, що описують процеси в схемах заміщення для вказаних інтервалів постійності структури перетворювача.

На першому інтервалі T_P запишемо:

$$(L1 + M) \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_3}{dt} = U_{\text{ао}};$$

$$(L1 + M) \frac{di_1}{dt} + (L2 + M) \frac{di_2}{dt} + U_C = U_{\text{ао}},$$

де $i_3 = i_1 - i_2$

На інтервалі тривалістю $(T_H - T_P)$ маємо:

$$L1 \frac{di_1}{dt} = U_{\text{ао}}.$$

На інтервалі віддачі енергії T_B :

$$(L1 + L2 + 2M) \frac{di_1}{dt} + U_C = U_{\text{ао}}.$$

Використовуючи метод усереднення в просторі станів на основі теорем Лагранжа, перейдемо до алгебраїчної системи з усередненими змінними щодо струмів i_1 , i_2 , приймаючи до уваги знак приросту функцій змінних станів на інтервалах (рис. 2):

$$L1 \frac{\Delta I_{11}}{T_P} - M \frac{\Delta I_{21}}{T_P} = U_{\text{6x}}; \quad (1)$$

$$(L1 + M) \frac{\Delta I_{11}}{T_P} - (L1 + M) \frac{\Delta I_{21}}{T_P} + U_C = U_{\text{6x}}; \quad (2)$$

$$L1 \frac{\Delta I_{12}}{T_H - T_P} = U_{ex}; \quad (3)$$

$$-(L1 + L2 + 2M) \frac{\Delta I_{13}}{T - T_H} + U_C = U_{ex}, \quad (4)$$

де $\Delta I_{23} = \Delta I_{13}$.

Отримана система з чотирьох алгебраїчних рівнянь (1) – (4) має шість невідомих змінних ΔI_{11} , ΔI_{21} , ΔI_{12} , ΔI_{13} , U_C , T_P за інших заданих параметрів і тому має безліч розв'язків щодо цих змінних. Для приведення цієї системи до вигляду, коли кількість рівнянь дорівнює кількості змінних, що дає змогу отримання єдиного розв'язку системи, її необхідно доповнити ще двома рівняннями. Першою умовою, яку доцільно використати, є умова рівності нулю сумарної вольт-секундної площі різнополярної напруги u_L на двох магнітопов'язаних дроселях $L1$ - $L2$ на інтервалах комутації за період в усталеному режимі (рис. 2):

$$U_{LB} T_{BP} = U_{LHP} T_{HP}, \quad (5)$$

де U_{LB} – рівень напруги на дроселі $L1$ - $L2$ на інтервалі віддачі енергії, U_{LHP} – рівень напруги на дроселі $L1$ - $L2$ на інтервалі накопичення енергії, $T_{BP} = T - T_H + T_P$, $T_{HP} = T_H - T_P$.

Записуючи більш докладно цю умову (5), дістанемо такий вираз з урахуванням нульової напруги самоіндукції на дроселі $L2$ на етапі накопичення енергії ($T_H - T_P$) та рівності напруги на ньому тільки величині ЕРС взаємної індукції з боку дроселя $L1$:

$$\left(L1 \frac{di}{dt} \Big|_{T_{BP}} + 2M \frac{di}{dt} \Big|_{T_{BP}} + L2 \frac{di}{dt} \Big|_{T_{BP}} \right) \cdot (T - T_H + T_P) = \left(L1 \frac{di}{dt} \Big|_{T_{HP}} + M \frac{di}{dt} \Big|_{T_{HP}} \right) \cdot (T_H - T_P),$$

і далі

$$(L1 + L2 + 2M) \left(\frac{\Delta I_{13}}{T - T_H} \right) (T - T_H + T_P) = \left(L1 \frac{\Delta I_{12}}{T_H - T_P} + M \frac{\Delta I_{12}}{T_H - T_P} \right) (T_H - T_P),$$

або

$$(L1 + L2 + 2M) \left(\frac{\Delta I_{13}}{T - T_H} \right) (T - T_H + T_P) = (L1 + M) \Delta I_{12}. \quad (6)$$

Другою умовою для доповнення системи (1) – (4) є рівняння для середнього струму навантаження $I_{\tilde{N}D} = U_C / R_f$, який визначається середнім струмом i_2 діода $VD1$ за період комутації в усталеному режимі, коли середній струм конденсатора $C1$ дорівнює нулю (рис.2):

$$\frac{\Delta I_{21} T_P}{2T} + \frac{\Delta I_{13} (T - T_H)}{2T} + \frac{\Delta I_{21} (T - T_H)}{T} = \frac{U_C}{R_H}. \quad (7)$$

Отже, отримана система (1) – (4), (6), (7) має однакову кількість рівнянь з кількістю невідомих змінних ΔI_{11} , ΔI_{21} , ΔI_{12} , ΔI_{13} , U_C , T_P та дає можливість отримання єдиного розв'язку. Проведені дослідження показали, що процедура доповнення системи рівнянь додатковими співвідношеннями після усереднення змінних у вихідних диференціальних рівняннях процесів у перетворювачі є необхідним та достатнім етапом для формування повної системи алгебраїчних рівнянь з єдиним розв'язком у процесі застосування методу усереднення на основі теорем Лагранжа. Як свідчить практика застосування вказаного методу в цій роботі та в роботах [16–18, 21], додатковими співвідношеннями можуть слугувати вирази, що витікають з умови рівності нулю в усталеному режимі сумарних вольт-секундних площ напруги на індуктивних накопичувальних елементах за період комутації та сумарних ампер-секундних площ струму на вихідних конденсаторах у колі навантаження за період комутації перетворювача. Перша умова дає змогу записати співвідношення між незалежними змінними стану, виходячи безпосередньо з рівності нулю сумарних вольт-секундних площ різнополярної напруги на індуктивному елементі за період комутації. Друга умова дає можливість сформулювати співвідношення для середнього струму навантаження, вираженого через середній

струм, що надходить у коло навантаження з урахуванням нульового середнього за період струму конденсатора згідно з цією умовою.

Помітимо під час аналізу, що у виразах системи (1) – (4), (6), (7) можна зробити такі підставлення:

$$L1 + M = L1 + L1 \frac{K_{36}}{K_{TP}} = L1 \cdot \alpha ; \quad L1 + L2 + 2M = L1 + \frac{L1}{K_{TP}^2} + 2L1 \frac{K_{36}}{K_{TP}} = L1 \cdot \beta ,$$

$$L2 + M = \frac{L1}{K_{TP}^2} + L1 \frac{K_{36}}{K_{TP}} = L1 \cdot \lambda , \quad \text{де} \quad \alpha = (K_{TP} + K_{36})/K_{TP} , \quad \beta = (K_{TP}^2 + 2K_{36}K_{TP} + 1)/K_{TP}^2 ,$$

$\lambda = (1 + K_{TP}K_{36})/K_{TP}^2$, $K_{TP} = \sqrt{L1/L2}$ – коефіцієнт трансформації. Тому з урахуванням наведених зауважень запишемо повну систему алгебраїчних рівнянь після операції усереднення в такому вигляді:

$$L1 \frac{\Delta I_{11}}{T_P} - L1 \frac{K_{36}}{K_{TP}} \frac{\Delta I_{21}}{T_P} = U_{ex} ; \quad (8)$$

$$\alpha L1 \frac{\Delta I_{11}}{T_P} - \lambda L1 \frac{\Delta I_{21}}{T_P} + U_C = U_{ex} ; \quad (9)$$

$$L1 \frac{\Delta I_{12}}{T_H - T_P} = U_{ex} ; \quad (10)$$

$$-\beta L1 \frac{\Delta I_{13}}{T - T_H} + U_C = U_{ex} ; \quad (11)$$

$$\beta \left(\frac{\Delta I_{13}}{T - T_H} \right) (T - T_H + T_P) = \alpha \Delta I_{12} ; \quad (12)$$

$$\frac{\Delta I_{21} T_P}{2T} + \frac{\Delta I_{13} (T - T_H)}{2T} + \frac{\Delta I_{21} (T - T_H)}{T} = \frac{U_C}{R_H} . \quad (13)$$

Перетворимо отримані вирази (8) – (13) у систему з відносними змінними. Для цього введемо такі позначення: $\gamma = T_i / \dot{O}$ – відносна тривалість інтервалу накопичення T_H , $\gamma_P = T_P / T$ – відносна тривалість інтервалу T_P , $\tau^* = L1 / R_H T$ – відносна стала часу контуру $L1 R_H$ та відносні змінні: $I_{11}^* = \Delta I_{11} / I_{HCP}$, $I_{21}^* = \Delta I_{21} / I_{HCP}$, $I_{12}^* = \Delta I_{12} / I_{HCP}$, $I_{13}^* = \Delta I_{13} / I_{INB}$, $U_{II}^* = U_{ex} / I_{HCP} R_H$.

Для подальших перетворень необхідно всі члени рівнянь (8) – (11) розділити на величину $U_C = I_{CPH} R_H$, а члени рівнянь (12) – (13) – розділити на I_{HCP} . У такому разі, з огляду на вищенаведені позначення, можна перейти до системи рівнянь із відносними змінними:

$$\tau^* \frac{I_{11}^*}{\gamma_P} - \tau^* \frac{K_{36}}{K_{TP}} \frac{I_{21}^*}{\gamma_P} = U_{II}^* ; \quad (14)$$

$$\alpha \tau^* \frac{I_{11}^*}{\gamma_P} - \lambda \tau^* \frac{I_{21}^*}{\gamma_P} + 1 = U_{II}^* ; \quad (15)$$

$$\tau^* \frac{I_{12}^*}{\gamma - \gamma_P} = U_{II}^* ; \quad (16)$$

$$-\beta \tau^* \frac{I_{13}^*}{1 - \gamma} + 1 = U_{II}^* ; \quad (17)$$

$$\beta I_{13}^* \frac{1-\gamma+\gamma_P}{1-\gamma} = \alpha I_{12}^*; \quad (18)$$

$$\frac{I_{21}^* \gamma_P}{2} + \frac{I_{13}^* (1-\gamma)}{T} + I_{21}^* (1-\gamma) = 1. \quad (19)$$

Отримана система з відносними змінними (14) – (19) дає змогу розраховувати середні та пульсаційні складові процесів у підвищувальному перетворювачі з магнітопов'язаними елементами в режимі безперервних струмів, визначати його регульовальні та навантажувальні характеристики з урахуванням ступеня магнітного зв'язку між елементами. Проте, у разі розрахунків указаних характеристик за допомогою системи (14) – (19), необхідним є визначення області параметрів перетворювача, в якій струми дроселя на інтервалі віддачі енергії здобувають безперервний характер.

Для отримання такої інформації розглянемо граничне співвідношення, коли сума відносної тривалості інтервалів накопичення та віддачі енергії дорівнює одиниці:

$$\frac{T_H}{T} + \frac{T_B}{T} = 1$$

Використовуючи для спрощення аналітичний вираз величини тривалості інтервалу віддачі енергії, отриманий у роботі [18], запишемо вищенаведене співвідношення в такому вигляді:

$$\gamma + \frac{\beta \tau^*}{\gamma \alpha} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2\gamma^2 \alpha^2}{\beta \tau^*}} \right) = 1. \quad (20)$$

Співвідношення (20) визначає границю між областями параметрів $\tau^* = L_1/R_H T$ підвищувального перетворювача з магнітопов'язаними елементами, які відповідають режимам переривчастих та безперервних струмів у зоні регулювання γ . Графічне зображення границь указаних областей залежно від коефіцієнта трансформації K_{TP} показано на рис. 4, а при $K_{зв} = 1$. Область параметрів τ^* , що лежить вище наведених графічних границь, відповідає безперервним струмам на етапі віддачі енергії. Залежність цих границь областей параметрів від коефіцієнта магнітного зв'язку $K_{зв}$ є незначною, тому вона показана на рис. 4, б для ілюстрації лише для $K_{TP} = 0,05$. Як свідчить рис. 4, а, максимальне значення області переривчастих струмів знаходиться за малих величин відносної тривалості інтервалу накопичення $\gamma < 0,25$. Причому збільшення коефіцієнта трансформації втричі – від $K_{TP} = 0,05$ до $K_{TP} = 0,15$ – зумовлює збільшення максимального граничного значення τ^* майже в п'ять разів.

Важливим здобутком розробленої математичної моделі перетворювача (14) – (19) є отримання аналітичного інструменту для розв'язання багатьох задач дослідження параметрів пристрою. Такими задачами можуть бути: розрахунок регульовальних, навантажувальних характеристик перетворювача, визначення максимальних пульсаційних та абсолютних значень напруг і струмів в його елементах та інші. Для ілюстрації можливостей отриманої ма-

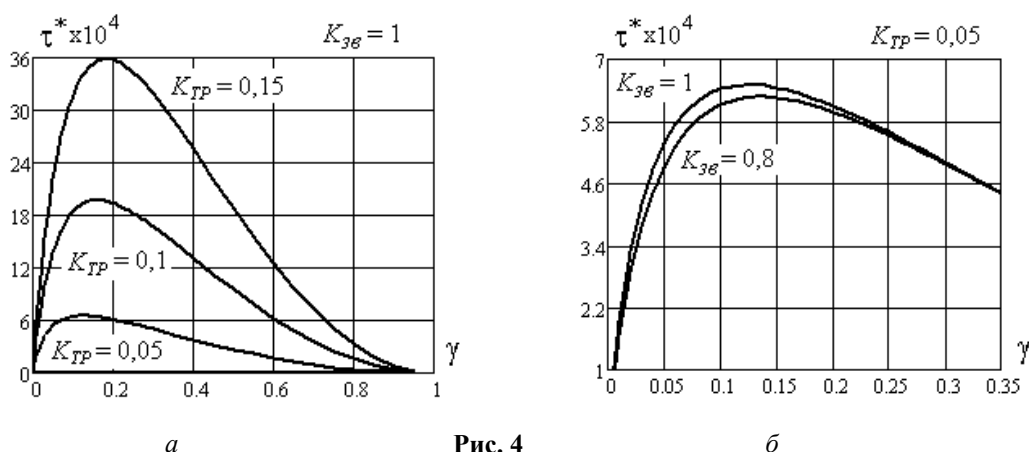


Рис. 4

тематичної моделі підвищувального перетворювача з магнітопов'язаними елементами розглянемо визначення співвідношень між вихідною та вхідною напругами U_C/U_{ex} , між вихідною напругою та напругою на силовому транзисторі U_C/U_{KE} , співвідношення між максимальним струмом силового транзистора $VT1$ і максимальним струмом діода $VD1$ щодо вихідного струму перетворювача I_{VTm}/I_{HCP} , I_{VDm}/I_{HCP} у зоні регулювання γ залежно від коефіцієнта зв'язку $K_{зв}$.

Співвідношення U_C/U_{ex} визначимо через відносну змінну $U_{\Pi}^* = U_{ex}/I_{HCP}R_H$ системи (14) – (19):

$$U_C/U_{ex} = 1/U_{\Pi}^*.$$

Під час визначення співвідношення U_C/U_{KE} скористаємося виразом для напруги U_{KE} на закритому силовому транзисторі $VT1$ згідно зі схемою заміщення рис. 3, *в* на інтервалі віддачі енергії:

$$U_{KE} = U_{ex} + \frac{L1\alpha\Delta I_{13}}{T - T_H}.$$

Розділивши кожний член цього виразу на величину напруги $U_C = I_{HCP}R_H$, запишемо у відносних змінних:

$$\frac{U_{KE}}{U_C} = U_{\Pi}^* + \frac{\tau^* \alpha I_{13}^*}{1 - \gamma}.$$

Для отримання виразів, що визначають відносні значення максимальних струмів у транзисторі $VT1$ і діоді $VD1$, скористаємось часовими діаграмами струмів на рис. 2. Використовуючи відомі після розв'язання системи (8) – (13) прирости струмів на інтервалах ΔI_{21} , ΔI_{12} , ΔI_{13} можна записати максимальне значення струму транзистора з урахуванням середньої та пульсаційної складової

$$I_{VTm} = \Delta I_{21} + \Delta I_{11} + \Delta I_{12},$$

та максимальне значення струму діода

$$I_{VDm} = \Delta I_{21} + \Delta I_{13}.$$

З використанням відносних змінних після розв'язання системи (14) – (19) вказані співвідношення мають такий вигляд:

$$\frac{I_{VTm}}{I_{HCP}} = I_{21}^* + I_{11}^* + I_{12}^*,$$

$$\frac{I_{VDm}}{I_{HCP}} = I_{21}^* + I_{13}^*.$$

Графічні зображення вказаних залежностей у разі фіксованого коефіцієнта трансформації $K_{TP} = 0.032$ та відносної величини сталої часу контуру $L1R_H$ перетворювача $\tau^* = 11 \times 10^{-4}$ показано на рис. 5. За вказаних значень K_{TP} і τ^* перетворювач функціонує в режимі безперервних струмів у індуктивних елементах на інтервалі віддачі енергії згідно з рис. 4, *а*, тому за таких параметрів для досліджень використано саме розроблену математичну модель (14) – (19).

Результати розрахунків показують значну залежність отриманих співвідношень від коефіцієнта зв'язку магнітопов'язаних індуктивних елементів перетворювача. Вказані результати є основою для обґрунтованого вибору ефективних параметрів елементів перетворювача, що забезпечують задані характеристики з урахуванням ступеня магнітного зв'язку між індуктивними елементами.

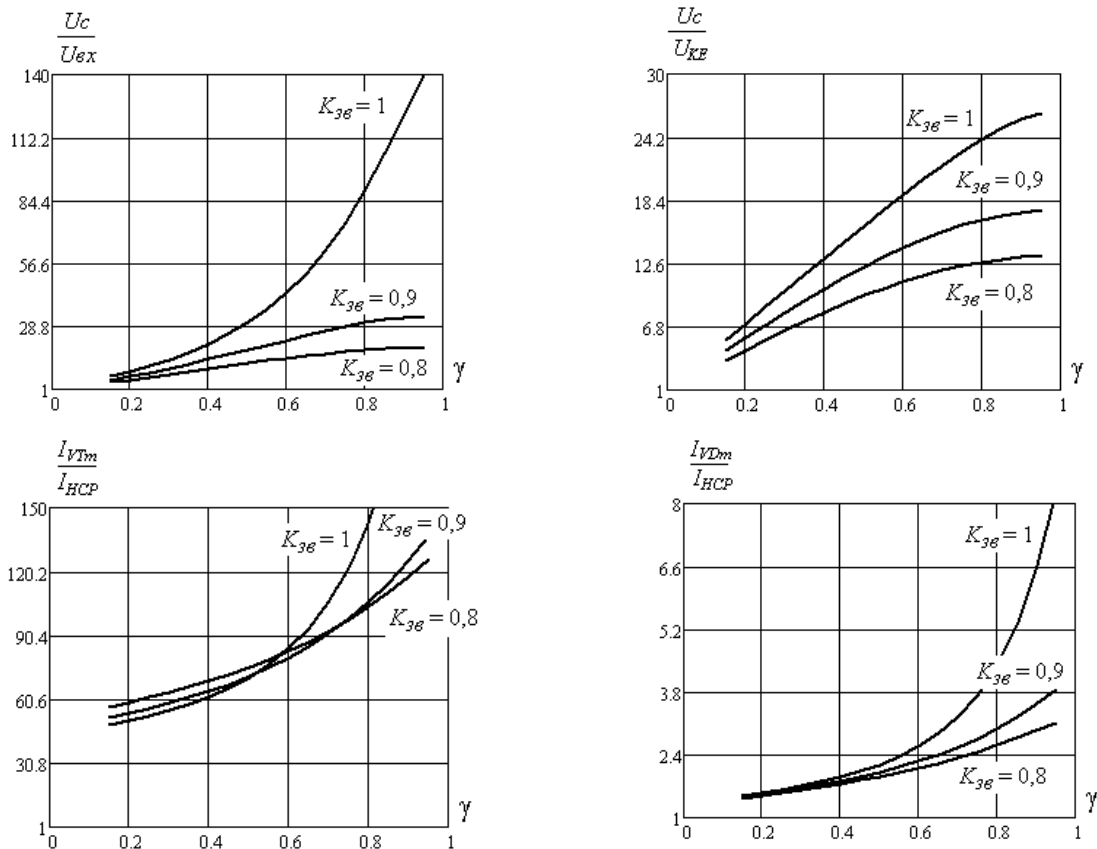


Рис. 5

Для ілюстрації впливу способу включення накопичувального дроселя в підвищувальному перетворювачі на співвідношення напруги на виході та на силовому транзисторі в зоні регулювання розглянемо приклад із такими параметрами перетворювача з магнітопов'язаними елементами (рис. 1): $U_{ex} = 300$ В, $L1 = 550$ мкГн, $L2 = 540$ мГн, $T = 50$ мкс, $R_H = 10$ кОм, $K_{3g} = 0.9$. На рис. 6 наведено графічні залежності вихідної напруги U_c та напруги на силовому транзисторі U_{KE} , отримані в результаті розрахунку за допомогою розробленої математичної моделі (14) – (19). Розрахунки підтверджують, що на відміну від підвищувального перетворювача з однообмотковим накопичувальним дроселем його автотрансформаторне включення за схемою рис. 1 дає змогу обмежити для цього прикладу параметрів напругу на силовому транзисторі на рівнях до 1000 В та допускає використання напівпровідникових приладів із порівняно невеликою припустимою напругою за значних вихідних напруг, що набагато перевищують ці припустимі значення.

Достовірність отриманих у цій роботі результатів розрахунків підтверджено за допомогою імітаційного моделювання процесів у перетворювачі в указаних режимах з використанням пакету PSpice.

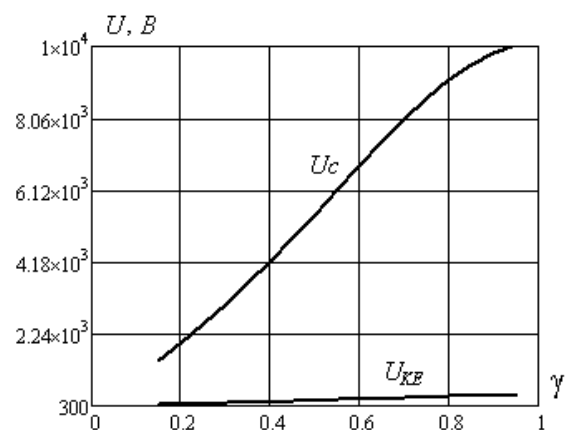


Рис. 6

Висновки. 1. Результати проведених у цій роботі досліджень у поєднанні з результатами попередніх робіт дали можливість обґрунтувати один із необхідних етапів методу усереднення на основі теорем Лагранжа, який спрямований на розроблення повної системи рівнянь як математичної моделі перетворювачів, що дає змогу отримання єдиного розв'язку системи. Цим етапом є формування додаткових співвідношень між незалежними змінними

згідно з балансом енергії в реактивних елементах в усталеному режимі на інтервалах роботи перетворювача за період комутації. В основі вказаного балансу енергії лежать умови, відповідно до яких вольт-секундні інтеграли функцій напруги на індуктивних накопичувальних елементах та ампер-секундні інтеграли функцій струму конденсаторів у вихідних колах перетворювача дорівнюють нулю за період комутації в усталеному режимі.

2. У процесі виконання роботи отримано математичну модель підвищувального перетворювача з магнітопов'язаними елементами в базисі відносних змінних. Отримана математична модель із відносними змінними дає змогу аналізувати властивості режимів пристрою, розраховувати параметри його елементів у широкому діапазоні величин, зокрема визначати пульсаційні та середні складові струмів та напруг у колах перетворювача з урахуванням ступеня магнітного зв'язку між індуктивними елементами.

3. Проведені розрахунки за допомогою розробленої математичної моделі підвищувального перетворювача показали, що навіть незначна неідеальність магнітного зв'язку між індуктивними елементами перетворювача ($0,9 < K_{зв} < 1$) у разі автотрансформаторного їхнього з'єднання зменшує коефіцієнт передачі за напругою більше ніж удвічі, зменшує співвідношення між вихідною напругою та напругою на силовому транзисторі майже в 1,5 раза, зменшує відносне амплітудне значення струму в силовому транзисторі та діоді майже удвічі в зоні великих відносних тривалостей інтервалів накопичення енергії $\gamma > 0,5$.

4. Отримана в цій роботі математична модель підвищувального перетворювача з магнітопов'язаними індуктивними елементами доповнює інструментарій для аналізу процесів методом усереднення на основі теорем Лагранжа, що дає змогу разом з розробленими в попередніх роботах моделями аналізувати процеси в таких пристроях у режимах як переривчастих, так і безперервних струмів в індуктивних елементах.

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. Ромашко В.Я. Дискретно-лінійні електричні ланцюги. Теорія та розрахунок. Київ: Аверс, 2005. 175 с.
2. Кириленко О.В., Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Рибіна О.Б. Системи силової електроніки та методи їх аналізу. Київ: Текст, 2006. 488 с.
3. Мэк Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению. М.: Додэка-XXI, 2008. 272 с.
4. Cuk S. Power electronics: Modelling, Analysis and Measurements (Vol.2). Create Space Independent Publishing Platform, USA, 2015. 272 p.
5. Makcimovich D., Stankovich A., Thottuvelil V., Verghese G. Modeling and Simulation of Power Electronic Converters. *IEEE Proceedings*, 2001. Vol. 89. Issue 6. Pp. 898 – 912.
6. Emadi A. Modeling and analysis of multiconverter DC power electronic systems using the generalized state-space averaging methods. *IEEE Trans. Industrial Electronics*. 2004. Vol.51. Issue 3. Pp. 661 – 668.
7. Marian K. Kazimierczuk. Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters. John Wiley&Sons, Ltd, UK, 2016. 960 p.
8. Davoudi A., Jatskevich Ju., De Rybel T. Numerical State-Space Average-Value Modeling of PWM DC-DC Converters Operating in DCM and CCM. *IEEE Trans. on Power Electronics*. 2006. Vol. 21. Issue 4. Pp. 1003 – 1012.
9. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Математическая модель электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования. *Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова*. 2004. №3. С. 10 – 16.
10. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. Москва: Техносфера, 2006. 632 с.
11. Артеменко М.Е., Артеменко Ар.М. Метод баланса амплитуд пульсационных функций для анализа и синтеза однотактных преобразователей постоянного напряжения. Киев: Аверс, 2004. 44 с.
12. Ромашко В.Я., Вербицкий Е.В. Применение разностных уравнений в системах упреждающего управления преобразователями постоянного тока. *Электроника и связь*. 2012. № 2. С. 23 – 27.
13. Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Мельничук Г.В. Моделирование систем с перетворювачами електроенергії з циклічно-змінюваними параметрами. Київ: Наш формат, 2018. 165 с.
14. Руденко Ю.В. Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2017. №3. С. 42–48.

15. Руденко Ю.В. Усреднение модели двухтактного преобразователя постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 1. С. 37–46.
16. Руденко Ю.В. Особливості розрахунку напівпровідникових перетворювачів постійної напруги на основі усереднення в просторі станів. *Праці Інституту електродинаміки НАНУ*. 2020. Вип. 56. С. 64–71.
17. Руденко Ю.В., Щерба А.А. Аналіз багатоінтервальних процесів у напівпровідникових перетворювачах. Київ: Про Формат, 2020. 352 с.
18. Руденко Ю.В., Мартинов В.В. Дослідження процесів та вибір параметрів імпульсного підвищувального перетворювача з автотрансформаторним включенням дроселя. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2018. Вип. № 50. С. 79–83.
19. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. Основы теории цепей. М.: Энергоатомиздат, 1989. 114 с.
20. Сытников А.В. Основы электротехники. Москва: Курс, 2018. 288 с.
21. 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.

MODELING OF PROCESSES ON THE BASIS OF STATE SPACE AVERAGING IN BOOST CONVERTER WITH MAGNETICALLY COUPLED ELEMENTS

Yu.V.Rudenko

Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr.Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
e-mail: rudenko@ied.org.ua

The features of the state-space average method using Lagrange's theorems for calculation of processes in the boost converter with magnetically coupled elements (with autotransformer connection of inductors) in continuous currents mode are considered. A mathematical model of the converter based on relative variables has been developed, which makes it possible to calculate processes in a wide range of parameters taking into account the degree of magnetic coupling between inductive elements, including the definition of constant and pulsating components. It is shown that to obtain a complete system of the algebraic equations as a mathematical model of converters, which provides its single solution, it is advisable to additionally use the ratio according to energy balance in reactive elements in a steady state at the operation intervals of the converter during commutation period. The boundary dependences of boost converter parameters with magnetically coupled elements between the modes of discontinuous and continuous currents are calculated. The relative characteristics of the converter have been studied, which demonstrate the influence of imperfection of the magnetic coupling in the regulation zone of the relative duration value of switching interval. References 21, figures 6.

Keywords: methods for calculating and analyzing semiconductor converters, the average method in the state space, dc converters

1. Romashko V.Ya. Discrete-linear electrical circuits. Theory and calculation. Kyiv: Avers, 2005. 175 p. (Ukr)
2. Kyrylenko O.V., Zhuikov V.Ya., Denisyuk S.P., Rybina O.B. Power electronics systems and methods of their analysis. Kyiv: Text, 2006. 488 p.
3. Mack R. Switching power supplies. Theoretical foundations of design and guidance on practical application. M.: Dodeka-XXI, 2008. 272 p. (Rus)
4. Cuk S. Power electronics: Modelling, Analysis and Measurements (Vol.2). Create Space Independent Publishing Platform, USA, 2015. 272 p.
5. Makcimovich D., Stankovich A., Thottuvelil V., Verghese G. Modeling and Simulation of Power Electronic Converters. *IEEE Proceedings*, 2001. Vol. 89. Issue 6. Pp. 898–912. DOI: <https://doi.org/10.1109/5.931486>
6. Emadi A. Modeling and analysis of multiconverter DC power electronic systems using the generalized state-space averaging methods. *IEEE Trans. Industrial Electronics*. 2004. Vol. 51. Issue 3. Pp. 661–668. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2004.825339>
7. Marian K. Kazimierczuk. Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters. John Wiley & Sons, Ltd, UK, 2016. 960 p.
8. Davoudi A., Jatskevich Ju., De Rybel T. Numerical State - Space Average – Value Modeling of PWM DC-DC Converters Operating in DCM and CCM. *IEEE Trans. on Power Electronics*. 2006. Vol. 21. Issue 4. Pp. 1003–1012. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2006.876848>
9. Kadatsky A.F., Rusu A.P. Mathematical model of electrical processes in pulse DC converters with pulse-width control method. *Naukovi pratsi ONAZ im. O.S. Popova*. 2004. No 3. Pp. 10–16. (Rus)
10. Meleshin V.I. Transistor converter technique. Moskva: Technosphere, 2006. 632 p. (Rus)
11. Artemenko M.E., Artemenko Ar.M. Method of balance of amplitudes of pulsation functions for analysis and synthesis of single-cycle DC-DC converters. Kiev: Avers, 2004. 44 p. (Rus)

12. Romashko V.Y., Verbitsky E.V. Application of difference equations in systems of anticipatory control of DC converters. *Elektronika ta zv'iazok*. 2012. No 2. Pp. 23–27. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2012.17.2.220024>
13. Zhuikov V.Ya., Denisyuk S.P., Melnichuk G.V. Modeling of systems with power converters with cyclically variable parameters. Kyiv: Nash Format, 2018. 165 p. (Ukr)
14. Rudenko Yu.V. Mode of averaging of pulse DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 42–48. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.03.042>
15. Rudenko Yu.V. Averaging of push-pull DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 1. Pp. 37–46. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.01.037>
16. Rudenko Yu.V. Features of calculation of DC semiconductor converters based on state space averaging. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2020. No 56. Pp. 64 – 71. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.064>
17. Rudenko Yu.V., Shcherba A.A. Analysis of multi-interval processes in semiconductor converters. Kyiv: Pro Format, 2020. 352 p. (Ukr) <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.064>
18. Rudenko Yu.V., Martinov V.V. Investigation of processes and selection of parameters for pulse boost converter with autotransformer inductor. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2018. No 50. Pp. 79–83. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2018.50.079>
19. Zeveke G.V., Ionkin P.A., Netushil A.V., Strakhov S.V. Fundamentals of circuit theory. Moskva: Energoatomizdat, 1989. 114 p. (Rus)
20. Sytnikov A.V. Fundamentals of electrical engineering. Moskva: Kurs, 2018. 288 p. (Rus)
21. 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) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.57.055>

Надійшла: 29.03.2021

Received: 29.03.2021

ВПЛИВ ФІЛЬТРА В КАНАЛІ КЕРУВАННЯ КОНТУРОМ СТАБІЛІЗАЦІЇ НАПРУГИ НАКОПИЧУВАЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА НА ДИНАМІКУ ТРИФАЗНОГО ПАРАЛЕЛЬНОГО АКТИВНОГО ФІЛЬТРА

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

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, Україна, 03057

e-mail: taras@igbt.com.ua

Об'єктом дослідження є силовий трифазний паралельний активний фільтр, який складається з напівпровідникового інвертора напруги на повністю керованих ключах, ємнісного накопичувача та притлумлюючої RL-ланки. Декомпозиція об'єкта дослідження, яку проведено за темпами рухів динамічної системи, дає змогу розділити цю динамічну систему на дві підсистеми, зв'язані між собою за керуванням. Розглядається роль та вплив підсистеми зв'язку між контуром стабілізації напруги на конденсаторі накопичувача трифазного паралельного активного фільтра та контурами формування компенсаційного струму, який інжектується цим фільтром до розподіленої мережі електропостачання. Наявність нелінійного навантаження в цій мережі є джерелом спотворень параметрів електроенергії. Формування компенсаційного струму здійснюється за допомогою примусового введення ковзних режимів першого порядку по деяких поверхнях ковзання. Двовимірна поверхня ковзання є лінійною комбінацією компонентів двовимірних векторів похибки компенсаційного струму та першої похідної похибки цього струму. Введена підсистема зв'язку надає можливість уникнення впливу збурення у вигляді гармонічних компонентів випрямленої напруги на параметри компенсуючого струму. Аналізується вплив динамічних характеристик підсистеми зв'язку, яка має фільтрувальні властивості, на показники швидкодії паралельного активного фільтра та коефіцієнт спотворень струму в мережі електропостачання, до якої цей фільтр приєднано. Для підтвердження теоретичних припущень побудовано імітаційну модель та проаналізовано результати цифрового моделювання. Виконано порівняння різних типів фільтрів як підсистеми зв'язку за критеріями тривалості перехідного процесу та коефіцієнтом гармонічних спотворень у струмі, який споживається з мережі. Бібл. 26, рис. 4, табл. 3.

Ключові слова: паралельний активний фільтр, ковзний режим, компенсаційний струм, низькочастотний фільтр, швидкодія, коефіцієнт спотворень.

Вступ. З кінця ХХ століття науково-технічна та технологічна революції, які нероздільно поєднані між собою, остаточно набули персистентного та перманентного характеру. Одним із наслідків цього є постійне зростання енергоспоживання, зокрема електричної енергії. Досить значний об'єм споживаної електроенергії потребує перетворення перед споживанням. «Наслідком» цього наслідку є тотальне зростання кількості та встановленої потужності об'єктів і засобів перетворювальної техніки в кінцевого споживача, що призводить до відчутного погіршення показників якості електроенергії в електроенергетичних системах. Окрім того, все частіше групова робота пристроїв перетворювальної техніки стає неможливою саме внаслідок значного перевищення рівнів допустимих завад та спотворень як у локальних сегментах мереж, так і в глобальному масштабі. Струми, які інжектуються в мережу нелінійними навантаженнями, здійснюють перманентно несприятливий вплив на широку гаму обладнання, під'єданого до цієї ж мережі, насамперед на косинусні конденсатори, трансформатори та двигуни змінного струму, спричиняючи додаткові втрати, перегрів та перевантаження. Окрім того, високочастотні гармонічні складові несинусоїдних струмів доволі ефективно генерують завади медичному та науковому обладнанню, засобам зв'язку, розподіленим вимірювальним системам [1–3].

Пасивна фільтрація була й залишається вагомим засобом компенсації небажаних гармонік, якщо динаміка генерування спотворень невелика, тобто в разі усталеного характеру процесів у мережі. Але пасивні фільтри погано пристосовані для боротьби зі спотвореннями, параметри яких змінюються стохастично й достатньо швидко. Тому

ефективність пасивних фільтрів знижується одночасно зі зростанням кількості нелінійних навантажень класу „напівпровідниковий перетворювач”, до яких заведено відносити діодні (які не мають вбудованих засобів корекції коефіцієнта потужності) та тиристорні випрямлячі, тиристорні регулятори напруги, електроприводи постійного та змінного струмів і навіть групових споживачів типу „офісні приміщення”, які насичені різноманітною електронною технікою. Чимраз більша кількість нелінійних навантажень, які вмикаються/вимикаються в мережу стохастично, інжектуючи струми спотворення нестабільного гармонічного складу, вимагає збільшення швидкості реакції фільтрувального обладнання на спотворення з такими характеристиками [1–3].

Паралельні активні фільтри (ПАФ) залишаються найбільш ефективним та дієвим технічним рішенням, спрямованим на подолання негативного впливу динамічних нелінійних навантажень, які функціонують у мережі споживача, на показники якості електроенергії в цій мережі. До беззаперечних переваг ПАФ порівняно з пасивними фільтрами треба віднести не тільки можливість компенсації реактивних струмів та мінімізації гармонічних складових струму, але й відсутність резонансних процесів, які можуть виникати внаслідок роботи пасивних фільтрів. Завданням побудови керування ПАФ та їх певним аспектам і далі присвячують достатньо велику кількість публікацій [1, 4, 5].

Постановка завдання. Силова електрична схема системи є широко відомою. Вона складається з IGBT-інвертора з RL-фільтром на виході та накопичувальним конденсатором, лінійної мережі живлення обмеженої потужності та нелінійного навантаження.

Якщо вважати, що не всі змінні стану типової схеми доступні для вимірювання, то в загальному випадку для конструювання системи керування (СК) ПАФ потрібно вимірювати в реальному часі залежно від обраної стратегії керування величини U_g , I_g , I_L , I_f , U_{dc} , I_d та частоту мережі ω (U_g – миттєве значення напруги мережі; I_{gi} , I_L , I_f – струми мережі, нелінійного навантаження та вихідний струм ПАФ; I_d – струм у ланці постійного струму ПАФ; C_{dc} – ємність у ланці постійного струму ПАФ; U_{dc} – постійна напруга на фільтровому конденсаторі). Параметри навантаження та мережі живлення вважаються невідомими, а параметри R_f , L_f та C_{dc} ПАФ – відомі. Тому такі СК можна віднести до класу комбінованих, керування в яких відбувається як за відхиленнями, так і за вимірюваними збуреннями. Блок-схема одної з можливих структур такої СК ПАФ скалярного типу має загальний вигляд, який зображено на рис.1, на якому прийнято такі позначення: $abc \rightarrow \alpha\beta$ та $\alpha\beta \rightarrow abc$ – ланки перетворення координат; $abc \rightarrow \omega t$ – ланка визначення кутового розташування просторового вектора напруги U_g ; фільтр небажаних збурень у сигналі складової завдання струму Δi_{ref} ; регулятори струму та величини постійної напруги; релейні елементи з гістерезисною характеристикою, які формують сигнали IGBT-ключами інвертора.

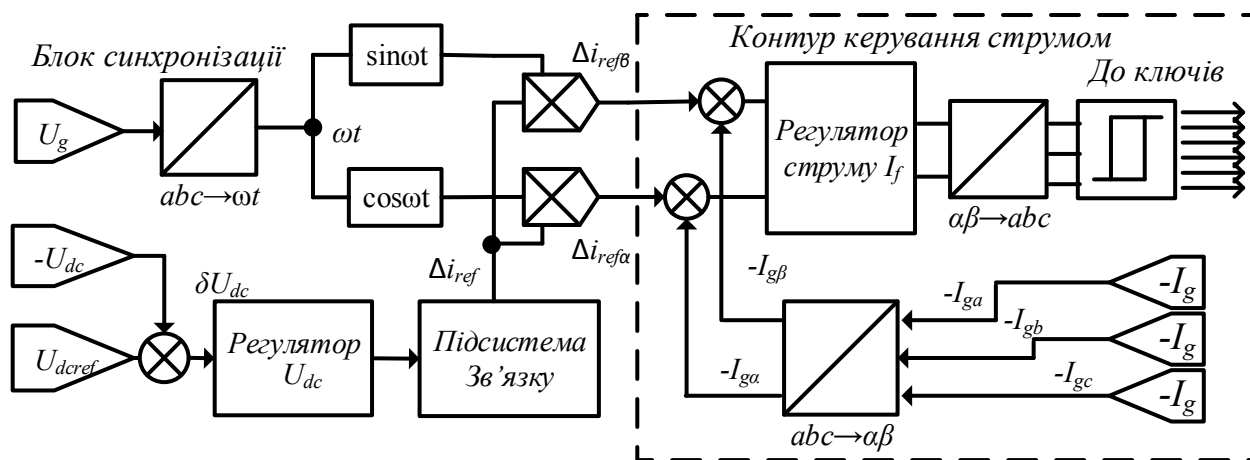


Рис. 1

Компенсуючі струми, які інжектуються ПАФ, можуть бути описані за допомогою системи диференціальних рівнянь (СДР) у системі координат α - β :

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

де $I_{f\alpha,\beta}$ – компоненти двовимірного вектора компенсаційного струму; $U_{g\alpha,\beta}$ – компоненти двовимірного вектора напруги мережі живлення; $R_f=R_\alpha=R_\beta$, $L_f=L_\alpha=L_\beta$ – активний опір та індуктивність на виході інвертора ПАФ; $u_{f\alpha,\beta}$ – компоненти двовимірного вектора керування, які через наявність ключового перетворювача природно є розривними.

Оскільки динаміка підсистем слідкування за струмом та стабілізації напруги на конденсаторі накопичувача істотно відрізняються [6], під час синтезування керування можна вдатись до принципу декомпозиції рухів. Завдання прямої компенсації збурень СДР (1) унаслідок наявності нелінійного навантаження виконує контур слідкування за струмом із керуванням $u_{f\alpha,\beta}$, а завдання стабілізації напруги та підтримання умов існування ковзного режиму виконуватиме т.зв. «фіктивне керування» $u_{ca,\beta}$.

Алгоритм слідкування за компенсаційним струмом. Оскільки від характеристик керування струмом значною мірою залежить загальна ефективність роботи ПАФ, то є досить велика кількість технічних рішень, переваги та недоліки яких відомі. Примусове введення ковзного режиму здатне забезпечити високу швидкодію під час слідкування за компенсаційним струмом [7], тому введемо двовимірний вектор його похибки звичним чином – $\delta_{\alpha,\beta}=I_{fref\alpha,\beta}-I_{f\alpha,\beta}$, $I_{fref\alpha,\beta}$ – завдання двокоординатного вектора компенсаційного струму ПАФ. Хоча в системі з одноланковим RL -фільтром можна забезпечити бажаний характер руху зображуючої точки завдяки ковзним режимам першого порядку, використовуючи лише відхилення вихідної координати, вважається, що складніша поверхня ковзання здатна поліпшити характеристики контуру струму. З огляду на це, для використання в подальшому порівняльному аналізі зупинимось на виборі двовимірної поверхні ковзання в підпросторі похибок, яку можна записати в системі координат $\alpha\text{-}\beta$ у вигляді лінійної комбінації похибки та її похідної у вигляді

$$S_{\alpha,\beta} = \delta_{\alpha,\beta} + \tau_1 \dot{\delta}_{\alpha,\beta}, \quad (2)$$

де τ_1 – стала, яка визначає бажану швидкодію реакції на збурення.

Оскільки бажаний вектор компенсаційного струму можна визначити [7, 8] як

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

де Δi_{ref} – амплітуда завдання струму, завдяки якій формується U_{dc} така, що $|U_{dc}| > 3/2 \cdot \sup |U_g|$, ω – кругова частота мережі, з урахуванням принципу декомпозиції за темпами рухів у системі та припустивши, що U_{dc} змінюється набагато повільніше, ніж I_f , можна виключити похідні компонент задання з формули (2), що дасть можливість записати:

$$\begin{aligned} S_\alpha &= \delta_\alpha - \tau_1 (\omega \Delta i_\beta - \dot{I}_{L\alpha}), \\ S_\beta &= \delta_\beta + \tau_1 (\omega \Delta i_\alpha + \dot{I}_{L\beta}), \end{aligned} \quad (3)$$

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

У силовій схемі рис. 1 немає можливості безпосереднього вимірювання компонента $\dot{I}_{g\alpha,\beta}$, тому введемо ще один двовимірний вектор похибки для струму мережі живлення в системі координат $\alpha\text{-}\beta$ $\sigma_{\alpha,\beta} = x_{\alpha,\beta} - I_{g\alpha,\beta}$, після чого застосуємо стратегію непрямого керування і перепишемо (1) з урахуванням переходу до струму мережі $I_{g\alpha,\beta} = I_{L\alpha,\beta} - I_{f\alpha,\beta}$. Це дасть можливість використати підхід [7, 9], який базується на примусовому введенні ковзного режиму другого порядку з вектором похибки $\sigma_{\alpha,\beta}$. Одночасне використання ковзних режимів, які відповідають поверхням ковзання, залежним від похибок σ та δ , дає змогу ввести ієрархію ковзних режимів [10]. Перший ковзний режим реального часу з вектором керування u_f з (1), швидкість якого обмежена неідеальністю ключів інвертора та динамікою підсистем вимірювання і зв'язку, матиме меншу частоту перемикачів ключового елемента, ніж другий. Другий ковзний режим примусово вводиться для додаткової змінної x за допомогою двовимірного вектора керування u_2 . Він виконується лише програмно, тому його швидкість обумовлена тільки швидкістю системи керування та програмно заданими константами. Компоненти u_2 визначатимуться так [9]:

$$u_2 = z_{1\alpha\beta} + \begin{cases} -\lambda|\sigma_0|^\rho \operatorname{sign}(\sigma_{\alpha\beta}) \text{ if } |\sigma_{\alpha\beta}| > \sigma_0 \\ -\lambda|\sigma_{\alpha\beta}|^\rho \operatorname{sign}(\sigma_{\alpha\beta}) \text{ if } |\sigma_{\alpha\beta}| \leq \sigma_0 \end{cases}, \frac{d}{dt} x_{\alpha,\beta} = u_{2\alpha,\beta}, \frac{d}{dt} z_{1\alpha,\beta} = f(u_{2\alpha,\beta}, \sigma_{\alpha,\beta}), \quad (4)$$

де $\lambda > 0$, $\rho \in [0...1]$, $\sigma_0 > 0$ – константи, а $z_{1\alpha\beta}$ відіграє роль саме “операторної змінної” [11]. $f(u_2, \sigma)$ – двовимірна кусочно-неперервна вектор-функція виду:

$$f(u_{2\alpha,\beta}, \sigma_{\alpha,\beta}) = \begin{cases} -u_{2\alpha,\beta} \text{ if } |u_{2\alpha,\beta}| > K_2 \\ -\alpha \operatorname{sign}(\sigma_{\alpha,\beta}) \text{ if } |u_{2\alpha,\beta}| \leq K_2 \end{cases},$$

$\alpha, K_2 > 0$ – деякі константи.

Обмеженість I_g та U_{dc} дає змогу стверджувати, що завжди можна вибрати величину I_m так, щоб виконувалась нерівність $\sup |I_g(t)| < I_m$. Поклавши $\rho=1$, $K_2 > I_m$ (або вибравши $K_2=I_m$ та $u_2 = I_m (z_1 + z_2)$) та підбравши достатньо великі α та λ/α , можна стверджувати, що спершу в системі (4) із керуванням u_2 виникне стійкий ковзний режим другого порядку. У цьому режимі похибка σ та її похідна $d\sigma/dt$ прямують до нуля для будь-якої фазової траєкторії системи з експоненційною оцінкою згори і не швидше, ніж експоненційно. Оскільки після виникнення цього режиму $d\sigma/dt = dx/dt - dI_g/dt = 0$, то є справедливою рівність $dI_g/dt = dx/dt$. Ввівши позначення $z = dI_g/dt = u_2$, вираз (3) можна переписати так [8]:

$$\begin{aligned} S_\alpha &= \delta_\alpha - \tau_1 (\omega \Delta i_\beta - z_\alpha); \\ S_\beta &= \delta_\beta + \tau_1 (\omega \Delta i_\alpha + z_\beta), \end{aligned} \quad (5)$$

що дає можливість використання нової поверхні ковзання заміною (3) на (5), дає змогу уникнути наближених спрощених формул [8] або застосування операції прямого обчислення похідної, яка в ідеалі не може бути реалізована фізично, а для програмної реалізації навіть сучасними цифровими сигнальними процесорами є вкрай „неприємною”.

Алгоритм стабілізації напруги. Однією з вимог до контуру керування постійною напругою ланки, з якої формується амплітуда першої зі складових сигналу завдання струму Δi_{ref} , є мінімальний рівень (в ідеалі – повна відсутність) у цьому сигналі компонентів перехідних процесів, разом і гармонік фундаментальної частоти ω (частоти мережі) [12, 14]. Частково вимоги щодо підтримання належного рівня U_{dc} можна задовольнити через збільшення ємності конденсатора C_{dc} . Проте значне збільшення ємності C_{dc} не є прийнятним засобом, оскільки в цьому випадку значно зростають масо-габаритні показники ПАФ [15, 16]. Вважається також, що ключовим параметром, за допомогою якого можна вплинути на розмах пульсації модуляційної складової напруги в точках приєднання ПАФ до мережі, є індуктивність RL -фільтра. Збільшення $L_{\hat{n}}$ дає змогу зменшити величину відхилення амплітуди компенсаційного струму, проте водночас відповідно знижується номер найвищої гармоніки струмів нелінійного навантаження, які ПАФ здатен компенсувати.

Оскільки характеристики контуру керування напругою безпосередньо впливають на швидкість реакції ПАФ, величина U_{dc} має бути достатньою для того, щоб умови існування ковзного режиму в контурі струму виконувались у всій робочій області системи живлення. На відміну від ідеальних умов, за яких вважається, що амплітуда U_{dc} змінюється доволі повільно, в реальних системах ця напруга не може бути ідеально згладженою, оскільки енергія з ємності C_{dc} використовується для компенсації спотворень від нелінійного навантаження та підтримання коефіцієнта потужності. Хоча в середньому похибка напруги $\delta U = U_{dcref} - U_{dc}$, в усталеному режимі є величиною незначною порівняно з U_{dcref} , у ній можуть мати місце збурення, обумовлені як роботою інвертора, так і характером навантаження [18, 19]. Тому для притуплення паразитних складових збурення, наявних у вихідному сигналі регулятора U_{dc} , у різних технічних рішеннях застосовуються додаткові одно- та дволанкові фільтри першого [13, 18], другого [20] та вищих порядків, резонансні ланки [21] або фільтри більш складної структури [4, 5, 17, 21, 22], наявність яких урахується під час імітаційного моделювання та експериментальних досліджень [14, 18].

Найбільш уживаними в галузі електроніки є перераховані нижче типи фільтрів [23], які розрізняються між собою виглядом апроксимуючої функції:

1. Фільтр Батерворта, який має максимально плоску амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) у смузі пропускання та монотонно зростаюче загасання в смузі затримування.

2. Фільтр Чебишева I роду з рівнохвильовою АЧХ у смузі пропускання та монотонно зростаюче загасання в смузі притлумлення.

3. Інверсний фільтр Чебишева II роду з монотонно зростаючим у смузі пропускання загасанням та рівнохвильовою АЧХ у смузі притлумлення.

4. Еліптичний фільтр (фільтр Кауера) з рівнохвильовою АЧХ як у смузі пропускання, так і в смузі притлумлення.

5. Фільтр Беселя (фільтр з максимально плоскою характеристикою групового часу запізнення) з апроксимацією фазочастотної характеристики (ФЧХ) рядом Тейлора.

Фільтри з характеристиками вказаних типів можуть бути без зайвих складнощів реалізовані як пасивними LC-ланками, так і активними RC-схемами, а також цифровими методами. Значно полегшує дослідження той факт, що вказані фільтри реалізовано у вигляді стандартних функцій у розповсюджених пакетах цифрового моделювання [24].

Зі зростанням порядку фільтра зростають тривалість перехідного процесу, амплітуда коливань (включно з також амплітудою першого викиду), зменшується розмах основної пелюстки імпульсної характеристики з одночасним його збільшенням за рівнем. Наведені вище типи фільтрів мають різний вигляд перехідної та імпульсної перехідної функцій, проте авторам невідомі роботи, в яких аналізується і оцінюється цей вплив на характеристики швидкодії ПАФ та коефіцієнт спотворень ТНД. Хоча, зважаючи на евристичні міркування, можна зробити висновок, що такий вплив здатен бути досить значним.

Напруга U_{dc} має гармонічну складову з частотою 6ω [13, 14] амплітудою $\varepsilon < U_{dcref}$. Тоді за ненульових початкових умов $v=v_0$ референсна складова амплітудного значення струму в квазіусталеному режимі, яка відповідає за підтримку $U_{dc} = U_{dcref}$, матиме вигляд:

$$\Delta i_{ref} = -\lambda |\varepsilon \cos 6\omega t|^{1/2} \text{sign}(\cos 6\omega t) + v_0 - \eta \varepsilon \cos 6\omega t$$

у випадку застосування регуляторів із ковзним режимом другого порядку [9] або

$$\Delta i_{ref} = -\frac{K_i \varepsilon}{6\omega} \sin 6\omega t + v_0 - K_p \varepsilon \cos 6\omega t$$

для ПІ-регулятора, що призведе до появи в складових струму завдання $\Delta i_\alpha = \Delta i_{ref} \cos \omega t$, $\Delta i_\beta = \Delta i_{ref} \sin \omega t$ шкідливих гармонік із частотами $(6 \pm 1)\omega$ і, відповідно, до неминучого погіршення ТНД навіть у випадку лінійного навантаження. Для зниження рівня цих складових використовуються фільтр Батерворта [4, 25], фільтр 5-го порядку (без конкретизації типу) з частотою зрізу 50 Гц [4], фільтр 1-го порядку з частотою зрізу 50 Гц [13], фільтр 2-го порядку з частотою зрізу 100 Гц [26], проте обґрунтування щодо вибору тих чи інших наборів конкретних параметрів у цих та інших роботах із переліку посилок не наводяться.

Друга складова сигналу завдання на контур струму (I_{Li} – у разі прямого методу, I_{gi} – у разі непрямого [22]) теж містить гармонічні компоненти з частотами $k(6 \pm 1)\omega$, $k=1,2,3,\dots$, які генеруються нелінійним навантаженням. Проте всі вони є «корисними», оскільки в струмі I_f матимуть фазу π щодо збурювальних струмів, тому компенсуватимуть збурення.

Вимоги до підсистеми зв'язку є суперечливими. З одного боку, НЧ фільтр мусить вносити мінімальний вплив власною динамікою для отримання максимальної швидкодії ПАФ, з іншого боку – максимально обмежувати смугу пропускання системи задля мінімізації впливу шкідливих складових струму завдання на ТНД. Ця суперечливість змушує шукати компромісний варіант між наведеними вище вимогами, додавши до них простоту технічної реалізації [5].

Мета роботи полягає в тому, щоби вибрати такий вигляд підсистеми зв'язку, характеристики якої здійснюють мінімальний вплив на швидкодію ПАФ та ТНД струму мережі. Сама підсистема мусить мати достатньо просту технічну реалізацію під час побудови стратегії керування ПАФ, яка мінімізує вплив нелінійного навантаження на гармонічний склад струму, який споживається з мережі живлення, зберігаючи водночас

високу швидкодію та точність, притаманні системам керування, що розроблені з використанням методів теорії систем зі змінною структурою (ковзних режимів).

Розв'язок. Зважаючи на вищенаведене, для порівняльного аналізу зупинимось на тих типах фільтрів, які мають достатньо просту технічну реалізацію (апаратну або програмну) і параметри яких достатньо легко вирахувати за допомогою стандартних процедур, наявних у більшості широко розповсюджених програмних пакетів.

Для перевірки належного функціонування системи за умов, які враховують динамічні неідеальності, розроблено імітаційну модель системи з ПАФ. Для підтримання належного рівня напруги $U_{dc}=U_{dcref}$ на конденсаторі накопичувача застосуємо традиційний ПІ-регулятор із коефіцієнтами, які залежать від параметрів системи так: пропорційна ланка $K_p=C_{dc}\omega$, інтегральна ланка $K_i=C_{dc}\omega^2/8$, який для наведеного нижче набору параметрів системи забезпечує роботу в граничному аперіодичному режимі без перерегулювання.

Параметри електричної схеми та налаштування незмінної частини СК наведено в табл. 1. Під час моделювання змінюватиметься лише підсистема зв'язку.

Таблиця 1

Параметри	Числові значення	
	Змінна	Величина
Трифазна мережа живлення	Діюче значення е.р.с. E_g	230 В
	Частота мережі, f	50 Гц
	Активний опір мережі R_g	0.016 Ом
	Індуктивність мережі L_g	5.15e-02 мГн
Лінійне RL навантаження	Активний опір R (на схемі не позначено)	7.12 Ом
	Індуктивність L (на схемі не позначено)	22.7 мГн
Лінійне R навантаження	Активний опір R (на схемі не позначено)	21.16 Ом
Нелінійне навантаження (випрямляч)	Активний опір R_L	0.05 Ом
	Індуктивність L_L	0.2 мГн
	Активний опір навантаження випрямляча R_n	42.32 Ом
	Фільтровий конденсатор випрямляча C_n	1100 мкФ
IGBT інвертор	Накопичуючий конденсатор C_{dc}	3300 мкФ
Вихідний фільтр	Індуктивність фільтра L_f	1.8 мГн
	Активний опір фільтра R_f	0.0575 Ом
Система керування	Завдання напруги U_{dcref}	690 В
	Допустима похибка $ \delta_U \leq \gamma_1$	0.1
Коефіцієнти налаштування ПІ-регулятора U_{dc}	Пропорційний $K_{proportional}$	1.0367
	Інтегральний $K_{integral}$	40.7121
Коефіцієнти налаштування в контурах регулятора струму	λ	16.0e + 05
	α	2.0e + 04
	Гістерезис Δi	3.2428 А
	σ_0	0.1
	ρ	0.5
	$\tau_1 = 1.0032 U_{dcref} / (E_g 2\sqrt{3} \omega I_{max Load})$	3.9672e-05
Частота комутації	Середня розрахункова F_{sw}	12.0 kHz

Базовим оберемо найпростіший фільтр із передавальною функцією $W(p)=1/(T_I p+1)$, де константа T_I вибирається «наближеною до оптимального значення» $T_I=0.005$ [17].

У стовпчику 1 табл. 2 наведено скорочене позначення варіанту, який досліджувався.

Результати моделювання. Для порівняння наведено діаграми перехідних процесів під час подачі на вхід кожного з фільтрів одиничного стрибка (амплітуда 1 Вольт) із налаштуваннями, які наведено в табл. 2 з відповідно позначеними графіками. Амплітуди вихідних сигналів I_{L2} та K_{a4} приведено до рівня 1 В за допомогою відповідних масштабних коефіцієнтів.

Таблиця 2

Позн.	Тип фільтру або $W(p)$	Налаштування
Л_1	$1/(T_I p + 1)$	$T_I = 0.0048$
		$T_I = 1/\omega$
Л_2	НЧ 2-го порядку	$\omega_0 = 2\omega$, $A_{\omega 0} = -40$ дБ
Л_5	НЧ 5-го порядку	$\omega_0 = \omega$, $A_{\omega 0} = -40$ дБ /див. нижче/ $\omega_0 = 3\omega$, $A_{\omega 0} = -40$ дБ
Р_6	Режекторний 6-го порядку	$\omega_1 = 5\omega$, $\omega_2 = 12\omega$, $A_{\omega 1} = A_{\omega 2} = -40$ дБ
Бт_4	Батерворта, НЧ, 4-го порядку	$\omega_0 = 5\omega$, $A_{\omega 0} = -40$ дБ
Ч_П4	Чебишева II роду, порядок 4	$\omega_1 = 5\omega$, $\omega_2 = 7\omega$, $A = -40$ дБ на частоті 6ω
Ка_4	Кауера, НЧ, 4-го порядку	$\omega_0 = 5\omega$, $A_0 = -1$ дБ, $A_{\omega 0} = -40$ дБ
Бс_4	Беселя, НЧ, 4-го порядку	$\omega_0 = 5\omega$, $A_{\omega} = -40$ дБ

В таблиці позначено: A – атенуація в дБ, ω_0 – частота зрізу.

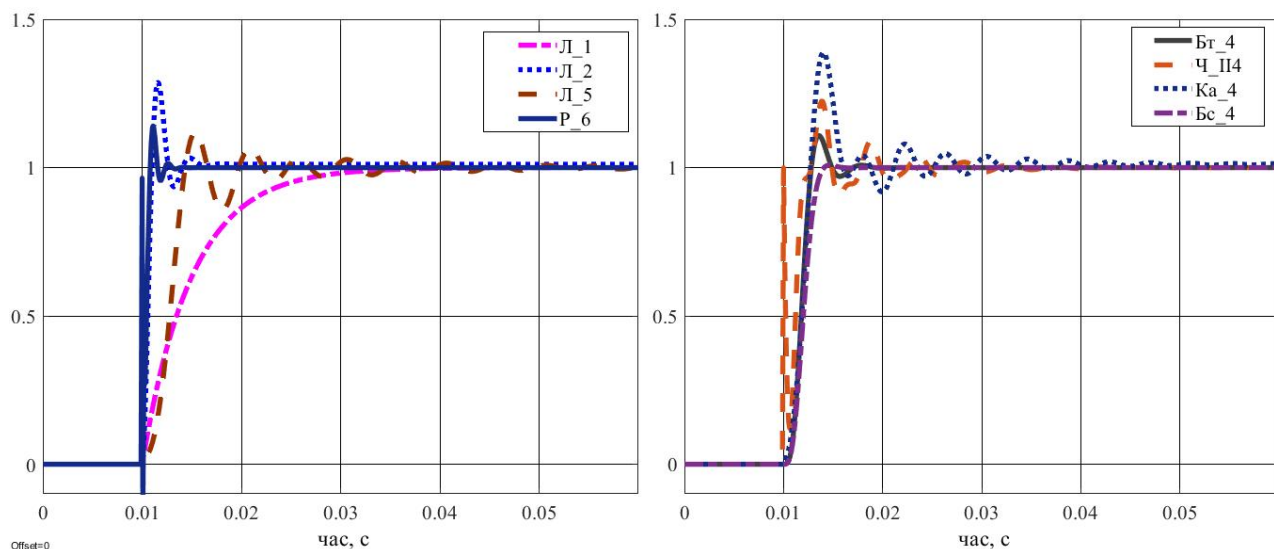


Рис. 2

З огляду на рис. 2, можна зробити висновок, що аперіодичний характер перехідного процесу наявний лише у фільтрах першого порядку, Л_1 та Беселя Бс_4. Найбільшу амплітуду коливань мають фільтр 2-го порядку Л_2 та Кауера 4-го, Ка_4.

Для оцінювання швидкодії використаємо перехідний процес, який виникає внаслідок стрибкоподібного під'єднання лінійного RL-навантаження до стаціонарного нелінійного. За нульових початкових умов для струмів та ненульових – на конденсаторах ланок постійного струму ПАФ та випрямляча, він протікає на двох інтервалах: $[0, 0.01]$ сек – вмикається комбіноване активне R -навантаження та нелінійне навантаження, а на $[0.1, 0.24]$ сек до них додається лінійне RL -навантаження. Вважатимемо, що квазіусталений процес стабілізації напруги відбувається, якщо аперіодична складова перехідного процесу на другому інтервалі часу потрапляє в зону, обумовлену точністю давача напруги, яка для давачів середнього цінового діапазону складає $\pm 0.5 \dots 0.8$ %.

Результати моделювання системи рис. 1 із параметрами табл. 1 та 2 наведено в табл. 3.

Таблиця 3

Фільтр	Л_1	Л_2	Л_5	Р_6	Бт_4	Ч_П4	Ка_4	Бс_4
Швид., мс	116	112	105	102	99	105	102	109
THD, %	4.65	4.61	4.23	4.46	3.81	4.86	4.08	3.72

Треба зауважити, що під час обирання частоти зрізу $\omega_0 = \omega$ для фільтра Л_5 система керування втратила стійкість, тому розрахунок проводився для $\omega_0 = 3\omega$. На рис. 4 наведено графіки струму однієї фази мережі, напруги U_{dc} та сигнал виходу регулятора Δi_{ref} з

керуванням для СК із традиційним ПІ-регулятором для Ка_4. Слідування за струмом відбувається з використанням поверхоень ковзання (5).

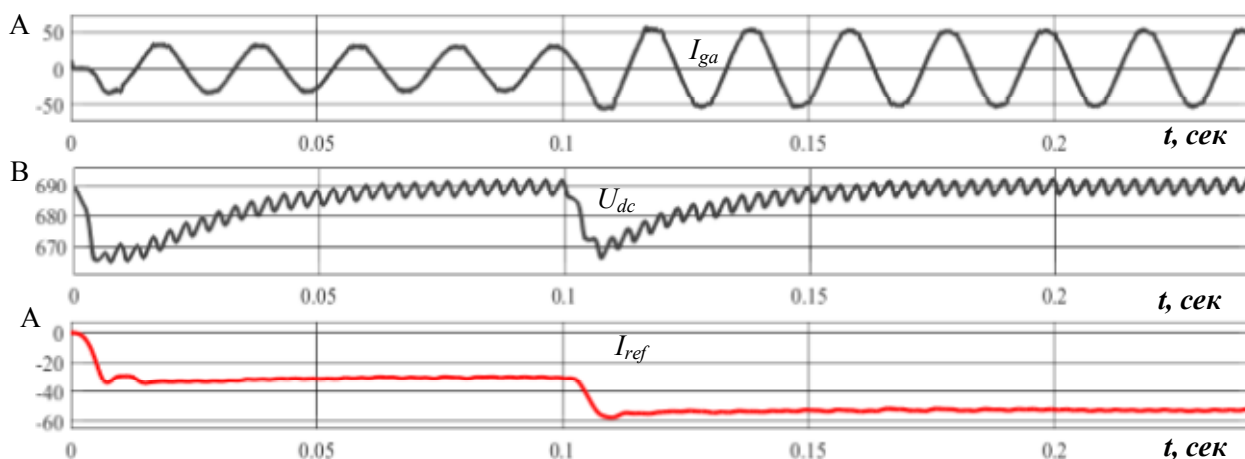


Рис. 3

На рис. 3 у напрузі U_{dc} помітні паразитні гармонічні складові з частотою 6ω , які вже притлумлено на виході регулятора (сигнал Δi_{ref}) за допомогою НЧ фільтрів.

На рис. 4, а, б наведено спектри умовно «найгіршого» (Л-1) та «найкращого» (Ка_4) випадків за THD відповідно до табл. 3.

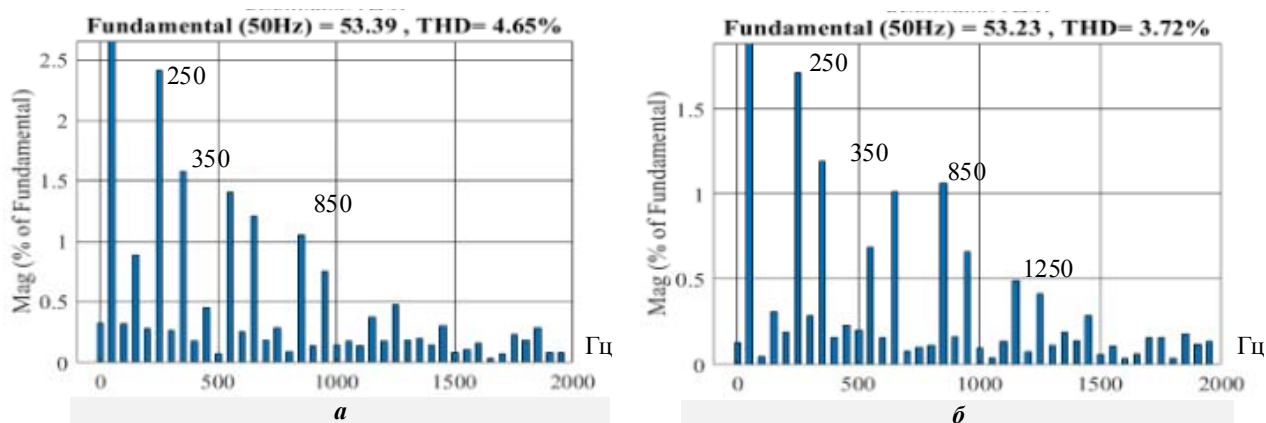


Рис. 4

Збільшення швидкодії ПАФ майже на 20 % у разі використання деяких типів фільтрів вищого порядку не призвело до збільшення THD, а, навпаки, знизило амплітуди 5-ї та 7-ї гармонік, залишивши майже без змін 17-у та 19-у. Використання фільтрів низького порядку, передавальна функція яких задається простим поліномом, є невиправданим, оскільки для зниження рівня паразитних складових із частотою 6ω у сигналах завдання для контуру струму необхідно значно збільшувати сталу часу T_I , що гарантовано призводить до зниження швидкості реакції в контурі стабілізації напруги або взагалі до втрати системою стійкості.

Висновки. Підтверджено теоретичне припущення, що динамічні властивості підсистеми зв'язку в системі керування ПАФ впливають на швидкодію та коефіцієнт спотворень. Використання фільтра Кауера четвертого порядку мінімізувало вплив наявних у реальній системі паразитних гармонічних складових фундаментальної частоти в напрузі на конденсаторі на формування компенсаційного струму. Показано, що застосування фільтрів низького порядку погіршує швидкодію, майже не зменшуючи у цьому разі коефіцієнт спотворень. Застосування фільтрів високих порядків (шостого та вище) лише утруднює технічну реалізацію СК, хоча призводить до незначного збільшення швидкодії.

(шифр «Нова енергетика»), що виконується за розпорядженням Президії НАН України від 24.04.2019 № 277/Дог. № Н.Е.3.2-19/196-19 від 2 травня 2019 року. Державний реєстраційний номер роботи 0119U001628. КПКВК 6541030.

1. Hirofumi Akagi; Edson Hirokazu Watanabe; Mauricio Aredes. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. Second edition. Wiley-IEEE Press, 2017. 472 p.
2. Шаповал І.А., Михальський В.М., Артеменко М.Ю., Поліщук С.Й., Чопик В.В. Комплекси генерування електроенергії з функціями компенсації реактивної потужності та активної фільтрації на базі машини подвійного живлення. Київ, Інститут електродинаміки НАН України. 2020. 241 с. URL: https://ied.org.ua/files/mon1_2020.pdf.
3. Singh B., Chandra A., Al-Haddad K. Power Quality Problems and Mitigation Techniques. 2015. 582 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781118922064>.
4. Jain S. Control Strategies of Shunt Active Power Filter. Modeling and Control of Power Electronics Converter System for Power Quality Improvements. 2018. Pp. 31–84. DOI: <https://doi.org/10.1016/b978-0-12-814568-5.00002>.
5. Green, Tim & Marks, J.H. Control techniques for active power filters. Electric Power Applications, *IEE Proceedings*. 2005. Pp. 369–381. DOI: <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20040759>.
6. Bor-Ren Lin, Zong-Liang Hung, Shuh-Chuan Tsay and Mu-Shan Liao. Shunt active filter with sliding mode control. *Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology. TENCON 2001* (Cat. No.01CH37239), Singapore, 2001. Pp. 884–889. Vol. 2. DOI: <https://doi.org/10.1109/TENCON.2001.949723>.
7. Мисак Т.В., Михальський В.М. Формування компенсаційного струму трифазного паралельного активного фільтра за допомогою різнометрових ковзних режимів. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 4. С. 29–34. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.029>.
8. Денисенко К.І., Кутрань І.С., Лесик В.О., Мисак Т.В. Збільшення швидкодії контуру слідкування за напругою накопичувального конденсатора трифазного паралельного активного фільтра. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2020. № 55. С. 22. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.022>.
9. Мисак Т.В. Керування трифазним паралельним активним фільтром у ковзних режимах. *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*. 2020. № 25(2). С. 37–43. <https://doi.org/10.20535/2523-4455.me.207044>.
10. Юркевич В.Д. Синтез нелинейных систем с ШИМ в канале управления на основе метода разделения движений, *Доклады ТУСУР*. 2012. №1-1 (25). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sintez-nelineynyh-sistem-s-shim-v-kanale-upravleniya-na-osnove-metoda-razdeleniya-dvizheniy> (дата обращения: 24.01.2020).
11. Емельянов С.В., Коровин С.К., Левантовский Л.В. Новый класс алгоритмов скольжения второго порядка. *Матем. Мод.*, Т. 2, №3. 1990, С.89–100. URL: <http://mi.mathnet.ru/eng/mm2344>.
12. Boum A.T., Djidjio Keubeng G., Bitjoka L. Sliding mode control of a three-phase parallel active filter based on a two-level voltage converter, *Systems Science & Control Engineering*, 2017. Vol. 5, Issue 1. Pp.535–543. DOI: <https://doi.org/10.1080/21642583.2017.1405372>.
13. Mannen T. and Fujita H. A DC Capacitor Voltage Control Method for Active Power Filters Using Modified Reference Including the Theoretically Derived Voltage Ripple, in *IEEE Transactions on Industry Applications*. Sept.-Oct. 2016. Vol. 52. No. 5. Pp. 4179–4187. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2574854>.
14. Wang Yu, Xie Yun-Xiang. Adaptive DC-link Voltage Control for Shunt Active Power Filter. *Journal of Power Electronics*. 2014. Vol. 14. Issue 4. Pp.764–777. URL: <http://dx.doi.org/10.6113/JPE.2014.14.4.764>.
15. Sundaram R. N., Poornaselvan K. J., Devarajan N.. Matlab Simulation of Sliding Mode Control of Shunt Active Filter for Power Quality Improvement. 2004. URL: https://www.academia.edu/25938852/Matlab_Simulation_of_Sliding_Mode_Control_of_Shunt_Active_Filter_for_Power_Quality_Improvement.
16. Wang Yu, Xie Yun-Xiang, Liu Xiang. Analysis and Design of DC-link Voltage Controller in Shunt Active Power Filter. *Journal of Power Electronics* 3. May, 2015. No. 3. URL: <http://dx.doi.org/10.6113/JPE.2015.15.3.763>.
17. Oswaldo L. Santos. Contribution to the DC-AC conversion in photovoltaic systems : Module oriented converters. Electric power. INSA de Toulouse, 2015. English. NNT:2015ISAT0001. URL <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01146805>.
18. Biricik S., Redif S., Ozerdem O.C., Basu, M. Control of the shunt Active Power Filter under non-ideal grid voltage and unbalanced load conditions, *Power Engineering Conference (UPEC), 48th International Universities' Power Engineering Conference (UPEC)*, Dublin, Ireland, Sept. 2013. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/UPEC.2013.6715008>.
19. Jain N., Gupta A. Comparison between two compensation current control methods of shunt active power filter. *International Journal Engineering Research and General Science*. 2014. Vol.2. Iss.5. Pp. 603–615. URL <http://ijergs.org/files/documents/COMPARISION-75.pdf>.
20. Er. Sylvester A. Design and implementation of three phase shunt active power filter with advanced current control strategy. URL <https://www.academia.edu/24346525/>

21. Fei J., Li T., Zhang S, Indirect current control of active power filter using novel sliding mode controller, 2012 *IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Kyoto, 2012. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/COMPEL.2012.6251726>
22. Teodorescu M., Ștefan D., Stanciu, Radoi C., Rosu S. G. Implementation of a three-phase active power filter with sliding mode control. *Proc. of 2012 IEEE Int. Conf. on Automation, Quality and Testing, Robotics*, 2012. Pp. 9–13.
23. Коберниченко В. Г. Расчет и проектирование цифровых фильтров. Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2013. 64 с. URL https://elar.urfu.ru/bitstream/10995/46985/1/978-5-7996-0825-5_2013.pdf
24. Солонина А.И., Клионский Д.М., Меркучева Т.В., Перов С.Н. Цифровая обработка сигналов и MATLAB: СПб.: БХВ-Петербург, 2013. 512 с.
25. Eric Nwokolo, Ifeanyi Chinaeke-Ogbuka, Augustine Ajibo, Cosmas Ogbuka, Uche Ogbuefi, Emenike Ejiogu, Performance Comparison of Sliding Mode and Instantaneous Reactive Power Theory Control Techniques for Three-Phase Active Power Filter, *International Journal of Electrical and Electronic Engineering & Telecommunications*. March 2021. Vol. 10. No. 2. Pp. 83–90. DOI: <https://doi.org/10.18178/ijeetc.10.2.83-90>
26. Ch. Samyuktha, G. Mounika, Jarupula Somlal, D. Seshi Reddy. Hysteresis Current Controller Based Shunt Active Power Filter For Power Quality Improvement In Synchronous Generator. *Journal of Critical Reviews*. 2020. No 7(2). Pp. 356–358. DOI: <https://doi.org/10.31838/jcr.07.02.68>.

INFLUENCE OF THE FILTER IN THE CONTROL CHANNEL CONTOURS OF THE STORAGE CAPACITOR VOLTAGE STABILIZATION ON THE DYNAMICS IN THREE-PHASE SHUNT ACTIVE POWER FILTER

K.I. Denisenko, V.O. Lesyk, T.V. Mysak

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
e-mail: taras@igbt.com.ua

The object of research is a three-phase shunt active power filter, which consists of a semiconductor voltage inverter on fully controllable switches, capacitive storage, and an RL-link. The carried-out decomposition of the research object according to the rate of motion of the dynamic system makes it possible to divide this dynamic system into two subsystems, interconnected by control. The role and influence of the communication subsystem between the voltage stabilization circuit on the storage capacitor of the three-phase shunt active power filter and the circuits for the formation of the compensation current, which is injected by this filter into the distributed power supply network, is considered. The presence of a non-linear load in this network is a source of distortion of the parameters of electrical energy. The formation of the compensation current by the forced introduction of the first order sliding modes along some sliding surfaces was carried out. The two-dimensional sliding surface is a linear combination of the components of the two-dimensional error vectors of the compensation current and the first derivative of the error of this current. The introduced communication subsystem makes it possible to reduce the influence of the disturbance in the form of harmonic components of the rectified voltage on the parameters of the compensating current. The influence of the dynamic characteristics of a communication subsystem with filtering properties on the performance indicators of a parallel active filter and the current distortion factor in the power supply network to which this filter is connected was analyzed. To confirm the theoretical assumptions, a simulation model was built and the results of digital modeling were analyzed. Comparison of different types of filters as a communication subsystem according to the criteria of the duration of the transient process and the harmonic distortion in the current that consumed from the network was carried out. References 26, figures 4, tables 3.

Keywords: Shunt active filter, sliding mode, compensation current, low-pass filter, speed, coefficient of distortion.

1. Hirofumi Akagi; Edson Hirokazu Watanabe; Mauricio Aredes. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. Second edition. Wiley-IEEE Press, 2017. 472 p.
2. Shapoval I.A., Mykhalskiy V.M., Artemenko M.Yu., Polishchuk S.Y., Chopyk V.V. Electricity generation complexes with reactive power compensation and active filtration functions based on a dual power supply machine. Kyiv, Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine. 2020. 241 p. URL https://ied.org.ua/files/mon1_2020.pdf (Ukr)
3. Singh B., Chandra A., Al-Haddad K. Power Quality Problems and Mitigation Techniques. 2015 582 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781118922064>.
4. Jain S. Control Strategies of Shunt Active Power Filter. Modeling and Control of Power Electronics Converter System for Power Quality Improvements, 2018. Pp. 31–84. DOI: <https://doi.org/10.1016/b978-0-12-814568-5.00002>
5. Green, Tim & Marks, J.H. Control techniques for active power filters. *Electric Power Applications*, IEE Proceedings. 2005. Pp. 369–381. DOI: <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20040759>.
6. Bor-Ren Lin, Zong-Liang Hung, Shuh-Chuan Tsay and Mu-Shan Liao. Shunt active filter with sliding mode control. *Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology*. TENCON 2001 (Cat. No.01CH37239), Singapore, 2001. Pp. 884–889. Vol. 2. DOI: <https://doi.org/10.1109/TENCON.2001.949723>

7. Mysak T.V., Mikhalsky V.M. Formation of the compensating current of a three-phase shunt active power filter using multiple-rate sliding modes. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 4. Pp. 29–34. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.029>. (Ukr)
8. Denisenko K.I., Kutran I.S., Lesyk V.O., Mysak T.V. Increasing the speed of the tracking voltage circuit of a three-phase parallel active power filter storage capacitor. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. Kyiv, 2020. No 55. Pp. 22–30. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.022>. (Ukr)
9. Mysak T. V. Three-Phase Shunt Active Filter Control in Sliding Modes. *Microsystems, Electronics and Acoustics*. 2020. No 25(2). Pp. 37–43. <https://doi.org/10.20535/2523-4455.mea.207044>
10. Yurkevich V.D. Sintez nelineynykh sistem s SHIM v kanale upravleniya na osnove metoda razdeleniya dvizheniy // Doklady TUSUR. 2012. №1–1 (25). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sintez-nelineynykh-sistem-s-shim-v-kanale-upravleniya-na-osnove-metoda-razdeleniya-dvizheniy> (accessed: 24.01.2020). (Rus)
11. Emel'yanov S. V., Korovin S. K., Levantovskii L. V. Novyy klass algoritmov skol'zheniya vtorogo poriadka [A family of new regulators based on second order sliding mode], *Matem. Mod.* 1990. Vol.2. No 3. Pp. 89–100. URL: <http://mi.mathnet.ru/eng/mm2344>. (Rus)
12. Boum A.T., Djidjio Keubeng G. B., Bitjoka L. Sliding mode control of a three-phase parallel active filter based on a two-level voltage converter, *Systems Science & Control Engineering*, 2017. Vol. 5. Issue 1. Pp. 535–543. DOI: <https://doi.org/10.1080/21642583.2017.1405372>
13. Mannen T. and Fujita H. A DC Capacitor Voltage Control Method for Active Power Filters Using Modified Reference Including the Theoretically Derived Voltage Ripple, in *IEEE Transactions on Industry Applications*. Sept.-Oct. 2016. Vol. 52. No 5. Pp. 4179–4187. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2574854>.
14. Wang Yu, Xie Yun-Xiang. Adaptive DC-link Voltage Control for Shunt Active Power Filter. *Journal of Power Electronics*. 2014. Vol. 14. Issue 4. Pp. 764–777. DOI: <http://dx.doi.org/10.6113/JPE.2014.14.4.764>
15. Sundaram R. N., Poornaselvan K. J., Devarajan N. Matlab Simulation of Sliding Mode Control of Shunt Active Filter for Power Quality Improvement. 2004. https://www.academia.edu/25938852/Matlab_Simulation_of_Sliding_Mode_Control_of_Shunt_Active_Filter_for_Power_Quality_Improvement.
16. Wang Yu, Xie Yun-Xiang, Liu Xiang. Analysis and Design of DC-link Voltage Controller in Shunt Active Power Filter. *Journal of Power Electronics* 3. May, 2015. No 3. DOI: <http://dx.doi.org/10.6113/JPE.2015.15.3.763>
17. Oswaldo Lopez Santos. Contribution to the DC-AC conversion in photovoltaic systems: Module oriented converters. Electric power. INSA de Toulouse, 2015. English. NNT:2015ISAT0001 <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01146805>
18. Biricik S., Redif S., Ozerdem O.C., Basu M. Control of the shunt Active Power Filter under non-ideal grid voltage and unbalanced load conditions, *Power Engineering Conference (UPEC), 48th International Universities' Power Engineering Conference (UPEC)*, Dublin, Ireland, 2013 Sept. 2013. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/UPEC.2013.6715008>
19. Jain N., Gupta A. Comparison between two compensation current control methods of shunt active power filter. *International Journal Engineering Research and General Science*. 2014. Vol. 2. Iss.5. Pp. 603–615. URL: <http://ijergs.org/files/documents/COMPARISION-75.pdf>
20. Er. Sylvester A. Design and implementation of three phase shunt active power filter with advanced current control strategy. URL <https://www.academia.edu/24346525/>
21. Fei J., Li T., Zhang S. Indirect current control of active power filter using novel sliding mode controller, 2012 IEEE 13th *Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Kyoto, 2012. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/COMPEL.2012.6251726>
22. Teodorescu M., Ștefan D., Stanciu, Radoi C., Rosu S. G. Implementation of a three-phase active power filter with sliding mode control. *Proc. of 2012 IEEE Int. Conf. on Automation, Quality and Testing, Robotics*, 2012. Pp. 9–13. DOI: <https://doi.org/10.1109/AQTR.2012.6237667>
23. Kobernichenko V.G. Calculation and design of digital filters: Yekaterinburg: Publishing house Ural. university, 2013. 64 p. URL https://elar.urfu.ru/bitstream/10995/46985/1/978-5-7996-0825-5_2013.pdf (Rus)
24. Solonina A.I., Klionsky D.M., Merkuheva T.V., Perov S.N. Digital signal processing and MATLAB: SPb.: BHV-Petersburg, 2013. 512 p. (Rus)
25. Eric Nwokolo, Ifeanyi Chinaeke-Ogbuka, Augustine Ajibo, Cosmas Ogbuka, Uche Ogbuefi, Emenike Ejiogu, Performance Comparison of Sliding Mode and Instantaneous Reactive Power Theory Control Techniques for Three-Phase Active Power Filter, *International Journal of Electrical and Electronic Engineering & Telecommunications*, March 2021. Vol. 10. No 2. Pp. 83–90. DOI: <https://doi.org/10.18178/ijeetc.10.2.83-90>
26. Samyuktha Ch., Mounika G., Jarupula Somlal, Seshi Reddy D.. Hysteresis Current Controller Based Shunt Active Power Filter For Power Quality Improvement In Synchronous Generator. *Journal of Critical Reviews*. 2020. No 7(2). Pp. 356–358. DOI: <https://doi.org/10.31838/jcr.07.02.68>.

КОРИГУВАННЯ ЯКОСТІ СТРУМУ ЕЛЕКТРИЧНОЇ МЕРЕЖІ З ТИРИСТОРНИМ РЕГУЛЯТОРОМ ЗМІННОЇ НАПРУГИ НА АКТИВНО-ІНДУКТИВНОМУ НАВАНТАЖЕННІ

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

Розглянуто застосування способу регулювання змінної напруги, за якого покращення якості струму мережі живлення досягається дискретним змінням індуктивності в колі протікання цього струму для трифазного регулятора змінної напруги на активно-індуктивному навантаженні, реалізованого за схемою з зустрічно-паралельними тиристорами та нульовим проводом. Побудовано залежності коефіцієнтів гармонік та спотворення струму мережі від значення напруги, що регулюється, які доводять ефективність застосування запропонованого способу в цьому регуляторі. Визначено необхідну кількість секцій реактора та належну індуктивність їхніх обмоток для забезпечення під час регулювання напруги глибиною 50 % на активно-індуктивному навантаженні значень коефіцієнта гармонік, які не перевищують 7 %. Бібл. 9, рис. 3, табл.

Ключові слова: регулятор змінної напруги, спосіб регулювання, якість струму мережі, індуктивний реактор, секція обмотки реактора, відпайка обмотки

Сучасні тенденції розвитку електроенергетичної галузі України спрямовані зокрема на підвищення ефективності електропостачання споживачів, забезпечення стандартів якості електричної енергії, яка їм надається. На сьогодні вимоги до якості електричної енергії встановлено в кодексах системи передачі та розподілу [1, 2], вони мають враховуватись у практичній діяльності оператора системи передачі та операторів систем розподілу [3]. Водночас важливим напрямом науково-практичних досліджень є підвищення якості електричної енергії для потреб споживачів, зокрема і таких, що використовують технології виробництва, які потребують плавного регулювання змінної напруги під навантаженням безконтактним способом [4]. Прикладом такої технології може слугувати електрографітація (зрошування монокристалів напівпровідникових матеріалів). Це завдання ефективно вирішується за допомогою тиристорного регулятора змінної напруги (РЗН) за схемою із зустрічно-паралельно увімкненими вентилями, плавне регулювання напруги в яких здійснюється зміною фази кута управління тиристорами. Трифазні модифікації цього регулятора досліджувалися в роботах [5]. Суттєвим недоліком такого РЗН є те, що в процесі регулювання напруги він генерує в мережу живлення вищі гармоніки струму [5, 6], які погіршують якість електроенергії, що передається мережею, тим самим погіршуючи електромагнітну сумісність мережі з встановленими в ній споживачами енергії. Для вирішення цієї актуальної для вітчизняних електричних мереж проблеми було запропоновано спосіб регулювання напруги, захищеного патентом України [9], який полягає в тому, що індуктивний реактор у РЗН виконується секційним, а відпайки обмотки, що відповідають цим секціям, переключаються [8, 9] у процесі регулювання напруги за спеціальним алгоритмом, за якого індуктивність реактора L_p змінюється у такий спосіб, що забезпечується належна якість вхідного струму РЗН, який в таких РЗН також є струмом мережі. Застосування цього способу регулювання для випадку активного навантаження в однофазному мостовому РЗН було проілюстровано в роботі [7]. У роботі [8] була показана реалізація цього способу в трифазному РЗН за схемою із зустрічно-паралельними вентилями під час регулювання змінної напруги на активному навантаженні.

Метою статті є обґрунтування ефективності запропонованого [9] способу коригування якості струму мережі під час регулювання напруги на активно-індуктивному навантаженні РЗН за схемою із зустрічно-паралельними вентилями і нульовим проводом.

Схема об'єкта дослідження, в якій застосовується запропонований спосіб [9], приведена на рис. 1, де: A, B, C – фазні клеми РЗН, до яких приєднується трифазна напруга мережі живлення; 0 – клема нульового проводу; L_n і r_n – відповідно індуктивність і активний опір фази навантаження; $T_1, T_2, \dots, T_i, \dots, T_n$ – n тиристорні групи із зустрічно-паралельними ввімкнутими тиристорами, які в кожній фазі перемикають відпайки обмотки індуктивного реактора L_p , змінюючи його індуктивність (позначимо її так само L_p), та здійснюють регулювання фазної напруги U_n на $r_n - L_n$ навантаженні через змінення фази імпульсів їхнього управління, тобто змінення кута управління α ; T_0 – тиристорна група, яка від'єднує в РЗН індуктивний реактор L_p і здійснює регулювання напруги U_n , коли його немає.

Якість струму мережі характеризується коефіцієнтами спотворення $v = I_{(1)}/I$ та гармонік $K_\Gamma = \sqrt{I^2 - I_{(1)}^2} / I_{(1)}$, де I і $I_{(1)}$ – відповідно діючі значення фазного струму мережі i (він же фазний струм навантаження) та його першої гармоніки $i_{(1)}$. Коефіцієнт гармонік частіше вираховують у відсотках, тобто $K_\Gamma\% = \left(\sqrt{I^2 - I_{(1)}^2} / I_{(1)} \right) \cdot 100\%$. Вираз для фазного струму i знаходимо з рівняння за другим законом Кірхгофа, складеним для півперіоду напруги живлення u для контуру: фаза A – нульовий провід (для інших фаз із урахуванням відповідного зсуву фазних напруг – аналогічні рівняння)

$$u = x_p \frac{di}{d\vartheta} + r_n i + x_n \frac{di}{d\vartheta}, \quad (1)$$

де $u = U_m \sin \vartheta = \sqrt{2}U \sin \vartheta$; $\vartheta = \omega t$, $\omega = 2\pi f$; $x_p = \omega L_p$; $x_n = \omega L_n$; t – поточна часова змінна, f – частота мережі живлення, $\alpha \leq \vartheta \leq \alpha + \pi$ – інтервал, на якому справедливе рівняння (1), на практиці цей інтервал скорочується до інтервалу $\alpha \leq \vartheta \leq \alpha + \lambda$, де λ – кут, який визначає довжину відкритого стану тиристора, у разі коли $\vartheta = \alpha + \lambda$ цей вентиль природно закривається.

Із рівняння (1) знаходимо співвідношення для струму i – за очевидної початкової умови $i(\alpha) = 0$ маємо

$$i = \frac{\sqrt{2}U}{z_\Sigma} \left[-\sin(\alpha - \varphi_\Sigma) e^{\frac{\vartheta - \alpha}{\mu_\Sigma}} + \sin(\vartheta - \varphi_\Sigma) \right], \quad (2)$$

де $z_\Sigma = \sqrt{r_n^2 + (x_p + x_n)^2}$; $\mu_\Sigma = (x_p + x_n)/r_n$; $\varphi_\Sigma = \arctg(\mu_\Sigma)$. Вирази для діючих значень $I, I_{(1)}, I_{(BF)}$ – відповідно струму i , його першої гармоніки $i_{(1)}$ та суми його вищих гармонік $i_{(BF)} = i - i_{(1)}$ дістаємо з аналогічних співвідношень, наведених у роботі [8] через заміну в них параметрів z, μ, φ відповідно на параметри $z_\Sigma, \mu_\Sigma, \varphi_\Sigma$. У результаті вирази для коефіцієнтів K_Γ і v можемо записати у вигляді

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{1-v^2}}{v}, \quad v = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\lambda^2 + \sin^2 \lambda - \sin \lambda \cos(2\alpha + \lambda)}{\lambda - \sqrt{1 + \mu_{\Sigma}^2} \sin \lambda \cos(2\alpha + \lambda + \varphi_{\Sigma})}}. \quad (3)$$

Для напруги на навантаженні маємо:

$$u_{\text{н}} = r_{\text{н}} i + x_{\text{н}} \frac{di}{d\vartheta}. \quad (4)$$

Підставляючи у співвідношенні (4) вираз для струму i із співвідношення (2), дістаємо:

$$u_{\text{н}} = \sqrt{2}U \sin(\varphi_{\Sigma}) \left[(\mu_{\text{н}} / \mu_{\Sigma} - 1) \sin(\alpha - \varphi_{\Sigma}) e^{\frac{\vartheta - \alpha}{\mu_{\Sigma}}} + \sin(\vartheta - \varphi_{\Sigma}) + \mu_{\text{н}} \cos(\vartheta - \varphi_{\Sigma}) \right], \quad (5)$$

де $\mu_{\text{н}} = x_{\text{н}} / r_{\text{н}}$.

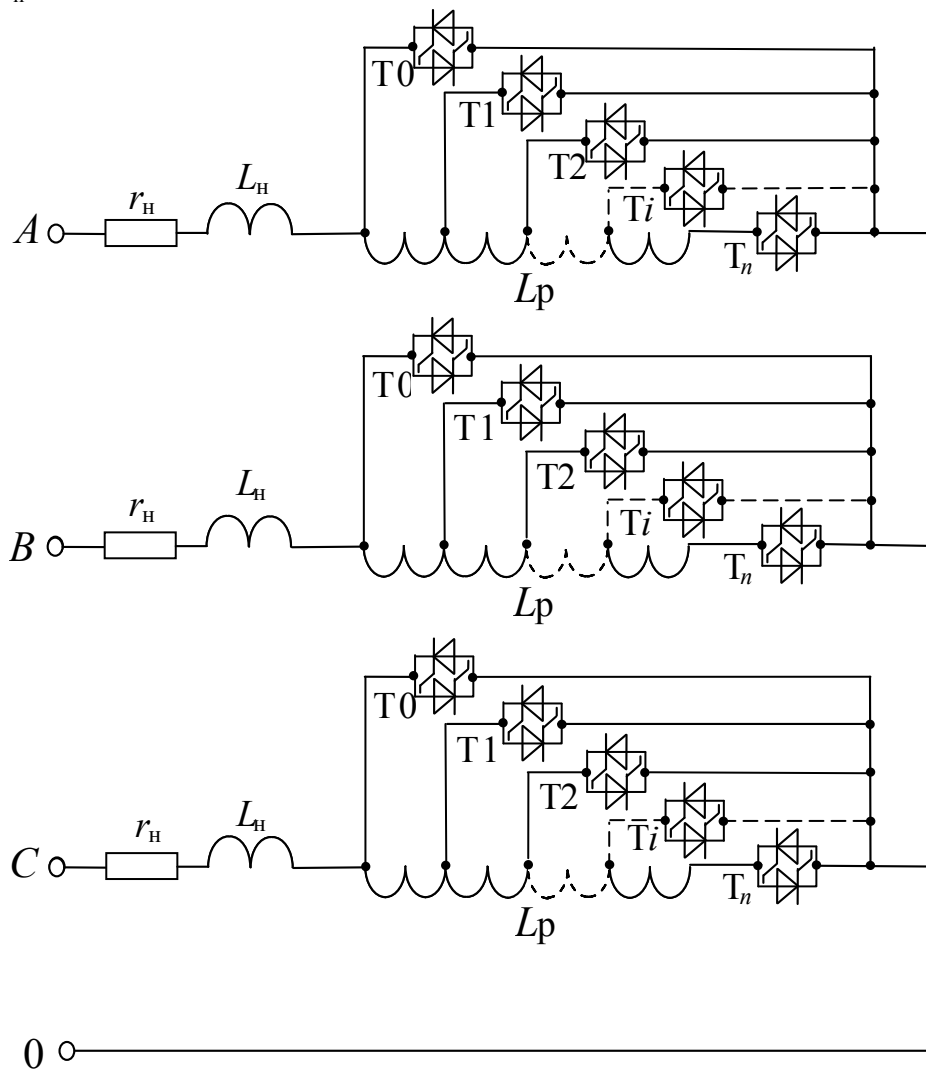


Рис. 1

Кут відставання першої гармоніки $i_{(1)}$ струму i від першої гармоніки $u_{(1)\text{н}}$ напруги на навантаженні $u_{\text{н}}$ у прийнятих позначеннях визначається як $\varphi_{\text{н}} = \arctg(\mu_{\text{н}})$.

Зважаючи на симетрію напруги $u_{\text{н}}$ на півперіодах, для визначення її діючого значення $U_{\text{н}}$ використовуємо формулу:

$$U_H = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} u_H^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} u_H^2 d\vartheta}. \quad (6)$$

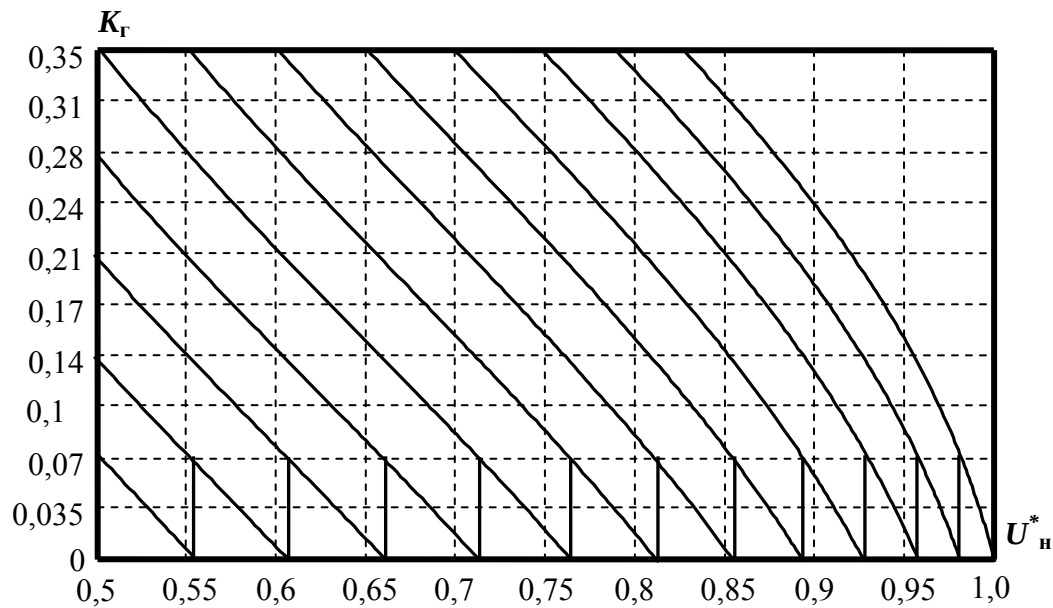


Рис. 2

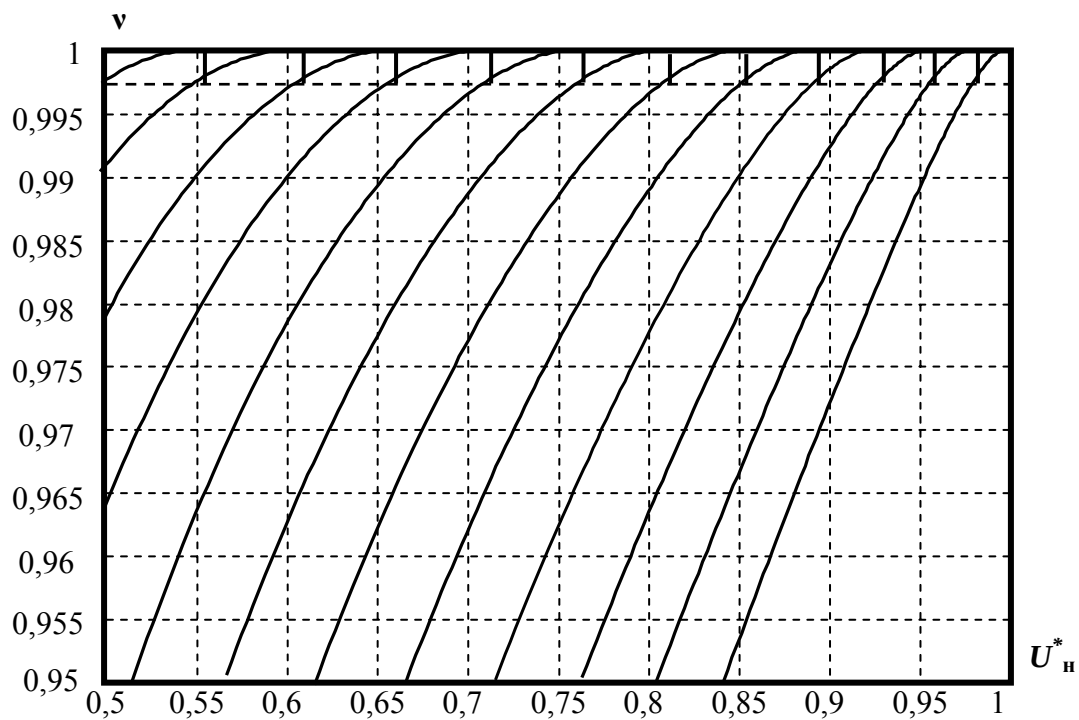


Рис. 3

Підставляючи у правій частині формули (6) замість u_H вираз для цієї напруги зі співвідношення (5) і з огляду на те, що кути α , λ , φ_Σ і параметр μ_Σ пов'язані між собою співвідношенням, яке випливає з рівняння (2) у разі підстановки в ньому значення $\vartheta = \alpha + \lambda$, за якого $i \equiv 0$ (гранична умова)

$$e^{\frac{\lambda}{\mu_\Sigma}} = \sin(\alpha + \lambda - \varphi_\Sigma) / \sin(\alpha - \varphi_\Sigma), \quad (7)$$

після здійснення інтегрування в правій частині формули (6) і тотожних перетворень дістаємо:

$$U_n^2 = \frac{U^2 \cos^2(\varphi_\Sigma)}{\pi} \left\{ (1 + \mu_n^2) \lambda - \sin \lambda \left\{ \left[1 - \mu_n^2 + 4 \frac{\mu_\Sigma^2}{1 + \mu_\Sigma^2} \left(\frac{\mu_n^2}{\mu_\Sigma^2} - 1 \right) \right] \cos(2\alpha + \lambda - 2\varphi_\Sigma) + \right. \right. \\ \left. \left. + \left[\mu_\Sigma \left(\frac{\mu_n}{\mu_\Sigma} - 1 \right) \right]^2 - \mu_n - 4 \frac{\mu_\Sigma^2}{1 + \mu_\Sigma^2} \left(\frac{\mu_n}{\mu_\Sigma} - 1 \right) \left(\mu_n - \frac{1}{\mu_\Sigma} \right) \right] \sin(2\alpha + \lambda - 2\varphi_\Sigma) \right\}. \quad (8)$$

Використовуючи отримані співвідношення (2), (3), (5), (7) і (8), розв'яжемо практичну задачу: скільки відпайок в індуктивному реакторі L_p потрібно, щоб у разі навантаження з $\cos \varphi_n = 0.9$ і глибини регулювання напруги U_n 50 % забезпечити для струму мережі i максимальне значення коефіцієнта гармонік $K_\Gamma^{\%} = 7\%$, коефіцієнт спотворень у такому випадку буде не меншим значення $v = 0.9975$, тобто щоб ці коефіцієнти були в межах, які визначаються такими нерівностями $0 \leq K_\Gamma \leq 0.07$ і $0.9975 \leq v \leq 1$. Задачу розв'язано методом послідовних наближень до оптимальних електричних параметрів реактора, за яких забезпечуються задані коефіцієнти K_Γ і v для струму мережі. Результати розв'язання задачі у вигляді діаграм залежності коефіцієнтів K_Γ і v від напруги, що регулюється, наведено на рис. 2 і 3.

На рис. 2 і 3 на осях абсцис відкладаються значення відносної величини напруги на навантаженні $U_n^* = U_n / U$, які вираховуємо за співвідношенням (7), а на осях ординат – відповідно значення коефіцієнтів K_Γ і v , їх вираховуємо за формулами (3). Регулювання напруги за цими діаграмами відбувається за пилоподібними кривими – на діаграмі рис. 2 така крива розміщена нижче горизонтальної лінії $K_\Gamma = 0.07$, а відповідна їй пилоподібна крива на діаграмі рис. 3 розташована вище горизонтальної лінії $v = 0.9975$. Кожному «зубцю» пилоподібних кривих на діаграмах рис. 2 і 3 відповідає певний діапазон регулювання напруги U_n^* . Кожна з дванадцяти спадаючих крива $K_\Gamma(U_n^*)$ на діаграмі рис. 2 і кожна відповідна їй зростаюча крива $v(U_n^*)$ на діаграмі рис. 3 побудовані для певних визначених значень параметра μ_Σ . На практиці кожному з цих діапазонів регулювання відповідає конкретна відпайка індуктивного реактора, якій так само відповідає секція цього реактора з індуктивністю, що визначається параметром μ_Σ , визначеним для цього діапазону. У таблиці показано суміжні інтервали, на які розбито регулювання напруги U_n^* (у табл. відповідно діаграм рис. 2 і 3 їх пронумеровано за допомогою j зліва направо), і наведено відповідне кожному з цих інтервалів значення параметра $\mu_{\Sigma j}$ (якому своєю чергою відповідає крива $K_{\Gamma j}(U_n^*)$ на діаграмі рис. 2 чи крива $v_j(U_n^*)$ – на діаграмі рис. 3, за якою здійснюється регулювання на цьому (j -тому) інтервалі, де позначення " j " в індексі вказує номер інтервалу, якому ці параметр і криві відповідають. У таблиці також наведено значення відносної індуктивності L_{pi}^* обмотки кожної i -ої секції реактора і значення відносної індуктивності L_{pi}^* , яка відповідає i -тій відпайці обмотки реактора (тобто частині обмотки, розташованій між початком обмотки реактора та i -тою її відпайкою).

Таблиця

Номер інтервалу регулювання (зліва направо) j	Номер секції реактора (номер відпайки) i	Інтервал регулювання $U_{\text{н}}^*$	Значення параметра μ_{Σ}	Відносна індуктивність i -ої секції реактора $L_{\text{pci}}^* = x_{\text{pci}}^* / \omega$	Відносна індуктивність реактора для i -ої відпайки $L_{\text{pi}}^* = \sum_{k=1}^i L_{\text{pck}}^*$
1	—	$1 \geq U_{\text{н}}^* \geq 0.981$	$0.485 = \mu_{\text{н}}$	—	—
2	1	$0.981 \geq U_{\text{н}}^* \geq 0.958$	0.533	$1.53 \cdot 10^{-4}$	$1.53 \cdot 10^{-4}$
3	2	$0.958 \geq U_{\text{н}}^* \geq 0.929$	0.59	$1.81 \cdot 10^{-4}$	$3.34 \cdot 10^{-4}$
4	3	$0.929 \geq U_{\text{н}}^* \geq 0.895$	0.66	$2.23 \cdot 10^{-4}$	$5.57 \cdot 10^{-4}$
5	4	$0.895 \geq U_{\text{н}}^* \geq 0.853$	0.74	$2.55 \cdot 10^{-4}$	$8.12 \cdot 10^{-4}$
6	5	$0.853 \geq U_{\text{н}}^* \geq 0.813$	0.83	$2.86 \cdot 10^{-4}$	$10.98 \cdot 10^{-4}$
7	6	$0.813 \geq U_{\text{н}}^* \geq 0.765$	0.933	$3.28 \cdot 10^{-4}$	$14.26 \cdot 10^{-4}$
8	7	$0.765 \geq U_{\text{н}}^* \geq 0.713$	1.055	$3.88 \cdot 10^{-4}$	$18.14 \cdot 10^{-4}$
9	8	$0.713 \geq U_{\text{н}}^* \geq 0.66$	1.195	$4.46 \cdot 10^{-4}$	$22.60 \cdot 10^{-4}$
19	9	$0.66 \geq U_{\text{н}}^* \geq 0.607$	1.345	$4.77 \cdot 10^{-4}$	$27.37 \cdot 10^{-4}$
11	10	$0.607 \geq U_{\text{н}}^* \geq 0.552$	1.535	$6.05 \cdot 10^{-4}$	$33.42 \cdot 10^{-4}$
12	11	$0.552 \geq U_{\text{н}}^* \geq 0.5$	1.745	$6.72 \cdot 10^{-4}$	$40.14 \cdot 10^{-4}$

$$L_{\text{pci}}^* = x_{\text{pci}}^* / \omega = x_{\text{pci}} / r_{\text{н}} \omega = (\mu_{\Sigma_{i+1}} - \mu_{\Sigma_i}) / \omega,$$

$$L_{\text{pi}}^* = x_{\text{pi}}^* / \omega = x_{\text{pi}} / r_{\text{н}} \omega = (\mu_{\Sigma_i} r_{\text{н}} - x_{\text{н}}) / r_{\text{н}} \omega = (\mu_{\Sigma_i} - \mu_{\text{н}}) / \omega, \quad (9)$$

де $\mu_{\Sigma_{i+1}}$, μ_{Σ_i} – значення параметра μ_{Σ} , які відповідають $i+1$ -ій та i -тій відпайкам обмотки реактора, тобто частинам обмотки, які розташовані між початком обмотки реактора і відповідно його $i+1$ -ою та i -тою відпайками; x_{pi} – індуктивний опір частини обмотки реактора, яка розташована між початком обмотки реактора і його i -тою відпайкою; x_{pci} – індуктивний опір обмотки i -тої секції реактора, тобто такої, яка розташована між $i+1$ -ою та i -тою відпайками. З огляду на позначення, введені в співвідношеннях (9), маємо:

$$L_{\text{pi}}^* = \sum_{k=1}^i L_{\text{pck}}^* \quad (10)$$

Як видно з діаграм, для розв’язання поставленої задачі забезпечення на всій глибині (а саме глибині 50 %) регулювання напруги $U_{\text{н}}$ значень коефіцієнтів $K_{\Gamma} \leq 0.07$ і $v \geq 0.9975$ – знадобилося лише 11 секцій реактора, яким відповідають приведені в таблиці значення відносних індуктивностей L_{pci}^* і L_{pi}^* . Сам процес регулювання напруги в такому разі розбивається на 12 інтервалів, на першому з яких реактора немає – його у разі протікання колом РЗН струму мережі закорочено відкритими вентилями Т0. На кожному з цих

інтервалів регулювання здійснюється за кривими $K_{Гj}(U_n^*)$ і $v_j(U_n^*)$, які відповідають конкретному визначеному для цього j -того інтервалу значенню параметра $\mu_{\Sigma j}$. Перехід з одного інтервалу на інший на практиці здійснюється перемиканням відпайок обмотки реактора, які вводять у коло, за яким замикається струм i , чергову секцію реактора, змінюючи тим самим його сумарну (за формулою (10)) індуктивність.

Розв'язання розглянутої конкретної тестової задачі можна узагальнити на клас подібних задач, де всюди належною кількістю секцій реактора теоретично можна забезпечити в процесі плавного регулювання напруги будь-яке (доцільне) наперед задане значення коефіцієнтів $K_{Г}$ і v для будь-якої глибини регулювання напруги на активно-індуктивному навантаженні. На практиці кількість подібних секцій реактора вочевидь обмежується з техніко-економічних міркувань.

Висновок. Отже, запропонований спосіб [9] регулювання змінної напруги може ефективно застосовуватись і в трифазному РЗН із зустрічно-паралельними тиристорами і нульовим проводом, де в процесі регулювання ним змінної напруги на активно-індуктивному навантаженні таке схемотехнічне рішення забезпечує належну якість струму мережі. Використання запропонованого способу [9] і розробленого засобу його реалізації (за схемою рис. 1) дасть змогу досягти такої якості енергії, що передається електричною мережею, яка б відповідала нинішнім стандартам, і забезпечити належну електромагнітну сумісність мережі зі споживачами.

Фінансується за держбюджетною темою "Розроблення засобів коригування режимів електричних мереж при підключенні потужного обладнання зі специфічними характеристиками" (Програма "Ресурс-3") за Розпорядженням Президії НАН України №182 від 29.03.2021, реєстраційний номер 0121U110509. 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. Блинов И.В., Парус Е.В., Полищук Е.Ю., Журвалев И.В. Мониторинг воздушных линий электропередачи с использованием индикаторов повреждений. Электроэнергетические системы и сети. 2013. № 4. С. 42–44.
4. Критская Т.В., Быткин С.В. Перспективные полупроводниковые материалы для использования в силовой электронике. Вісник ТУ "ХП" № 26 (1302). 2018. Серія "Нові рішення сучасних технологій". С. 148–158.
5. Такеути Т. Теория и применение вентильных цепей для регулирования двигателей. М.: Изд. «Энергия». 1973. 249 с.
6. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. К.: Изд. «Наукова думка». 1983. 216 с.
7. Чиженко А.И. Вентильные мостовые регуляторы переменного напряжения. К.: Изд. Ин-та электродинамики НАН Украины. 1999. 130 с.
8. Волков И.В., Чижено А.И., Курило И.А. Трехфазный вентильно-дрессельный преобразователь переменного напряжения. Праці Ін-ту електродинаміки НАН України. 2010. Вип. 26. С. 90–94.
9. Волков И.В., Липківський К.О., Чиженко О.І. Спосіб плавного регулювання змінної напруги на активно-індуктивному навантаженні. Деклараційний пат. 48865 Україна А МКИ 7 Н 02 Р 13/30, Н 02 М5/10. Опубл. 15.08.2002. Бюл. №8.

<https://base.uipv.org/searchINV/search.php?action=viewdetails&IdClaim=74302&chapter=biblio>

CORRECTION OF THE QUALITY OF CURRENT OF THE ELECTRIC NETWORK WITH A THYRISTOR REGULATOR OF AC VOLTAGE WITH ACTIVE-INDUCTIVE LOAD

A.I. Chyzenko, I.V. Blinov

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

The use of the AC voltage control method is considered. In this method, the improvement of the current quality of the supply network is achieved by a discrete change of the inductance in the network current flow circuit. In this method, it

is proposed to use a circuit with counter-parallel thyristors and the neutral wire. The dependences of the harmonic coefficient and the current distortion coefficient of the electric network on the values of the regulated voltage are constructed. The obtained dependences prove the effectiveness of the proposed regulator. The required number of reactor sections is determined and the proper inductance of their windings to provide the values of the harmonics coefficient that does not exceed 7% while adjusting the voltage depth of 50% on the active-inductive load. References 9, figures 3, table.

Keywords: AC voltage regulator, control method, network current quality, inductive reactor, reactor winding section, winding tap-off.

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. Blinov I.V., Parus E.V., Polischuk E.Y., Zhuravlov I.V. Monitoring of overhead power lines using fault indicators. *Elektroenergeticheskie sistemy i seti*. 2013. No 4. Pp. 42–44. (Rus)
4. Kritskaya T.V., Bytkin S.V. Perspective semiconductor materials for using in the power electronics. *Bulletin of NTU KhPI. Series: New solutions in modern technologies*. Kharkiv: NTU KhPI. 2018. No 26 (1302). Pp. 148–158. DOI: <https://doi.org/10.20998/2413-4295.2018.26.21>
5. Toshiro J. Takeuchi Theory of SCR circuit and application to motor control, Electrical Engineering College Press, Tokyo 1968.
6. Lypkivskyi K.A. Transformer-and-Switches Executive Structures of Alternating Current Voltage Converters. Kyiv: Naukova Dumka, 1983. 216 p. (Rus)
7. Chyzhenko A. Semiconductor full-bridge AC voltage controllers. Institute of Electrodynamics Press, Kyiv 1990. 130 p. (Rus)
8. Volkov I.V., Chyzhenko A.I., Kurilo I.A. Three-phase thyristor-reactor inverter AC voltage. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2010. No 26. Pp. 90–94. (Rus)
9. Volkov I.V., Lypkivsky K.O., Chyzhenko O.I. Method of smooth regulation of alternating voltage on the active-inductive load. Patent of Ukraine No 48865 AMKI 7 H 02 P 13/30, H 02 M5/10, 2002. <https://base.uipv.org/searchINV/search.php?action=viewdetails&IdClaim=74302&chapter=biblio>

Надійшла: 23.03.2021

Received: 23.03.2021

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

УДК 621.313.8

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.074>

EXPERIMENTAL STUDIES OF BRUSHLESS MAGNETOELECTRIC MOTORS OF THE RETURN-ROTARY MOTION

V.G. Kireyev*, K.P. Akinin**, A.A. Filomenko***, V.A. Lavrinenko

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

The paper describes the structure and mathematical model of a specialized brushless magnetoelectric motor of return-rotary motion. The analysis of the parameters of the mathematical model is carried out and the methods of their experimental determination are described. Experimental frequency dependences of the rotor oscillations angle amplitude and the stator current effective value have been obtained. Based on the obtained parameters, the frequency characteristics of the motor were calculated and compared with the experimental dependences. Experimental oscillograms and calculated curves of stator voltages and currents are presented. References 7, figures 8.

Keywords: brushless magnetoelectric motor, return-rotary motion, frequency characteristic, experimental study.

Introduction. An important stage in the creation of electric motors is their experimental studies. At the same time, the purpose of such studies can be to determine the parameters of mathematical models of motors, as well as to obtain their electromechanical characteristics, which makes it possible to assess the adequacy of the accepted assumptions.

Return-rotary motion systems based on electric motors are specialized electromechanical devices [1-4] designed to control the trajectories of the actuators with a given amplitude and frequency. In this case, to study their properties, it is necessary to take into account the features of both the motor itself and the conditions for implementing the modes of the return-rotary motion.

A feature of the brushless magnetoelectric motor (BMM) of the return-rotary motion [5] considered in the paper is the setting of an additional permanent magnet to its structure in the gap between the coils of a single-phase stator winding, which allows realizing magnetic elastic coupling between the stator and the rotor. This addition provides an important advantage, which is the ability to position the motor shaft in the initial position. In this case, the return-rotary motion of the actuator in a limited angular range is carried out by acting on the stator winding with an alternating voltage. Therefore, the methods for studying the BMM of the return-rotary motion are different from the traditional approaches to the study of motors of rotary motion.

The purpose of the paper is to develop and study approaches to the experimental determination of the parameters and characteristics of a specialized BMM of the return-rotary motion.

The main material and research results. The structure of a specialized BMM [5] for controlling the return-rotary motion is shown in fig. 1.

Here, in body 1, there is a slotless magnetic circuit 5, as well as two bearings 2, in which the rotor shaft 3 with a bipolar permanent magnet 4 and an actuating element 9 are installed. On the inner surface of magnetic circuit 5 there are two coils 6 and 7 of the stator winding, and in the interval between which an additional permanent magnet 8 is installed to ensure a magnetic elastic coupling between the stator and the rotor.

Connecting the stator winding of the motor to an alternating voltage source with controlled amplitude and frequency allows the rotor to periodically deflect from the equilibrium position determined by the action of magnetic elastic coupling. In this case, the amplitude and frequency of the mechanical angular oscillations of the actuating element are determined by both the parameters of the control voltage and the properties of the motor.

The mathematical model of BMM for controlling return-rotary motion is described by the equations [6]:

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

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

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

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

$$M_R = M_B \operatorname{sign}(\omega); \quad (5)$$

$$M_L = k_L \omega; \quad (6)$$

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

$$\frac{d\alpha}{dt} = \omega. \quad (8)$$

From the consideration of the model, it can be seen that the motor variables are current i and control voltage u of the stator, angular speed ω and angle α of rotation of the rotor shaft, electromagnetic torque M of the motor, torques of viscous friction M_ω and elasticity M_α , reactive torque M_R of bearings and load torque M_L . At the same time, BMM parameters are inductance L and active resistance R of the stator winding, motor torques coefficient k_m , rotor moment J of inertia, coefficients of viscosity k_ω and elasticity k_α of the motor, the torque M_B of mechanical resistance of the bearings. The viscosity coefficient k_L of the mechanical load takes into account the parametric disturbance acting on the motor. In this study, we assume it to be zero.

In this paper, we will restrict ourselves to the study of the characteristics of the return-rotary motion with such variants of the formation of alternating stator voltage [6]

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

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

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

From the mathematical model of the dynamic state of the motor (1-8), it can be seen that the BMM of the return-rotary motion is described by the same parameters as some other permanent

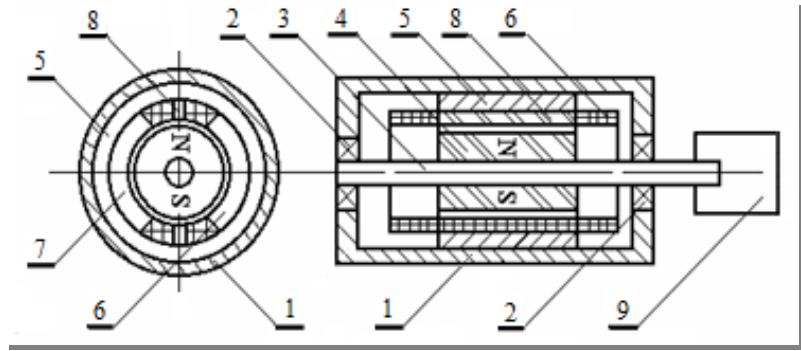


Fig. 1

magnet motors, however, the difference of this model consists in the presence of nonlinear angular dependences in (1, 2, 4).

For consideration in this paper, a BMM of the return-rotary motion is adopted, designed to work in a hand tool with the following basic dimensions and characteristics:

- magnet material is NdFeB (N33H);
- the outer diameter of the rotor-magnet is equal to 14.6 mm;
- the length of the magnet along the axis of the motor is equal to 22 mm;
- air gap length is equal to 3.5 mm;
- the outer diameter of the stator magnetic circuit is equal to 27 mm;
- frequency of mechanical oscillations of the rotor shaft is no more than 100 Hz;
- amplitude of mechanical oscillations of the rotor is no more than 30 degrees;
- maximum effective value of the stator current in continuous operation mode is equal to 0.14 A;
- the maximum temperature of the motor body is 30 ° C.

Let us further consider the possibilities and features of the experimental determination of motor parameters.

The inductance L and active resistance R of the stator winding can be determined by measurement. Since the motors under consideration are designed to operate in a limited temperature range (up to 30 ° C), there is no need to identify active resistance R during operation. Besides, the magnetic permeability of neodymium permanent magnets is close to the magnetic permeability of air, then for slotless motors with a surface installation of permanent magnets on the rotor, the value of the inductance L of the stator winding can be assumed to be a constant value. As a result of measurements, the following values of the parameters of the stator winding were established: $R = 46 \text{ Ohm}$ and $L = 0,012 \text{ Hn}$.

The moment J of rotor inertia can be calculated analytically with high precision. Without taking into account the actuating element 9 (fig. 1) on the motor shaft, we have the moment of rotor inertia: $J = 1,15 \cdot 10^{-6} \text{ kg m}^2$.

The coefficients of the motor torque k_m and elasticity k_α can be obtained from the experimental dependences of the angle α_A of deviation of the rotor shaft relative to its initial position on the external load torque M_L applied to the shaft, as well as the dependence of the same angle α_A , but only when the rotor shaft deflects by creating an electromagnetic torque M of the motor when direct current I_D flows in its stator winding. Figures 2 and 3 show the indicated experimental dependences $M_L(\alpha_A)$ and $I_D(\alpha_A)$ obtained for the motor accepted for consideration.

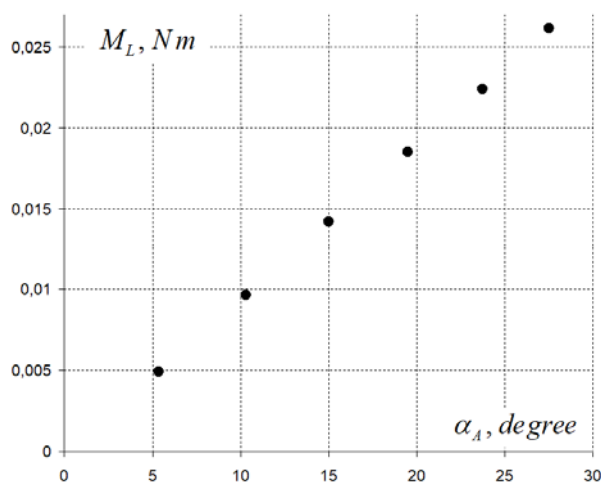


Fig. 2

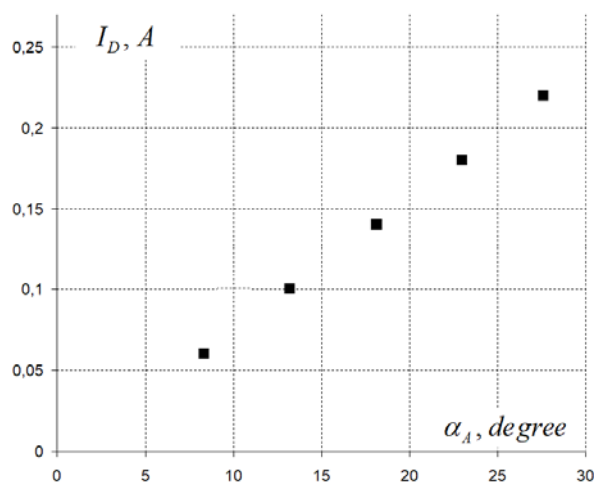


Fig. 3

Taking into account (2, 4) and the data obtained, it is possible to determine the desired constant coefficients

$$k_m = \frac{M}{I \cos \alpha_A}, \quad (11)$$

$$k_\alpha = \frac{M}{\sin \alpha_A}. \quad (12)$$

As a result of averaging the experimental data, the following results of calculating the coefficients were obtained: $k_m = 0,129 \text{ N m / A}$ and $k_\alpha = 0,0561 \text{ N m / rad}$.

The torque of mechanical resistance of bearings can be obtained by determining the deviation angle of the rotor shaft at which the torque of resistance of the bearings is greater than the torque created by the action of the magnetic elastic coupling between the stator and the rotor (4). In this case, you can determine such a ratio

$$M_B = k_\alpha \sin \alpha_D, \quad (13)$$

where α_D is the value of the rotor deviation angle, which limits the angular range of the indicated dead zone, equal to twice the value $2\alpha_D$. When $\alpha_D = 3 \text{ deg}$. we have the value of the torque of mechanical resistance of a pair of bearings $M_B = 2,9 \cdot 10^{-3} \text{ N m}$.

Direct determination of the motor viscosity coefficient k_ω turns out to be difficult since it is impossible to experimentally isolate the magnitude of the viscous friction torque M_ω . The difficulty in determining the viscosity coefficient k_ω of the motor lies in the fact that losses due to eddy currents in the copper of the winding and the stator magnetic circuit arise when an alternating magnetic field appears in the core of the motor. In contrast to a traditional rotation motor, in a return-rotary motion motor, the angular speed of the rotor is a variable value that changes according to a periodic law [6]. To determine the viscous friction coefficient, it is necessary to numerically simulate the electromagnetic processes occurring in the BMM. Research in this direction is underway, and at this stage of work, the approach of an approximate indirect estimate of this parameter can be applied.

Thus, a possible method of identification seems to be the modeling of the mode of the return-rotary motion of the BMM with the previously known or experimentally determined parameters of the motor L , R , J , k_m , k_α and M_B . The unknown value of the viscosity coefficient k_ω of the motor is determined as a result of such a choice of its value, at which the same parameters of the mode of operation of the BMM are provided, as during experimental studies on a physical object. In this case, the main parameters of the mode of the return-rotary motion of the BMM, based on which it is possible to establish the correspondence of the physical and mathematically

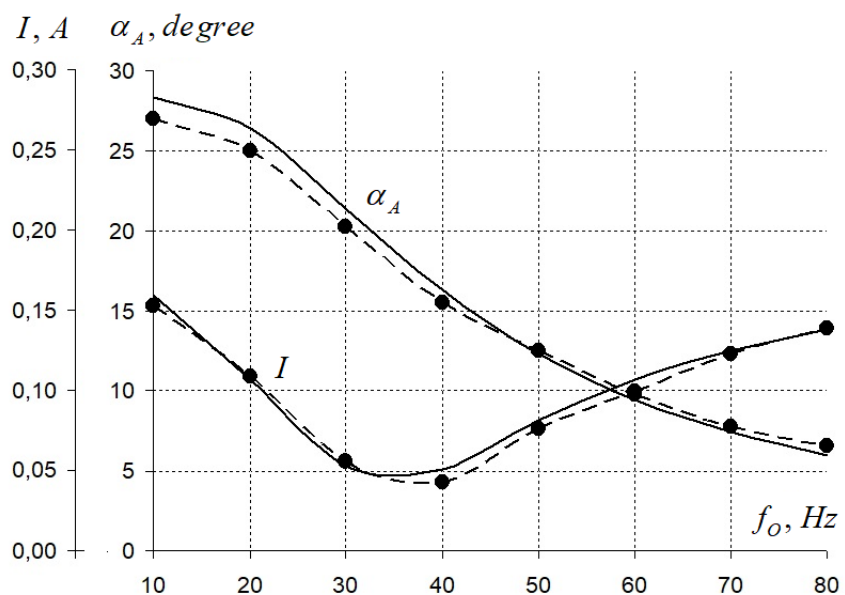


Fig. 4

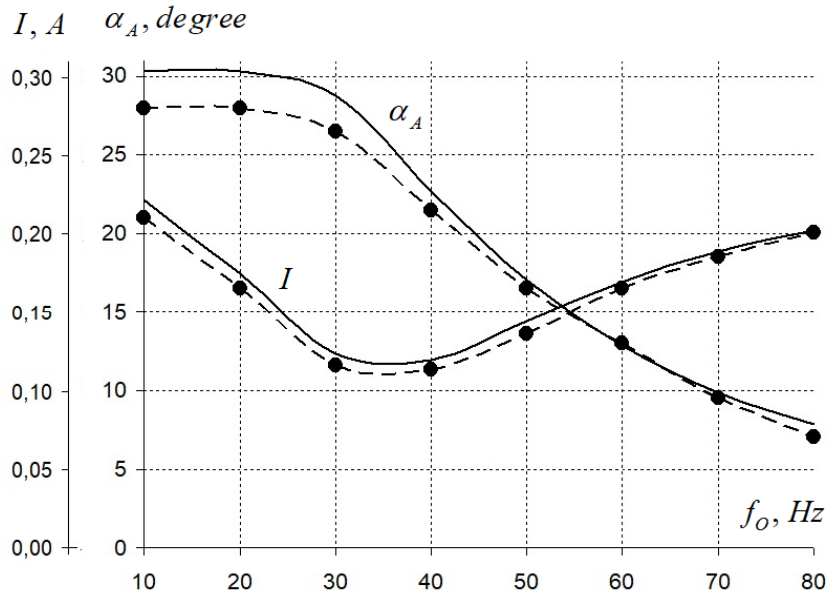


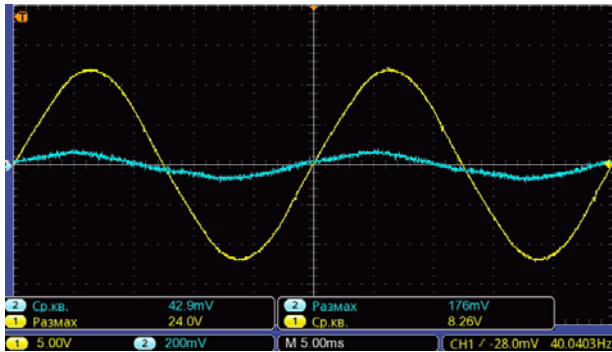
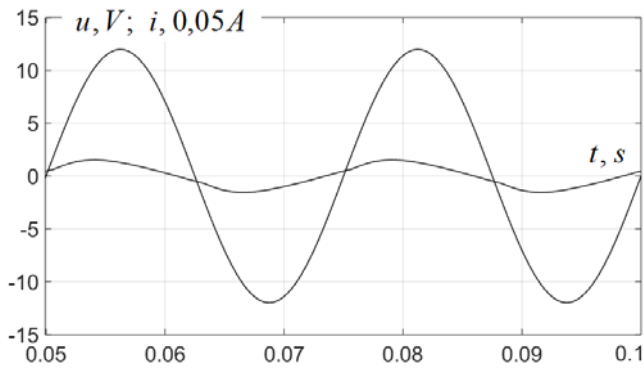
Fig. 5

simulated experiments, are the frequency f_o of mechanical oscillations, the amplitude α_A of rotor shaft oscillations, and the effective value I of the stator current.

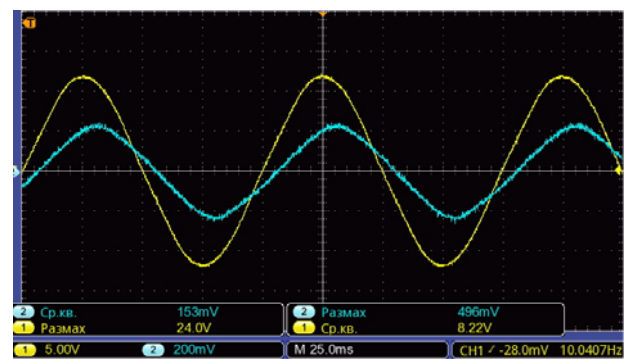
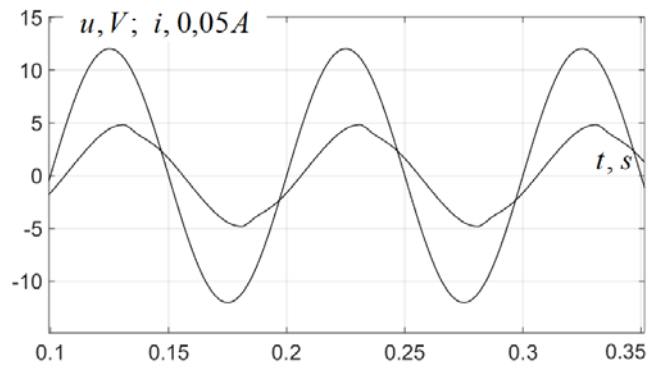
Next, an experiment was carried out on a physical object, in which the frequency f_o of rotor mechanical oscillations was set in the range from 10 to 80 Hz and the values of the amplitude α_A of the rotor oscillations angle and the effective value I of the stator current were recorded, as a result of which experimental frequency dependences $\alpha_A(f_o)$ and $I(f_o)$ were obtained. Then, as a result of calculations based on the model (1–8), by varying the value of the viscous friction coefficient k_ω , it was established such its value at which the average error of the experimental and calculated frequency characteristics was no more than 9 %. Thus, such a value of the coefficient was obtained: $k_\omega = 5,5 \cdot 10^{-5} \text{ Nm s / rad}$. The experimental and calculated frequency characteristics are shown in fig. 4 and 5, respectively, for two variants of the formation of the alternating stator voltage: sinusoidal (9) and rectangular (10). The amplitude U_A of the stator alternating voltage was assumed to be constant and equal to 12 V. The solid lines show the calculated characteristics, while the dashed lines show the experimental.

Besides, to demonstrate the adequacy of the adopted model (1–8) of the motor of the return-rotational motion, as well as to confirm the correctness of the experimental determination of its parameters, fig. 6 and 7 show the calculated curves and experimental oscillograms of alternating currents i and stator voltages u for sinusoidal (fig. 6) and rectangular (fig. 7) voltage options. Oscillograms were obtained at two frequency values of 10 Hz (fig., 6 a, fig. 7, a) and 40 Hz (fig. 6, b, fig. 7, b). Comparison of the calculated curves and experimental oscillograms shows their good correspondence.

The considered motor of the return-rotary motion is characterized by parameters that can be assumed to be unchanged during operation. However, if an actuating element with its moment of inertia is installed on the motor shaft, the total moment of inertia of the rotor with the load turns out to be unknown. In this case, to determine the changed total moment of inertia, an algorithm for its identification can be applied by the short-time supply of a reference variable input signal of the type $u = U_A \sin 2\pi f_o t$ to the stator winding and fixing a new value of the amplitude of the rotor oscillations angle. The frequency value for such signal should be selected from the low-frequency part of

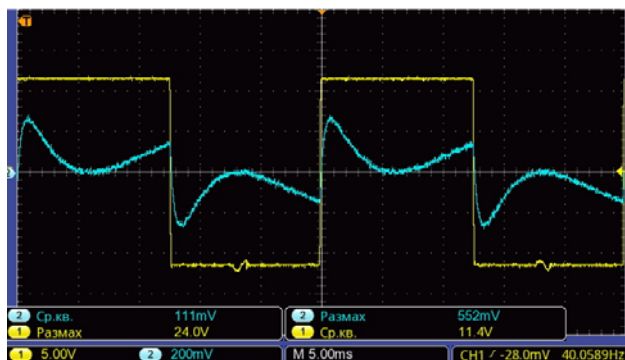
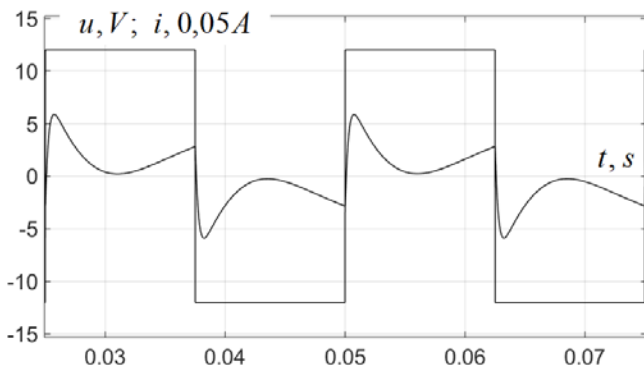


a

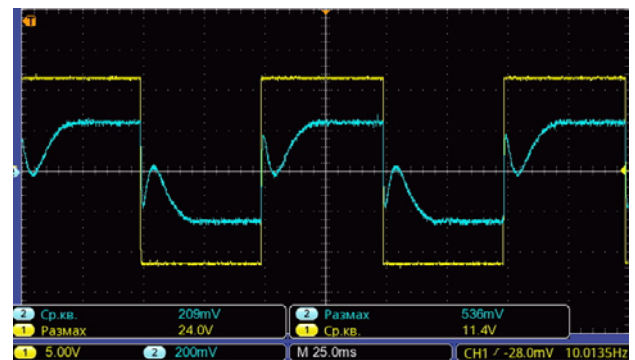
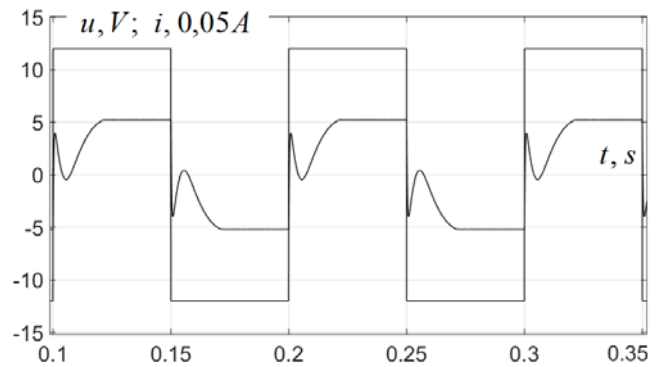


b

Fig. 6



a



b

Fig. 7

the operating range, for example, $f_0 = 10, \text{ Hz}$. The signal amplitude is chosen so that the amplitude of the rotor oscillations angle in the assumed range of possible values of the moment of inertia does not exceed 20-25 degrees. For the maximum value of the moment of inertia $J = 9,2 \cdot 10^{-6} \text{ kg m}^2$, we assume $U_A = 5 \text{ V}$.

Fig. 8 shows the calculated dependence of the amplitude α_A of the rotor oscillations angle on the value of the moment J of inertia on the motor shaft. Thus, the sought dependence for an approximate determination of the moment of inertia can be represented by the expression

$$J = \frac{J_1 - J_0}{\alpha_{A1} - \alpha_{A0}} (\alpha_A - \alpha_{A0}) + J_0, \quad (14)$$

where J_0 , J_1 are the values of the moment of inertia on the rotor shaft without an actuating element, as well as one of the selected values from the characteristic $\alpha_A(J)$ (fig. 8), α_{A0} , α_{A1} are the values of the amplitude of the rotor oscillations angle corresponding to the values J_0 and J_1 .

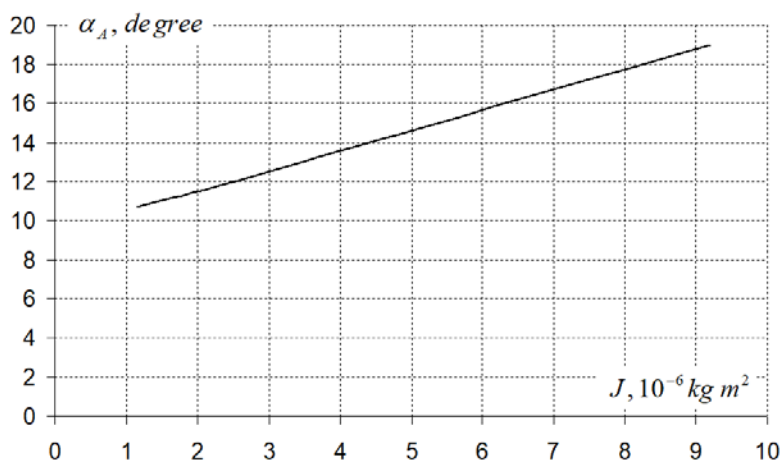


Fig. 8

For substitution in (14), the following values of the parameters were taken: $J_0 = 1,15 \cdot 10^{-6} \text{ kg m}^2$, $J_1 = 4,6 \cdot 10^{-6} \text{ kg m}^2$, $\alpha_{A0} = 10,7 \text{ deg.}$ and $\alpha_{A1} = 14,2 \text{ deg.}$ In this case, for a given for example the maximum value of the amplitude $\alpha_A = 18,98 \text{ deg.}$ of the rotor shaft oscillations angle, the value of the moment of inertia is determined with an error equal to 1.21%. The need to determine the unknown value of the moment of inertia on the motor shaft may arise in the case of the implementation of the mode of active compensation of reactive sign-alternating moments of the return-rotary motion motor rotor [7].

Conclusion. As a result of the studies, the adequacy of the adopted mathematical model (1-8), describing the BMM of the return-rotary motion, was confirmed. Also, on its basis, with experimentally determined parameters, it is possible to calculate any operating mode of the investigated BMM and synthesize systems for automatic control of the return-rotary motion of the rotor.

Фінансується за держбюджетною темою «Створити методи активної компенсації реактивних зусиль, моментів та просторових переміщень в електромеханічних системах магнітоелектричного типу та розробити принципи побудови пристроїв на їх основі» (шифр «ІНДЕМ»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ 15.10.2013 р., протокол № 14. Державний реєстраційний номер роботи 0113U006532. КПКВК 6541030.

1. Smeliahin A.Y. The structure of mechanisms and machines. Moskva: Vysshaia shk., 2006. 304 p. (Rus)
2. Yusoff 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. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICCSCE.2017.8284429>
3. Lukovnikov V.Y. Electric drive of oscillatory motion. Moskva: Ener-goatomizdat, 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. Akinin K.P., Kireyev V.G., Filomenko A.A., Lavrinenko B.A., Mikhailik E.M. Research of electromechanical characteristics of brushless magnetoelectric motors of return-rotary motion. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2019. No 54. Pp. 47–51. (Rus)
7. Antonov A.E., Akinin K.P., Kireyev V.G., Filomenko A.A. Compensation of reactive torques in the electric drive of the return-rotary motion. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2018. No 51. Pp. 54–60. (Rus)

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ БЕЗКОНТАКТНИХ МАГНІТО-ЕЛЕКТРИЧНИХ ДВИГУНІВ ЗВОРОТНО-ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ

В.Г. Кіреєв, канд. техн. наук, **К.П. Акінін**, докт. техн. наук, **А.А. Філоменко**, **В.А. Лавриненко**

Ін-т електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: kyg2016@ukr.net

У статті описано структуру та математичну модель спеціалізованого безконтактного магнітоелектричного двигуна зворотно-обертального руху. Проведено аналіз параметрів математичної моделі та описано способи їх експериментального визначення. Отримано експериментальні частотні залежності амплітуди кута механічних коливань ротора і діючого значення струму статора. На підставі отриманих параметрів виконано розрахунок частотних характеристик двигуна та проведено їх порівняння з експериментальними залежностями. Представлено експериментальні осцилограми та розрахункові криві напруг і струмів статора. Бібл. 7, рис. 8.

Ключові слова: безконтактний магнітоелектричний двигун, зворотно-обертальний рух, частотна характеристика, експериментальні дослідження.

Received: 08.04.2021
Надійшла: 08.04.2021

ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

УДК 621.314

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.082>

ЗНИЖЕННЯ МІСЦЕВИХ НАГРІВІВ У БАКАХ ПОТУЖНИХ ТРАНСФОРМАТОРІВ ТЕПЛОВІДВІДНИМИ ЛОКАЛЬНИМИ РАДІАТОРАМИ З РЕБЕРНОЮ ОСНОВОЮ

В.Ф. Іванков¹, канд. техн. наук, **А.В. Басова**², канд. техн. наук, **І.В. Хімюк**³, канд. техн. наук,

^{1,2} – ПрАТ «Запоріжтрансформатор»,
Дніпровське шосе, 3, Запоріжжя, 69600, Україна

³ – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: vcpkpi@ied.org.ua

Представлено основні підходи, результати чисельного моделювання та приклади практичного застосування тепловідвідних радіаторів з алюмінію, як із плоскою, так і з реберною основою для зниження місцевих нагрівів у феромагнітних кришках та стінках баків трансформаторів, які виникають у випадках концентрації магнітних потоків із багатоамперних відведень або з магнітних шунтів. Розглянуто випадок теплового спряження немагнітної полки ярмової балки з плоскою основою радіатора (мідною пластиною), який показує можливість зниження місцевого нагріву балки за допомогою кондуктивного теплообміну між полкою і пластиною та конвекційного теплообміну з їхніх поверхонь в охолодне масло. Бібл. 4, рис. 7.

Ключові слова: трансформатори, нагрів, радіатори з реберною основою.

Вступ. Під час теплових випробувань потужних силових трансформаторів методами дистанційного термометричного вимірювання або промислової експлуатації потужних силових трансформаторів можуть спостерігатися локальні місцеві нагрів кришок та стінок баку з феромагнітної сталі, що перевищують допустимі норми. Відомі випадки, коли це змушувало в заводських умовах феромагнітні кришки замінювати на конструкції зі вставками з немагнітної сталі, а в експлуатації – обмежувати робочу потужність устаткування.

Для прикладу на рис. 1, а наведено термограму кришки бака між коробками вводів сусідніх фаз із температурою 103 °С, отриману в умовах експлуатації за температури охолодного середовища (ТОС) – 12 °С і трохи нижчої – верхньої частини стінки бака трифазного трансформатора 200 МВА. За нормальних умов експлуатації (ТОС 20 °С) абсолютна температура зовнішньої поверхні кришки досягатиме 135 °С. Оскільки за товщиною сталі бака перепад температури незначний (близький до 1 К), то вказана температура визначатиме перевищення внутрішньої температури поверхні баку в маслі над ТОС $135 - 20 + 1 = 116$ К, що значно більше допустимого значення 75 К та 85 К (у точках, які не контактують із твердою ізоляцією). Кришку та стінку бака вказаного трансформатора

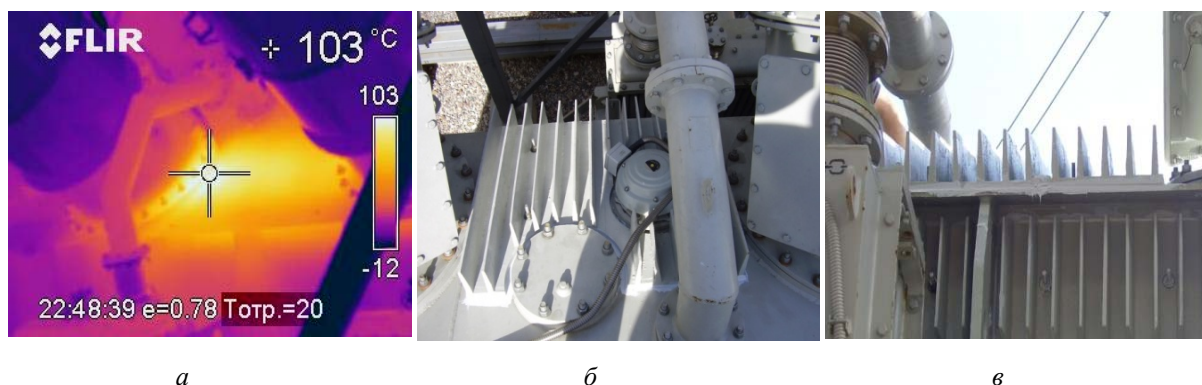


Рис. 1

виготовлено з феромагнітної сталі. Локальні втрати та відповідні їм нагріви зумовлені дією магнітних потоків паралельних кришці бака відведень нижчої напруги (НН) зі значними струмами.

Для зниження вказаних нагрівів апробовано тепловідвідні радіатори з плоскою та з реберною основами. Вони розміщені на кришці бака в проміжках між фланцями кріплення коробок вводів НН сусідніх фаз (рис. 1, б), а також у верхній частині стінки бака між вертикальними ребрами жорсткості в зоні дії магнітних полів відведень (рис. 1, в).

Плоска основа радіатора передає тепло від джерела (від бака) до стоку (у зовнішнє повітря). Її поверхня, яка розсіює тепло, визначається як первинна, або основна (несуча). Для інтенсифікації розсіювання тепла первинна поверхня розвивається за допомогою плоских смуг – ребер. Теплообмін під час теплового спряження конструкційних частин трансформатора та радіаторів відбувається через теплопровідності (кондукції) під час теплового контакту плоскої основи радіатора з елементом конструкції, у якій виділяються втрати, конвекцією в охолодне масло, а також конвекцією в охолодне повітря та випромінюванням із поверхні елементів радіатора в зовнішній простір.

Теплообмін радіаторів з реберною основою для умов природної конвекції охолодного повітря розглянуто в [1] для конструкції радіоелектронних пристроїв. Представлено інженерний метод розрахунку середнього коефіцієнта тепловіддачі декількох характерних типів радіаторів. Зроблено висновки, що розсіювана радіаторами потужність здебільшого визначається зовнішніми умовами теплообміну та геометричними параметрами радіаторів, а теплопровідність матеріалу ребер і їхня товщина мають другорядне значення й мають обиратись із конструктивних та технологічних міркувань. Рекомендовано забезпечити тепловий контакт ребер з основою литтям, зварюванням чи пайкою, а повна поверхня тепловіддачі радіатора не мусить значно перевищувати поверхню основи. Крім того, поверхню радіатора треба покривати фарбами з високим ступенем чорноти. Загальні питання теплообміну на розвинутих поверхнях, розрахунку та конструювання теплообмінників різного призначення представлено, зокрема, в [2].

Однак розглянуті в [1, 2] варіанти конструкції та оцінювання тепловіддачі радіаторів не є прийнятними в разі їхнього застосування для зниження місцевих нагрівів елементів конструкції в силових трансформаторах. Практичне застосування тепловідвідних радіаторів з реберною основою для вказаної мети потребує спеціальних досліджень з урахуванням особливостей виділення втрат у елементах конструкції з феромагнітної та з немагнітної сталі, а також умов теплообміну з внутрішнім охолодним маслом у баку та зовнішнім повітрям.

Методи розрахунку магнітних полів обмоток та відведень на поверхнях баку, як аналітичні, так і чисельні, є достатньо відомими [3, 4]. Поверхневі втрати у феромагнітному півпросторі, яким можна вважати плоскі частини баку трансформатора, визначаються через тангенціальну складову напруженості магнітного поля й емпіричні значення нелінійного поверхневого імпедансу. Як для бака, так і в частинах конструкції обмежених розмірів із феромагнітної сталі під час чисельних розрахунків використовується також метод об'ємних втрат як суми складових на вихрові струми та на перемагнічування конструкційної сталі з нелінійною магнітною характеристикою і з гістерезисом. З використанням розрахунково-емпіричних значень коефіцієнтів тепловіддачі в охолодне середовище проводяться теплові розрахунки [4].

Тому розраховані чи виміряні безпосередньо на наявному устаткуванні нагріви в досліджуваних конструкційних частинах трансформатора будемо вважати відомими.

Метою роботи є представлення основних підходів, результатів чисельного моделювання і прикладів практичного застосування локальних тепловідвідних радіаторів із плоскою тепловою основою та з ребрами для зниження місцевих нагрівів у баках, а також плоских теплових елементів для зниження нагрівів елементів конструкції активної частини потужних трансформаторів.

Зниження тепловідвідними радіаторами з реберною основою місцевих нагрівів кришки та частин стінки бака з феромагнітної сталі.

Зазвичай поле розсіяння обмоток на кришках або на стінках бака через їхнє віддалення від обмоток є відносно рівномірним та менш інтенсивним, ніж концентровані магнітні потоки відведень, які відрізками скінченних розмірів проходять на незначних відстанях від поверхонь кришок або стінок. Втрати концентруються в зоні проєкції осі відведення на площину бака, зменшуючись у перпендикулярному напрямку приблизно за параболою від максимального значення. Тому зона підвищених температур поверхні баку спостерігається у вигляді певної смуги, довжина якої визначається поздовжнім розміром відведення та може обмежуватися конструктивними елементами, зокрема, вирізами під кріплення коробок вводів (рис. 1, а).

Також зауважимо, що на поверхню феромагнітного бака трансформатора електромагнітне поле обмоток та відведень майже не проникає й не може спричинити виникнення вихрових струмів та втрат у провідній основі та в ребрах радіаторів, що пояснює і визначає, чому саме застосування провідних металевих радіаторів на кришках баків із немагнітної сталі не розглядається.

За теплову модель кришки чи стінки бака з поверхневим виділенням втрат приймається пластина скінченної ширини з двох шарів. Занурений у масло внутрішній шар із поверхневими втратами має товщину приблизно 1 мм унаслідок незначної глибини проникнення електромагнітного поля промислової частоти у феромагнітний півпростір. Інша частина кришки (стінки), звернена до повітря, визначається як зовнішній шар пластини, але без виділення втрат. У спряженій тепловій моделі феромагнітної пластини та радіатора нехтуватимемо тепловим опором контакту між поверхнею бака і плоскою основою радіатора, що може виникати внаслідок мікронерівностей пари поверхонь [1]. Указаний чинник виключається через нанесення на попередньо зачищену від фарби поверхню бака спеціальної клейової суміші на основі оксиду цинку із робочою температурою 180 °С та зі скінченним значенням коефіцієнту теплопровідності. Болтове кріплення основи радіатора до бака забезпечує необхідний рівень притискового зусилля.

Покажемо основні підходи та результати досліджень на прикладі кришки бака трансформатора 200 МВА за рис. 1. Виділено частину кришки бака товщиною 14 мм із розмірами 1046 × 1110 мм. Перший розмір – між коробками вводів, другий – ширина кришки. На поверхні досліджуваної частини кришки баку кріпиться тепловідвідний радіатор.

Указану модель досліджено методами [4] чисельного моделювання теплових процесів за допущення, що вони є усталеними, а основні температурні параметри можна приймати постійними. Коефіцієнти тепловіддачі з поверхонь розрахункових елементів визначено для умов природної конвекції, тобто за природного руху масла всередині баку й повітря на його поверхні та на поверхні радіатора [4]. Так, коефіцієнти тепловіддачі в масло з нагрітої поверхні баку та з ненагрітої поверхні прийнято рівними 100, 50 Вт/(м²×К). На зовнішній поверхні баку та на радіаторах результуючий коефіцієнт тепловіддачі визначається сумою коефіцієнтів конвективного та променевого теплообміну в повітря і приймається рівним 14, Вт/(м²×К). Коефіцієнти теплопровідності феромагнітної сталі, алюмінію та міді прийнято відповідно рівними 47, 200, 397, Вт/(м×К).

Втрати розподілено у внутрішньому шарі розрахункової пластини в смугу завширшки 300 мм. Їхню величину підібрано у такий спосіб, щоби найбільша температура на поверхні кришки в повітрі досягала виміряного значення 103 °С. Досліджено випадки кріплення на поверхні пластини з втратами плоскої основи з алюмінію товщиною 15 мм, радіатора з вертикальними ребрами товщиною 7 мм, заввишки 100 мм та з кроком 100 мм, які розташовані в обмеженій зоні найбільших нагрівів і орієнтовані вздовж пластини, радіатора з ребрами за шириною пластини поперек зони нагріву, а також радіатора з конструктивними вирізами. Указані випадки розрахункових моделей і розподілу температур показано на рис. 2.

Отримано такі розрахункові значення. Початкова найбільша температура внутрішньої поверхні пластини (кришки бака в маслі) досягає 104 °С – верхня частина (рис. 2, а), що відповідає показам термограми на рис. 1, а. У разі теплового спряження лише з плоскою основою з алюмінію температура пластини знижується до 75 °С – низ (рис. 2, а). За наявності поздовжніх ребер внутрішня поверхня кришки зменшує свій нагрів до 66 °С – верх (рис. 2, б).

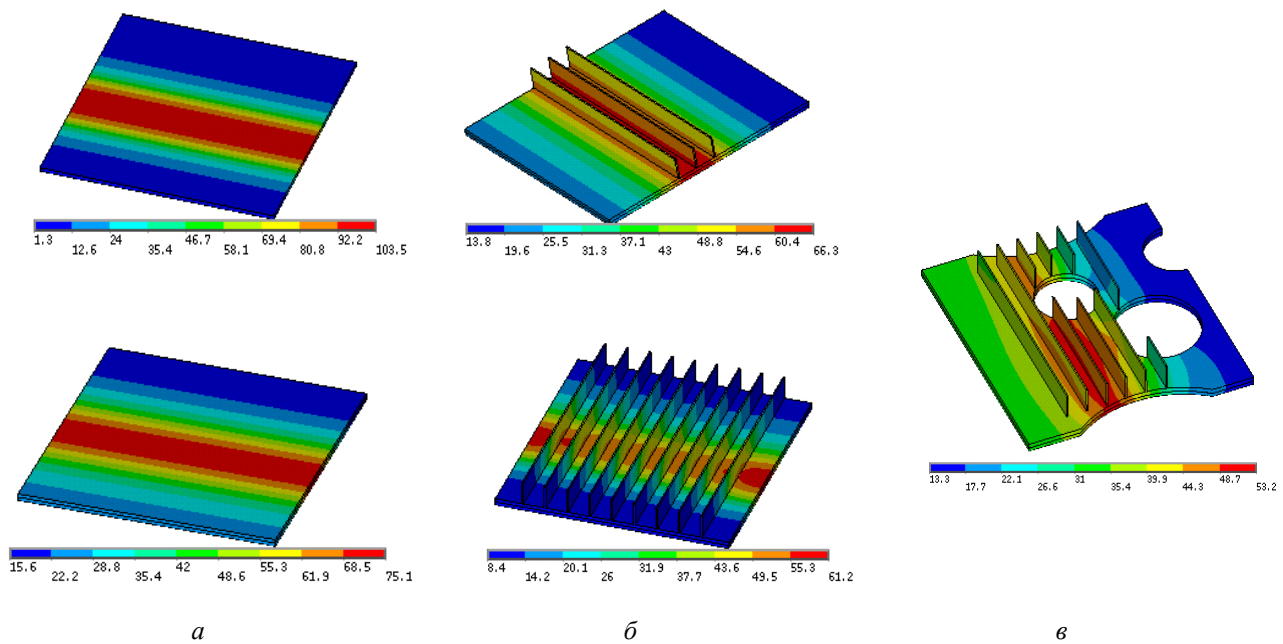


Рис. 2

Установлення поперечних ребер на всій поверхні плоскої основи знижує нагрів кришки до 61 °С – низ (рис. 2, б), а в конструкції з вирізами в кришці та в радіаторі найбільша температура досягає 53 °С.

Плоска основа радіатора з алюмінію знижує температуру внутрішньої поверхні кришки на 29 К – зі 104 до 75 °С, додатково на 14 К – із 75 до 61 °С нагрів кришки знижують поперечні ребра радіатора. У сумі досягнуто зменшення місцевого нагріву кришки баку на 43 К.

Моделюванням також визначено, що більш значне зниження температури, на 39 К, забезпечує плоска основа радіатора з міді – зі 104 до 65 °С, але радіатор із міді з технологічних міркувань у цьому випадку не застосовується.

Спостерігається, що основне зниження нагріву внутрішньої поверхні баку відбувається внаслідок теплового спряження кришки баку з плоскою алюмінієвою основою, маса якої співрозмірна з досліджуваною частиною кришки баку, а коефіцієнт теплопровідності алюмінію майже в п'ять разів більший від сталі. Кондуктивним теплообміном зона підвищених температур розширюється з одночасним зменшенням найбільшого значення нагріву кришки баку. Наведене спостереження відповідає твердженню [2], що «коли реберна поверхня є в середовищі з однорідною температурою, то поверхня ребра менш ефективна в сенсі тепловіддачі, ніж основна поверхня, на якій закріплені ребра».

Конструкцію вилих з алюмінію та встановлених тепловідвідних радіаторів з реберною основою на кришці та на верхній частині стінки баку трансформатора 200 МВА показано на рис. 1. Забезпечено подальшу експлуатацію трансформатора без зауважень і за підвищених коефіцієнтів потужності.

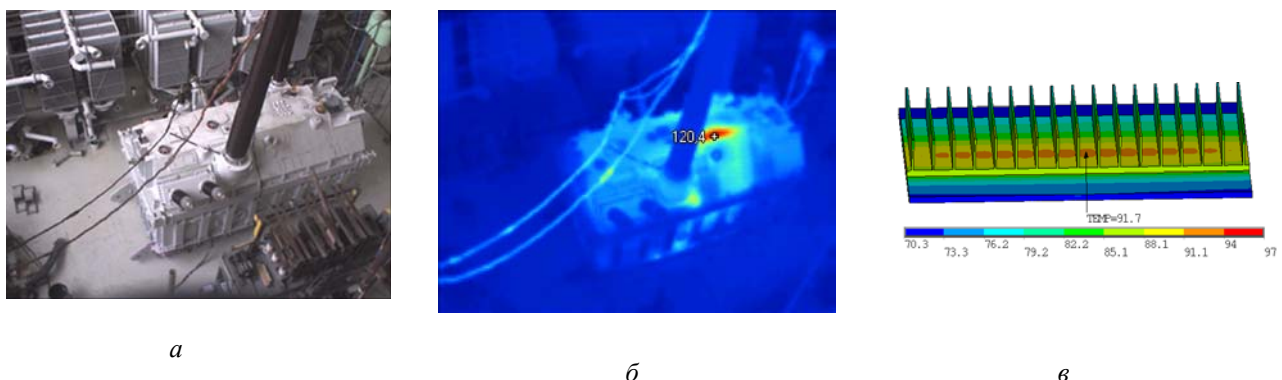


Рис. 3

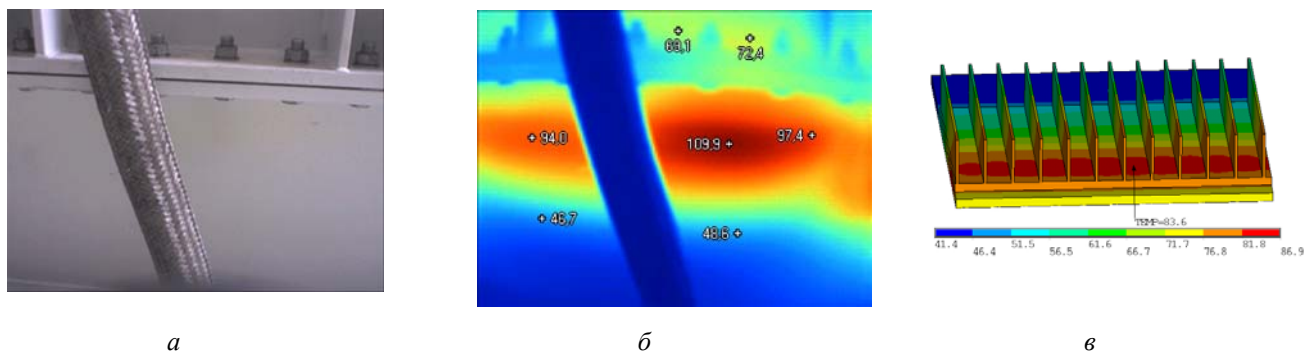


Рис. 4

Розглянемо застосування тепловідвідних радіаторів з реберною основою з алюмінію для зниження місцевих нагрівів феромагнітної кришки та нижньої частини стінки бака однофазного трансформатора 500 МВА.

На рис. 3 показано загальний вид трансформатора та відповідну термограму поверхні кришки бака під час спеціальних теплових випробувань за кратності струму 1.2 від номінального і з відключенням системи охолодження. Найбільша температура зовнішньої поверхні кришки досягає 120 °С за ТОС 20 °С. Закріплення на поверхні кришки бака тепловідвідного радіатора з плоскою основою з алюмінію та з поперечними ребрами забезпечує зниження температури до 97 °С (рис. 3, в).

Подібне зниження зі 110 до 87 °С забезпечує встановлення радіатора на нижній частині стінки бака (нижче горизонтального роз'єму) цього ж трансформатора (рис. 4).

В обох випадках до значних нагрівів стінки баку спричинили магнітні потоки з неоптимізованої конструкції вертикальних магнітних шунтів на баку. Зауважимо, що для номінальної експлуатаційної потужності трансформатора нагриви досліджених частин баку досягають значень, що не перевищують допустимі.

Під час розроблення перетворювального однофазного трансформатора 45 МВА було визначено значний нагрів верхньої частини поздовжньої феромагнітної стінки бака від горизонтальної групи 9 відведень регульовальної обмотки із сумарним струмом 9×971.2 А, які, через габаритні обмеження, проходили досить близько до стінки баку (рис. 5).

Для оцінювання нагріву стінки бака від магнітного поля відведень використано плоскопаралельну модель горизонтальної кришки та вертикальної стінки бака і вказаної групи відведень (рис. 5, а). Розрахунок магнітного поля проведено методами [4] чисельного моделювання, враховано нелінійні властивості феромагнітної конструкційної сталі баку, поверхневий ефект, залежність коефіцієнту електричної провідності від температури. На рис. 5, б показано розподіл у перерізі розрахункової моделі амплітудних значень вертикальної складової напруженості магнітного поля, яка є дотичною до поверхні стінки бака, і її найбільші значення в певній смузі дорівнюють $H_m = 12000$ А/м.

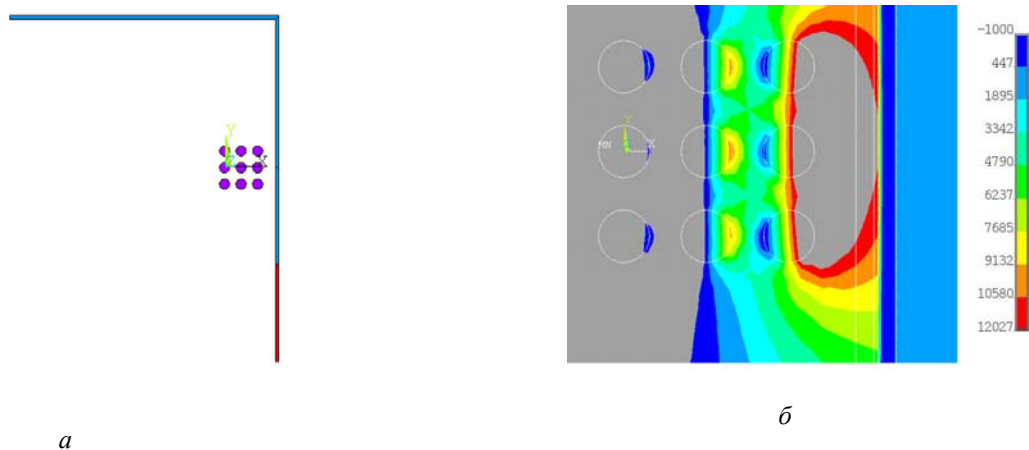


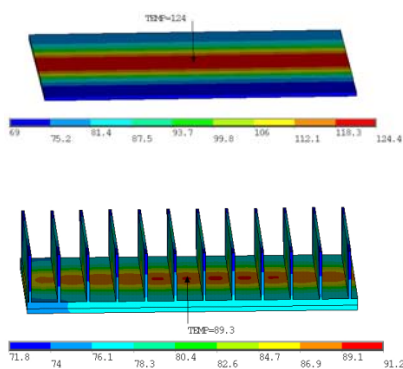
Рис. 5

Для оцінювання втрат використано емпіричну залежність поверхневих втрат $p(H_m)$ від значення H_m [3]. Додатково їхні значення збільшено на розрахований для конструкційної сталі коефіцієнт 1.29 на вищі гармоніки для досліджуваного перетворювального трансформатора. Поверхневі втрати дорівнюють $P=p(H_m) \times 1.29=8500 \text{ Вт/м}^2$.

Коефіцієнт тепловіддачі з вертикальної поверхні для прийнятої системи охолодження трансформатора типу OFWF визначено залежністю [4] $\alpha=7,26P^{0,33}$ та отримано значення $\alpha=141 \text{ Вт/(м}^2 \times \text{К)}$. Тому перевищення температури внутрішньої поверхні баку над охолодним маслом рівне $\theta=P/\alpha=57 \text{ К}$. За сумарними втратами трансформатора розраховано, що температура верхнього масла в баку трансформатора дорівнює $67 \text{ }^\circ\text{C}$. Отже, температура досліджуваної частини стінки баку без радіаторів досягає найбільшого значення $57 + 67 = 124 \text{ }^\circ\text{C}$.

За наведеним вище підходом розроблено чисельну модель феромагнітної двохшарової пластини з розподілом втрат за рис. 5, б. Отримано її розрахунковий нагрів $124 \text{ }^\circ\text{C}$ (верх рис. 6, а).

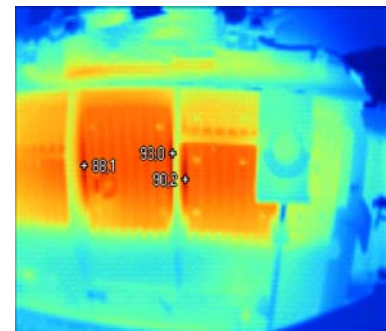
Встановлення на стінці баку (рис. 6, б) радіаторів з алюмінію з товщиною основи 20 мм та з поперечними ребрами забезпечило зниження найбільшої температури внутрішньої (у маслі) поверхні стінки баку до $91 \text{ }^\circ\text{C}$, як показано на розрахунковій моделі на нижній частині рис. 6, а. Водночас максимальна температура зовнішньої поверхні радіатора в повітрі за розрахунком становить $89 \text{ }^\circ\text{C}$ (рис. 6, а), за результатами вимірів – $90 \text{ }^\circ\text{C}$ (термограма на рис. 6, в).



а



б



в

Рис. 6

Зниження теплопровідною пластиною місцевих нагрівів ярмової балки. Під час дослідження моделі пластини із втратами (рис. 2), на поверхні якої закріплено лише плоску основу (пластину без ребер) із міді було отримано значне зниження місцевої температури кришки баку – майже так само, як у разі застосування алюмінієвого радіатора з ребрами. Цей факт пояснюється майже вдвічі більшим коефіцієнтом теплопровідності міді щодо алюмінію.

Указаний результат використано для зниження місцевих нагрівів верхньої полки з немагнітної сталі нижньої ярмової балки однофазного трансформатора 533 МВА. Ескіз розрахункової моделі трансформатора показано на рис. 7, а. Тривимірну геометрію моделі створено перерізом конструкції за поперечною віссю стрижня й за поздовжньою віссю трансформатора. Зовнішню поверхню моделі обмежено поверхнею феромагнітного баку. Модель містить магнітну систему, U-подібну обмотку НН із виносом переходу зі струмом між шарами обмотки на рівень нижньої ярмової балки, обмотку ВН, магнітні шунти між обмотками та нижньою балкою (рис. 7, б). Стінка балки з вертикальними розрізами виготовлена з феромагнітної сталі, а горизонтальні полки – з немагнітної.

Дослідження електромагнітних та теплових процесів проведено методами [4] чисельного моделювання. Під час розрахунків ураховано конвекційний теплообмін балки та мідної пластини в охолодне масло з використанням емпіричних коефіцієнтів тепловіддачі з вертикальних та горизонтальних поверхонь [4]. Визначено, що найбільша температура верхньої полки в центральній частині балки під обмотками досягає $117 \text{ }^\circ\text{C}$ (рис. 7, б). Для

зниження значного місцевого нагріву верхньої полки на її поверхні встановлено мідну смугу. Це забезпечило за допомогою кондуктивного теплообміну зменшення абсолютної температури в спряжених тілах полки та пластини до $91\text{ }^{\circ}\text{C}$ (рис. 7, в), тобто перевищення над ТОС (71 K) стало меншим допустимого значення.

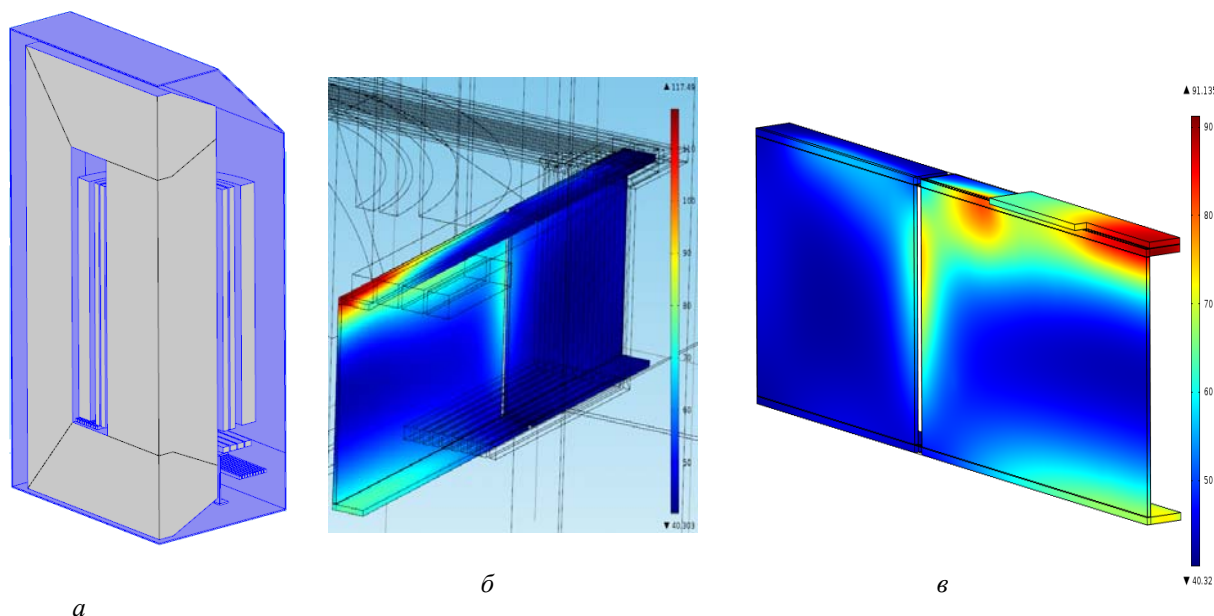


Рис. 7

Зауважимо, що в такому випадку, на противагу застосуванню тепловідвідних радіаторів на феромагнітних поверхнях баку трансформатора, необхідно мінімізувати електричний контакт між контактними поверхнями полки та мідної пластини, наприклад, використовуючи пофарбування поверхні балки. В іншому випадку можливе затікання вихрових струмів з об'єму мідної пластини в немагнітну полку. Додатково визначено, що через незначну товщину та поперечний розмір мідної пластини вихрові струми в її об'ємі від магнітного поля обмоток та перемички між шарами НН у досліджуваній конструкції не спричиняють помітних додаткових нагрівів пластини.

Висновок. Чисельним моделюванням та прикладами практичного застосування показано ефективність застосування тепловідвідних алюмінієвих радіаторів з реберною основою для зниження місцевих нагрівів феромагнітних частин баків потужних трансформаторів, які виникають, зокрема, у випадках дії магнітних полів багатоамперних відведень або у випадках виходу значного магнітного потоку на внутрішню поверхню стінки баку з магнітних шунтів.

Теплообмін у спряжених частинах конструкції баків і радіаторів відбувається теплопровідністю за теплового контакту плоскої основи радіатора з елементом конструкції, у якій виділяються втрати конвекцією в охолодне масло, що омиває елемент конструкції, конвекцією в охолодне повітря, а також випромінюванням із поверхні елементів радіатора в зовнішній простір.

Дослідження теплового спряження немагнітної полки ярмової балки з мідною пластиною показує можливість зниження місцевого нагріву полки за допомогою кондуктивного теплообміну між полкою балки та пластиною та конвекційного теплообміну з їхніх поверхонь в охолодне масло.

Указані види теплообміну необхідно розглядати з урахуванням особливостей виділення втрат в елементах конструкції трансформаторного устаткування з феромагнітної та немагнітної сталі, а також умов теплообміну з внутрішнім охолодним маслом у баку та зовнішнім повітрям.

Фінансується за держбюджетною темою «Розробити нові моделі та методи дослідження електродинамічних процесів в електроенергетичному устаткуванні (генератори, трансформатори, двигуни власних потреб та ін.) для вирішення задач підвищення його надійності, контролю й діагностики» (Комплекс-4), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ від 07.07.2015 протокол №16. Державний реєстраційний номер 0115U004398.

1. Дульнев Г.Н. Теплообмен в радиоэлектронных устройствах. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963, 288 с.
2. Керн Д., Краус А. Развитие поверхности теплообмена. М.: Энергия, 1977, 464 с.
3. Лейтес Л.В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов. М.: Энергия, 1981, 392 с.
4. Іванков В.Ф., Басова А.В., Хіміук І.В. Методи моделювання трансформаторів та реакторів. К.: Наш формат, 2017, 490 с.

REDUCTION OF LOCAL HEATING IN TANKS OF POWERFUL TRANSFORMERS BY HEAT-REMOVING LOCAL RADIATORS WITH RIBBED

V.F. Ivankov¹, A.V. Basova², I.V. Khimik³,

^{1,2} – PrJSC «ZTR», Dniprovske shose, 3, Zaporizhyya, 69600, Ukraine;

³ – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

The main approaches, the results of numerical modeling, and examples of the practical application of heat-dissipating radiators made of aluminum, with a flat base, and with ribbing to reduce local heating in ferromagnetic covers and walls of transformer tanks, which arise in cases of concentration of magnetic fluxes from multi-ampere taps or magnetic shunts are presented. The case of thermal coupling of a non-magnetic flange of a yoke beam with a flat base of a radiator (copper plate) is considered, which shows the possibility of reducing local heating of the beam using conductive heat transfer between the shelf and the plate and convection heat transfer from their surfaces to cooling oil. References 4, figures 7.

Keywords: transformers, heating, finned radiators.

1. Dulnev G.N. Heat exchange in radio electronic devices. M.-L., Gosenergoizdat, 1963, 288 p. (Rus)
2. Kern D., Kraus A. Developed surfaces of heat exchange. M.: Enerhiia, 1977, 464 p. (Rus)
3. Leites L.V. Electromagnetic calculations of transformers and reactors. M.: Enerhiia, 1981, 392 p. (Rus)
4. Ivankov V.F., Basova A.V., Khimiuk I.V. Methods of modeling transformers and reactors. K.: Nash format, 2017, 490 p. (Ukr)

Надійшла: 30.12.2020

Received: 30.12.2020

ЕЛЕКТРОРОЗРЯДНІ ТЕХНОЛОГІЇ ОБРОБКИ ВОДИ ТА КРИТЕРІЇ ДОЦІЛЬНОСТІ ЇХНЬОГО ВИКОРИСТАННЯ

В.О. Берека*, І.П. Кондратенко, чл.-кор. НАН України**

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: bereka.v@ukr.net

Проведено аналіз відомих результатів обробки модельних водних розчинів різними видами електричного розряду за технологією AOT's (advanced oxidation technologies / передові окисні технології). Виконано порівняння ефективності обробки з розкладання модельних забруднювачів за критерієм енергетичного виходу (Y), а також перспектив подальшого промислового впровадження технології за критерієм очікуваної продуктивності. Визначено чинники, що впливають на величину енергетичного виходу та енергоефективність загалом. Бібл. 17, рис.2, табл. 2.

Ключові слова: бар'єрний розряд, обробка води, енергетичний вихід.

Актуальність проблеми очищення та знезараження води. Вода – невідемна складова життя людини. Запаси чистої води на Землі і далі невинно зменшуються, тому є потреба в регенерації забрудненої складової водного середовища. Промислові та побутові стоки несуть серйозну загрозу екосистемі через викиди їх у водойми [1]. У промислових стоках є широкий спектр органічних сполук, які негативно впливають на здоров'я людей, а також на екосистему загалом. Тому завдання максимального зниження негативного впливу цих забруднювачів має бути однією з найбільш пріоритетних для всіх країн. Особливо це стосується країн та міст, у яких широко розвинута промисловість. З усього спектру забруднювачів водної системи є ті, які легко піддаються розкладанню, а є, навпаки, стійкі до більшості традиційних методів очищення. Основну проблему створює друга категорія забруднювачів.

Наявні методи обробки води. З огляду на чинник постійного забруднення водного середовища, людство дійшло до певного алгоритму боротьби з цією проблемою. Задля запобігання забрудненню є очисні споруди. Це загальна назва для декількох етапів обробки від різноманітних забруднювачів. Треба зазначити, що є різні типи забруднювачів, а саме: дрібне сміття, органічні забруднювачі та мікрозабруднювачі (МЗ). Тому процес очищення стічних вод – багатоетапний.

Технологічний процес в очисних спорудах включає три етапи обробки [2]:

1. Перший етап. Суть і головне його завдання полягає в тому, щоби за допомогою механічних фільтрів видалити велике тверде сміття. У первинній обробці використовуються також відстійники, де відділяються маслянисті та жирові складові.

2. Другий етап. Він полягає в біологічному перетворенні розчинних і колоїдних органічних сполук за допомогою мікроорганізмів у тверді відкладення. Суміш мікроорганізмів із неорганічними і органічними частинками, що містяться у твердих речовинах, називають активним мулом.

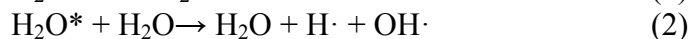
3. Третій етап. Цей етап є завершальним і складається з будь-яких додаткових способів обробки залежно від необхідного кінцевого результату. Найпоширенішим є хлорування через його низьку вартість і досить високий ступінь обробки. Однак цей процес може спричинити утворення шкідливих органічних сполук із вмістом хлору [2]. Альтернативою використанню хлорування є біоочистка, але вона має нижчу ефективність і спричинює утворення низки додаткових сполук, що включають мікрозабруднювачі.

Мікрозабруднювачі – це речовини, що надходять у довкілля з природних та антропогенних джерел і містяться в дуже малих концентраціях (одиниці мкг/л і навіть

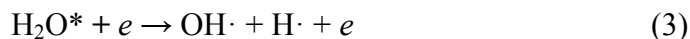
одиниці нг/л) [2], але вони суттєво впливають на довікілля та здоров'я людини. Проте аналіз літературних джерел засвідчив, що дотепер звичайні очисні споруди не могли достатньою мірою видаляти саме мікробабруднювачі (МЗ) [2].

Як наслідок можна стверджувати, що комплекс очисних споруд мусить включати технологію, яка буде ефективно видаляти МЗ. Упродовж останніх десятиріч активно досліджуються технології, у процесі роботи яких генеруються високоактивні частинки (радикали $\text{OH}\cdot$, $\text{O}\cdot$, молекули H_2O_2 , O_3) та ультрафіолетове випромінювання. Згадані технології дістали назву АОТ's (advanced oxidation technologies / передові окисні технології). Це технології, у яких генерація сильних окиснювачів та УФ-випромінювання відбувається безпосередньо поруч із водою, що обробляється. Прикладами АОТ's є пероксикування (застосування пероксиду водню H_2O_2), УФ-опромінювання, радіоліз, мікрохвильова обробка, обробка ультразвуком, електрохімічне окислення, електророзрядні технології тощо. Серед усіх технологій найбільш конкурентоздатними з погляду економічної рентабельності під час промислового використання є озонування та електророзрядна обробка. Ключовою рисою озонування є обробка води лише озоном, який транспортується з камери генерування в камеру безпосередньої взаємодії з рідиною. Електророзрядна обробка дає змогу поєднати вплив усіх високоактивних сполук. Характеристикою високоактивних речовин є окислювальний потенціал. Найбільші значення окисного потенціалу ϕ мають озон $\phi(\text{O}_3) = 2,1$ В та гідроксильний радикал $\phi(\text{OH}\cdot) = 2,7$ В. Особливу цінність для розкладання МЗ має радикал $\text{OH}\cdot$. В електророзрядній технології він може утворюватися в нерівноважній плазмі одночасно за трьома плазмо-хімічними реакціями: коливально-обертального збудження молекул води; дисоціації води та її іонізації [3]:

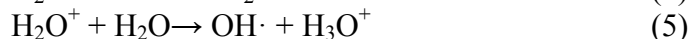
Коливально-обертальне збудження:



Дисоціація:



Іонізація:



Коли кисень піддається впливу електричного розряду, атом O $\phi(\text{O}) = 2,42$ В може генеруватися внаслідок дисоціації молекули O_2 і підвищує швидкість продукування $\text{OH}\cdot$ [4].



Крім того, атом кисню може безпосередньо реагувати із забруднюючими речовинами і також бере участь у реакціях з O_2 , що призводить до утворення O_3 .

Отже, електророзрядна технологія розкладання МЗ має низку переваг, а саме: вона є відносно простою, активно вивчається та постійно вдосконалюється; обробка плазмою є екологічно чистим процесом, що виключає необхідність застосування хімічних реагентів; вона показує позитивний результат із руйнування хімічної структури стійких органічних сполук, включно з тими, до складу яких входять такі стійкі циклічні утворення, як бензольні кільця [5].

Метою роботи є аналіз електророзрядних технологій обробки води на основі порівняння їхньої енергоефективності, а також визначення їхнього найефективнішого виду з огляду на можливість застосування для обробки промислових об'ємів стоків.

Критерії порівняння електророзрядних технологій обробки води. На сьогодні в науковій літературі за цим профілем є порівняно невелика кількість порівняльних оглядів електророзрядних технологій, одним з першим серед яких є Malik [6]. У його роботі було розглянуто електророзрядні процеси, під дією яких відбувалося розкладання органічних барвників у воді. Locke і Jiang [7,4] порівнювали електророзрядні технології, за допомогою яких переважно відбувалося розкладання фенольних сполук. Vanraes [2] сфокусував увагу на

порівнянні конструктивних особливостей та специфіки конструкцій електророзрядних реакторів, які впливають на процеси обробки води.

Жодна з цих робіт не дає чіткого обґрунтування щодо того, яка технологія є найбільш прийнятна з погляду промислового використання, оскільки порівняння велось для робіт, виконаних за суттєво відмінних умов. Перш ніж перейти до порівняльного аналізу і спробувати аргументовано назвати вид електророзрядних технологій, найбільш прийнятний за низкою критеріїв, необхідно визначити ці критерії. Для модельних розчинів у літературі є порівняно універсальний показник ефективності – енергетичний вихід Y [4] (відношення кількості розкладеної під час розряду речовини до кількості вкладеної в цей розряд енергії). Зазвичай експерименти щодо енергоефективності проводяться на модельних розчинах, в яких є один вид забруднювача, а саме барвник [3, 4, 6]. Це пояснюється простою та зрозумілою методикою визначення ступеня розкладання забруднювача (знебарвлення). У разі використання електророзрядної технології треба враховувати вплив проміжних з'єднань, які утворюються внаслідок дії високоактивних частинок на молекули барвника. Ще однією причиною використання барвників є те, що проміжні з'єднання значно менше впливають на процес обробки, ніж проміжні з'єднання від розчинів із широким спектром всіляких хімічних сполук.

Для стічної води, яка містить широкий спектр сполук, важливим показником забрудненості є хімічне споживання кисню (ХСК). Цей показник свідчить про кількість кисню, потрібного для окислення речовин, які містяться в одному літрі води [мг/л]. Допустима величина ХСК варіюється залежно від того, для чого буде використана вода (питна вода, стічна, побутового використання). Спосіб визначення ХСК є достатньо складним і може бути виконаний тільки в лабораторіях зі спеціальним устаткуванням.

Наступним показником забрудненості є біохімічне споживання кисню (БСК). Це кількість кисню, використаного на аеробне біохімічне окислення під дією мікроорганізмів і розкладу нестійких органічних сполук, які містяться у воді.

Ще одним показником для оцінювання забрудненості стічних вод є вміст органічного вуглецю (ТОС). Цей термін використовується для визначення кількості органічних забруднювачів на основі вуглецю в системі водопостачання.

Кількість показників, що характеризують відповідність до норми як стічної, так і питної води, сягає десятків. Тому надалі як основний критерій порівняння буде використано лише енергетичний вихід Y .

Необхідно дати певне уточнення щодо такого показника як енергетичний вихід. На енергетичний вихід впливає низка чинників. Треба навести найбільш суттєві з них:

- середовище запалювання і роботи розряду (в об'ємі води або в газі);
- розгалуження поверхні води. Для більш ефективної обробки потрібно мати якомога більш розгалужену поверхню розчину в зоні обробки. Вище згаданий радикал ОН має вельми короткий термін існування (кілька мікросекунд). З огляду на це глибина проникнення його у воду обмежується цим часом. У роботах, проведених в Інституті електродинаміки НАН України, для опису розгалуженої поверхні користуються показником α (відношення площі оброблюваної води S до її об'єму V) [8]. Найбільше значення цього показника можна дістати, якщо вода рухається у вигляді крапель або у вигляді плівки. У випадку краплинного руху показник α буде найбільшим (не враховуючи руху води у вигляді пари). На рис. 1 наведено показники розгалуженої поверхні залежно від діаметра крапель d_k . Їхній розмір для такої залежності був обраний завдяки простоті створення, хоча на практиці можна створити краплі з діаметром, істотно меншим від наведених. У випадку плівкового руху показник α можна дістати не більшим ніж $\alpha \leq 10 \text{ м}^2/\text{л}$. На рис. 2 наведено показники розгалуженості поверхні залежно від товщини плівки $\delta_{пл}$. Найменша товщина плівки складає $\delta_{пл} = 0,1 \text{ мм}$. Плівку з товщиною меншою ніж $0,1 \text{ мм}$ створити практично неможливо.

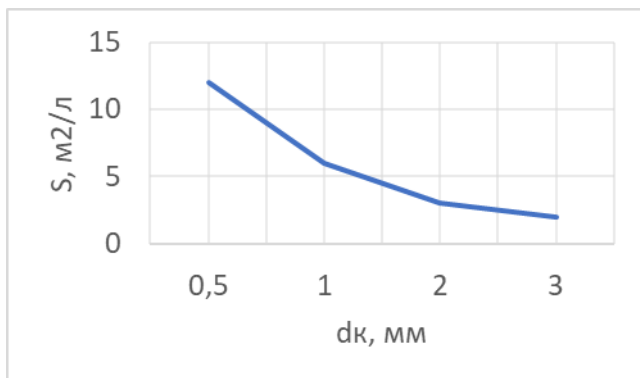


Рис. 1

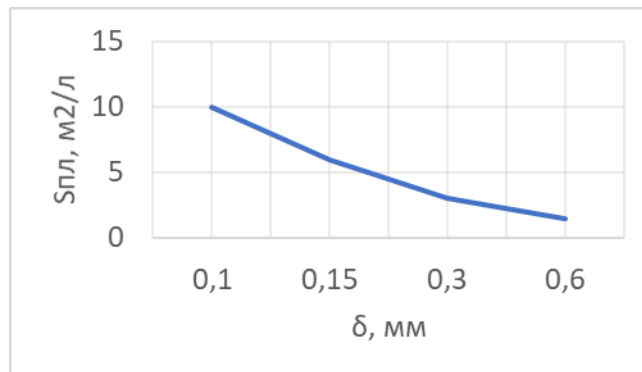


Рис. 2

Проаналізувавши рисунки, можна побачити, що найбільші показники α практично однакові в обох випадках, але використання плівкового режиму руху рідини з високим показником α різко знижує можливу продуктивність пристрою для обробки води на відміну від краплинного;

- різновид розряду та прикладеної напруги (розряд постійного струму, розряд змінного струму, імпульсний розряд);
- частота повторення розрядних імпульсів. Цей чинник є досить неоднозначним. Логічно припустити, що, чим більша частота повторення імпульсів вкладеної енергії, тим ефективніша обробка води. Однак із літератури відомо, що оптимальна частота повторення імпульсів лежить у межах $f \approx 100-500$ Гц [9–11]. Дослідники не знаходять аргументованого пояснення щодо цього. Оптимальна частота повторення імпульсів зазвичай визначається експериментальним шляхом:

- концентрація та різновид забруднювача;
- витрати повітря. Для ефективної роботи розряду необхідно забезпечити підтримання оптимального рівня кисню в зоні розряду. Від цього залежить кількість озону, що генерується;
- водневий показник (рН). Вміст іонів водню (гідроокисний - H^+) у природних водах визначається здебільшого кількісним співвідношенням концентрацій вугільної кислоти та її іонів. Зазвичай використовують початкові модельні розчини з рН в межах 5-8 [6];
- наявність у початковому розчині добавок або каталізаторів (перекис водню, озон, сульфат заліза, оксид титану, активоване вугілля і т.і.) [4];
- тиск повітря в зоні обробки. Переважно всі технології обробки води проходять за атмосферного тиску. Це пояснюється тим, що немає необхідності додаткового створення підвищеного або пониженого тиску, що тягне додаткові витрати та труднощі конструювання промислової установки. Також підвищений тиск характеризується більшою напругою, яку потрібно подати, щоб утворити розряд.

Класифікація електророзрядних технологій відбувається за такими основними критеріями [2, 4, 6]:

- різновид розряду;
- різновид прикладеної напруги;
- середовище дії розряду.

Класифікація на основі різновиду розряду.

Технології на основі:

- розряду, що жевріє;
- дугового розряду;
- коронного розряду (КР);
- бар'єрного розряду (БР).

Для розряду, що жевріє, необхідно створити умови, за яких буде низький тиск. Такий розряд характеризується низькою густиною струму $1 - 5 \text{ мА/см}^2$. Низький тиск газу створює труднощі для обробки води, тому що подавати воду безпосередньо в зону існування розряду неможливо. Для цього конструюється ізольована скляна камера і створюються необхідні умови через відкачування газу. Внаслідок цього обробка води ведеться лише ультрафіолетовим випромінюванням, яке виникає під час електричного розряду. Матеріал камери в цьому разі має бути таким, через який вільно проходить УФ (кварцове скло). Перелічені особливості не дають змоги цій технології конкурувати з АОТ's на основі інших розрядів у разі промислового впровадження.

Іскровий розряд являє собою перехідний процес до дугового розряду. Дуговий розряд характеризується великим струмом (десятки-тисячі ампер) і низьким падінням напруги (десятки вольт). Унаслідок цього в міжелектродному проміжку за атмосферного тиску різко зростає температура, що негативно впливає на генерацію окиснювачів, а також присутнє некорисне використання енергії, яка витрачається на нагрів газу. Тобто більша частина проміжку (~90 %) корисно не використовується.

Коронний розряд генерується лише за умови різко неоднорідного електричного поля в газі атмосферного тиску, коли хоча б один із електродів має малий радіус кривизни (гостра голка, ніж, стрижень). Іонізація і збудження нейтральних частинок газу локалізовані в обмеженій зоні (~1 мм) поблизу електроду з малим радіусом кривизни. Ця зона характеризується суттєво більшою напруженістю електричного поля порівняно з середніми значеннями для всього розрядного проміжку.

Бар'єрний розряд забезпечує порівняно просту технологію створення нерівноважної плазми в газах атмосферного тиску. За способом створення цього розряду вони поділяються на дві основні групи: традиційний БР, що збуджується змінною (синусоїдальною) напругою з частотою до десятків кГц, та імпульсний бар'єрний розряд (ІБР), що генерується імпульсами напруги малої тривалості (~ 100 нс). Під час генерації БР використовується принаймні один діелектричний бар'єр, що запобігає виникненню іскри. За специфікою роботи БР має низку переваг над КР. По-перше, БР проходить за значно більшої просторової однорідності електричного поля. По-друге, для БР притаманна рівномірність напруженості електричного поля на всьому міжелектродному проміжку, що забезпечує генеруванням окиснювачів у всьому об'ємі газу. По-третє, БР забезпечує суттєво більшу густину струмопровідних каналів. Енергоефективність БР на імпульсній напрузі вища, ніж для БР змінного струму [9–11].

Класифікація на основі середовища, в якому генерується електричний розряд.

Середовище генерування розряду може бути:

- в об'ємі води:
 - безпосередньо у воді;
 - у воді в бульбашках газу,
- у газі:
 - на поверхню води;
 - на плівку води;
 - на краплини води.

Важливо зауважити, що генерація розряду у воді є процесом більш енергозатратним, бо вода – електропровідне середовище. Крім того, під час розрядів у воді є додаткові недоліки, а саме: швидке руйнування електродів системи, обмежена невелика концентрація утворюваних окисників. Саме з цим пов'язана доцільність додаткового створення бульбашок у воді різними способами (перемішування води або під'єднання до розрядної камери джерела подачі повітря). Водночас під час розряду в газі одним із важливих чинників є велика розгалуженість поверхні води, як уже було зазначено. Тому обробку доцільно вести тоді, коли вода перебуває в краплинному стані. Найгірші ж показники виявляються тоді, коли плазма діє на шар води значної (понад 1 мм) товщини.

Порівняння за критерієм енергоефективності (Y). Аналіз переваг та недоліків АОТ's на основі електричних розрядів, приведених у попередньому пункті роботи,

підтверджуються даними, наведеними в табл. 1, де представлено енергетичні виходи для технологій, взятих з декількох оглядових робіт [4, 6,], а також певних робіт [5, 12, 13].

Таблиця 1

Різновид розряду	Середовище розряду	C, мг/л	Забруднювач	Ступінь розкладання, η , %	Y, г/кВт·год	Y*, г/кВт·год	Джерела
1. КР постійного струму	Над поверхнею води	57	Родамін	50	4,86	4,26	[6]
	Над поверхнею води	28	Фенол	82	1,09	1,95	[4]
2. Імпульсний коронний розряд (ІКР)	Над водою в O ₂	20	Індігокармін	50	4,84	12,1	[6]
	У воді	50	Родамін	50	0,202	0,202	[6]
	У воді з барботуванням повітря	20	Кислота помаранчева	50	0,37	0,93	[6]
	На поверхню води	10	Метиленова синь	90	4,6	23	[12]
	У воді	10	Родамін В	50	0,038	0,19	[13]
3. БР	На поверхню води	94	Фенол	40	0,88	0,47	[4]
4. Імпульсний бар'єрний розряд (ІБР)	На плівку води	10	Метилоранж	50	9,38	46,9	[6]
	Розпилення води в O ₂	22	Родамін В	50	44,9	102,94	[6]
	На плівку води $\delta \sim 0,1$ мм	50	Метиленова синь	65	87	87	[5]
5. Ковзаючий дуговий розряд	На поверхню води	20	Реактивна синь 137	50	0,038	0,095	[6]
	Розпилення води в O ₂	20	Реактивна синь 137	50	0,13	0,325	[6]
6. Жервіючий розряд	Над поверхнею рідини	100	Фенол	60	0,34	0,17	[4]
	У воді	12	Еозін	50	0,029	0,12	[6]
7. Радіочастотний розряд	У воді	5	Метиленова синь	50	0,037	0,37	[6]
8. Мікрохвильовий розряд	У воді з бульбашками	10	Метиленова синь	50	0,155	0,775	[6]
9. Діафрагмовий розряд	У воді	12	Метиленова синь	50	0,042	0,175	[6]
	У воді	12	Еозін	50	0,307	1,28	[6]
10. Імпульсний діафрагмовий розряд	У воді з бульбашками	10	Метилоранж	50	0,262	1,31	[6],[15]
	У воді з бульбашками	50	Метилоранж	50	1,79	1,79	[6]

Варто зазначити, що електророзрядні технології згруповано на основі схожого ступеня розкладання забруднювача, а саме 40–60 % задля коректного порівняння. В оглядах забруднювач під час проведення експериментів застосовувався різний так само, як і його

концентрація в розчині, а, отже, це може бути причиною різного результуючого Y за порівняно однакових експериментальних умов. Тому треба враховувати цей чинник.

Що стосується домішки, то для більш коректного порівняння було взято за основу її однакову початкову концентрацію ($C = 50$ мг/л) за всіх технологій. Для цього була перерахована величина Y , коли реальна концентрація (використана в конкретній роботі) відмінна від 50 мг/л (колонка Y^*). Основою для перерахунку було рівняння хімічної кінетики:

$$dC/dt = -k_p C C_0, \quad (7)$$

де C – концентрація домішки; k_p – константа швидкості реакції, яка залежить від різновиду домішки та окисного потенціалу окиснювачів (OH , O_3 , H_2O_2 ,); t – час; C_0 – концентрація окиснювача.

Як видно з рівняння (1), швидкість зменшення концентрації домішки лінійно залежить від її початкової концентрації та є одним з елементів у розрахунку енергетичного виходу Y :

$$Y = \Delta C / \Delta W, \quad (8)$$

де ΔC – зменшення концентрації домішки; ΔW – затрачена на це енергія.

На основі рівнянь (7), (8) був проведений перерахунок енергетичних виходів, які представлені в колонці Y^* (табл. 1). Інакше кажучи, оціночно можна стверджувати: у скільки разів реально використана в експериментах концентрація домішки відрізняється від умовної ($C^* = 50$ мг/л), у стільки разів Y^* будуть вищі (чи нижчі) представлених в оглядах.

На підставі аналізу даних, представлених у табл. 1, можна зробити низку висновків. По-перше, обробку води доцільно вести в газовому середовищі на межі розділу фаз «газ-рідина». Це, наприклад, доводить порівняння ІКР над водою з ІКР у воді. За однакового ступеня розкладання й однакової початкової концентрації забруднювача в першому випадку Y в 60 разів вищий. Воду в зону обробки доцільно подавати у вигляді крапель, бо це збільшує площу контакту розряду з водою. Це підтверджує порівняння ІБР на розпилену воду і ІБР на плівку води (Y в першому випадку в 2 рази вищий). Барботування повітря під час ІКР у воді, а, як наслідок, збільшення площі контакту окиснювачів із водою і збільшення кількості окиснювачів, неістотно підвищує енергоефективність загалом. На підставі цього встановлено, що ефективність обробки щодо середовища дії плазми розташовується в такому порядку (від найбільш до найменш ефективної): розряди на воду в краплинному стані $\rightarrow$ розряди на поверхню води $\rightarrow$ розряди у воді.

Розряди, що жевріють, як видно з табл. 1, є малоефективні. Їхні енергетичні виходи не перевищують 1 г/кВт·год. Це пояснюється тим, що процес обробки переважним чином відбувається внаслідок УФ-опромінення. Те саме щодо ефективності можна сказати про радіочастотний, мікрохвильовий та діафрагмовий розряди. Вони не є конкурентноспроможними у разі промислового використання.

Крім того, як видно з таблиці 1., найефективнішими розрядами є КР, БР, а також іскрові розряди в газових бульбах у воді. Причому використання імпульсної напруги підвищує енергоефективність у сотні разів (залежно від різновиду розряду).

Щодо імпульсних іскрових розрядів у бульбах у воді, то прикладом можуть слугувати досить серйозні дослідження українських вчених із Харківського політехнічного університету Бойка М.І., Макогона А.В. [16, 17].

Для більш конкретного порівняння БР та КР їх енергоефективність показано в табл. 2.

У цій таблиці зібрано енергетичні виходи з використанням ІКР та ІБР за початкових концентрацій 10, 40, 50 мг/л та домішками у вигляді метилоранжу та метиленової синьої. Як видно з таблиці, під час оброблення розчину з концентрацією метиленової сині 10 мг/л енергоефективність ІКР та ІБР практично однакова – 4,6 та 4,8 г/кВт·год відповідно за близького ступеня розкладання – 90 % (ІКР) та 94% (ІБР). Якщо ж порівняти експериментальні дані з $C = 40$ мг/л, то у випадку розкладання 98 % метилоранжу ІБР

енергетичний вихід буде в 28 разів вищий, ніж у випадку розкладання 93 % метилоранжу ІКР. На підставі цього можна стверджувати, що ІБР є значно ефективнішим, ніж ІКР для боротьби з МЗ. Такий результат пояснюється насамперед відмінністю у фізичному характері розряду. ІБР характеризується суттєво просторово одноріднішим електричним полем (набагато вища кількість струмопровідних каналів на 1 см^2 розрядного проміжку, а, як наслідок, більше згенерованих окисних частинок). По-друге, у разі ІБР набагато вища середня напруженість електричного поля в міжелектродному проміжку. Тобто окислювачі генеруються не в певній зоні, як у випадку ІКР (біля коронуючого електроду), а в усьому проміжку. Ця сукупність чинників загалом дає перевагу ІБР на поверхню води над усіма іншими розрядами.

Таблиця 2

Різновид розряду	Середовище розряду	C, мг/л	Забруднювач	Ступінь розкладання, η , %	Y, г/кВт·год	Джерело
1. ІКР	На поверхню води	10	Метиленова синь	90	4,6	[12]
		40	Метилоранж	93	0,7	[12]
2. ІБР	На поверхню води	10	Метиленова синь	94	4,8	[14]
		50	Метиленова синь	78	35	[14]
		40	Метилоранж	98	20	[14]

Висновки. Виконано порівняльний аналіз енергоефективності обробки води на основі електророзрядних технологій. Основним критерієм порівняння технологій був енергетичний вихід розряду. На цю величину впливає низка чинників: розвиненість поверхні, середовище запалювання, різновид прикладеної напруги, концентрація та різновид забруднювача. На підставі проведеного аналізу встановлено, що найефективнішою серед електророзрядних технологій є технологія на основі імпульсного бар'єрного розряду в газі на розвинуту поверхню води у вигляді краплин.

Фінансується за кошти держбюджетної теми «Розвиток теорії електрофізичних процесів в імпульсних системах електрофізичної обробки електропровідних середовищ» (шифр «Бар'єр 2»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ Президії НАН України 04.07.2017 р., протокол №2. Державний реєстраційний номер теми 0117U007714. КПКВК 6541030.

1. Димакова Н.А., Шарапов Р.В. Проблема загрязнения подземных вод. *Современные наукоемкие технологии*. 2013. № 2. С. 79–82.
2. Vanraes Patrick, Nikiforov Anton Y. and Leys Christophe. Electrical Discharge in Water Treatment Technology for Micropollutant Decomposition. *Plasma science and technology*. 2016. Chapter 15. Pp. 429–478. DOI: <http://dx.doi.org/10.5772/61830>.
3. Hoebein W.F.L.M., van Veldhuizen E.M., Rutgers W.R., Cramers C.A.M.G., Kroesen G.M.W. The degradation of aqueous phenol solutions by pulsed positive corona discharges. *Plasma Sour. Sci. Technol.* 2000. No 9. Pp. 361–369.
4. Jiang B., Zheng J., Qiu S., Wu M. Review on electrical discharge plasma technology for wastewater remediation, *Chemical Engineering Journal*. 2014. No 236. Pp. 348–368.
5. Божко І.В., Кондратенко І.П. Ефективність обробки водного розчину метиленової сині імпульсним бар'єрним розрядом на його поверхню, *Технічна електродинаміка*. 2018. No 6. С. 89–97.
6. Malik M. A. Water purification by plasmas: which reactors are most energy efficient? *Plasma Chemistry and Plasma Processing*. 2010. No 30. Pp. 21–31.
7. Locke B.R., Sato M., Sunka P., Hoffmann M.R., Chang J.S. Electrohydraulic discharge and nonthermal plasma for water treatment. *Industrial & Engineering Chemistry Research*. 2005. No 45. Pp. 882–905.

8. Кондратенко І.П., Божко І.В., Берека В.О. Визначення параметрів краплинно-плівкового стану модельної рідини. Інтернет-конференція *Проблеми сучасної енергетики і автоматики в системі природокористування*. Київ, Україна, 20-24 травня 2019.
9. Sugai T., Liu W., Tokuchi A., Jiang W. and Minamitani Y. Influence of a circuit parameter for plasma water treatment by an inductive energy storage circuit using semiconductor opening switch. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2013. Vol. 41. No 4. Pp. 967–974.
10. T. Sugai, A. Tokuchi, W. Jiang, and Y. Minamitani, Investigation for optimization of an inductive energy storage circuit for electrical discharge water treatment. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2014. Vol. 42. No 10. Pp. 3101–3108.
11. Sugai T., Jiang W., Tokuchi A. Influence of Forward Pumping Current on Current Interruption by Semiconductor Opening Switch. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2015. Vol. 43. No 4. Pp. 1971–1975.
12. Grabowski L.R., Veldhuizen E.M., Pemen A.J.M., Rutgers W.R. Breakdown of methylene blue and methyl orange by pulsed corona discharge. *Plasma Sources Science and Technology*. 2007. No 16. Pp. 226–232.
13. Sugiartoa A.T., Itoa S., Ohshimaa T., Skalny Jan D. Oxidative decoloration of dyes by pulsed discharge plasma in water. *Journal of Electrostatics*. 2003. No 58. Pp. 135–145.
14. Божко І.В., Чарный Д.В. Исследование эффективности очистки воды от органических примесей импульсными разрядами. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 3. С. 81–86.
15. Фальковский Н.И. Феноменологические особенности диафрагменного разряда. *Теплофизика высоких температур*. 2009. Т. 47. № 1. С. 22–26.
16. Бойко М.І., Макогон А.В. Генератор високовольтих наносекундних імпульсів з частотою проходження більше 2000 імпульсів за секунду для очищення води за допомогою розрядів у газових бульбах. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 4. С. 37–40.
17. Бойко М.І., Макогон А.В. Експериментальна установка для очищення води за допомогою розрядів у газових мішурах. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 5. С. 89–95.

ELECTRIC DISCHARGE WATER TREATMENT TECHNOLOGIES AND CRITERIA OF EXPEDIENCY OF THEIR USE

V. Bereka, I. Kondratenko

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

The analysis of the known results of processing model aqueous solutions with different types of electric discharge using the AOT technology is carried out. Comparison of the processing efficiency for the decomposition of model pollutants for energy yield criterion (Y), as well as the prospects for further industrial implementation of the technology for the criterion of expected productivity, is carried out. The factors that influence the value of energy output and energy efficiency, in general, are determined. References 17, figures 2, tables 2.

Keywords: barrier discharge, water treatment, energy yield.

1. Dimakova N.A., Sharapov R.V. Groundwater pollution problem. *Modern high technologies*. 2013. No 2. Pp. 79–82.
2. Vanraes Patrick, Nikiforov Anton Y. and Leys Christophe. Electrical Discharge in Water Treatment Technology for Micropollutant Decomposition. *Plasma science and technology*. 2016. Chapter 15. Pp. 429–478. DOI: <http://dx.doi.org/10.5772/61830>.
3. Hoebe W.F.L.M., van Veldhuizen E.M., Rutgers W.R., Cramers C.A.M.G., Kroesen G.M.W. The degradation of aqueous phenol solutions by pulsed positive corona discharges. *Plasma Sour. Sci. Technol.* 2000. No 9. Pp. 361–369. DOI: <https://doi.org/10.1088/0963-0252/9/3/315>
4. Jiang B., Zheng J., Qiu S., Wu M. Review on electrical discharge plasma technology for wastewater remediation. *Chemical Engineering Journal*. 2014. No 236. Pp. 348–368. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cej.2013.09.090>
5. Bozhko I., Kondratenko I., The efficiency of treatment of an aqueous solution of methylene blue by a pulsed barrier discharge on its surface. *Tekhnichna electrodynamika*. 2018. No 6. Pp. 89–97. DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2018.06.089>
6. Malik M.A. Water purification by plasmas: which reactors are most energy efficient? *Plasma Chemistry and Plasma Processing*. 2010. No 30. Pp. 21–31. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11090-009-9202-2>

7. Locke B.R., Sato M., Sunka P., Hoffmann M.R., Chang J.S. Electrohydraulic discharge and nonthermal plasma for water treatment. *Industrial & Engineering Chemistry Research*. 2005. No 45. Pp. 882–905. DOI: <https://doi.org/10.1021/ie050981u>
8. Kondratenko I., Bozhko I., Bereka V. Determination of the parameters of the droplet-film state of the model fluid, Internet conference *Problems of modern energy and automation in the system of nature management*. Kyiv, Ukraine, 20-24 may 2019.
9. Sugai T., Liu W., Tokuchi A., Jiang W. and Minamitani Y. Influence of a circuit parameter for plasma water treatment by an inductive energy storage circuit using semiconductor opening switch. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2013. Vol. 41. No 4. Pp. 967–974. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2013.2251359>
10. T. Sugai, A. Tokuchi, W. Jiang, and Y. Minamitani, Investigation for optimization of an inductive energy storage circuit for electrical discharge water treatment. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2014. Vol. 42. No 10. Pp. 3101–3108. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2014.2304543>
11. Sugai T., Jiang W., Tokuchi A. Influence of Forward Pumping Current on Current Interruption by Semiconductor Opening Switch. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2015. Vol. 22. No 4. Pp. 1971–1975. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2015.004989>
12. Grabowski L.R., Veldhuizen E.M., Pemen A.J.M., Rutgers W.R. Breakdown of methylene blue and methyl orange by pulsed corona discharge. *Plasma Sources Science and Technology*. 2007. No 16. Pp. 226–232. DOI: <https://doi.org/10.1088/0963-0252/16/2/003>
13. Sugiartoa A.T., Itoa S., Ohshimaa T., Skalny Jan D. Oxidative decoloration of dyes by pulsed discharge plasma in water. *Journal of Electrostatics*. 2003. No 58. Pp. 135–145. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0304-3886\(02\)00203-6](https://doi.org/10.1016/S0304-3886(02)00203-6)
14. Bozhko I., Charnyi D. Study of the efficiency of water purification from organic impurities by pulsed discharges. *Tekhnichna electrodynamika*. 2013. No 3. Pp. 81–86.
15. Falkovskyi N. Phenomenological features of the diaphragm discharge. *Thermal physics of high temperatures*. 2009. Is. 47. No 1. Pp. 22–26. DOI: <https://doi.org/10.1134/S0018151X09010039>
16. Boyko N.I., Makogon A.V. High-voltage nanosecond pulse generator with a pass rate of more than 2000 pulses per second for water purification by means of discharges in gas bubbles. *Tekhnichna electrodynamika*. 2018. No 4. Pp. 37–40. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.037>
17. Boyko N.I., Makogon A.V. Experimental plant for water purification with the help of discharges in gas bubbles. *Tekhnichna electrodynamika*. 2017. No 5. Pp. 89–95. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.05.089>

Надійшла: 09.04.2021
Received: 09.04.2021

ЕКСПЛУАТАЦІЙНА НАДІЙНІСТЬ ГЕНЕРУЮЧОГО ОБЛАДНАННЯ ЕНЕРГОБЛОКІВ АТОМНИХ ЕЛЕКТРОСТАНЦІЙ УКРАЇНИ

О.Г. Кенсицький, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: kensitsky@ukr.net

Проведено аналіз статистичних даних ефективності експлуатації енергоблоків АЕС України. Визначена частка позапланових простоїв енергоблоків, причиною яких є відмови турбогенераторів. Розглянуто показники надійності трьох типів турбогенераторів, які експлуатуються в складі енергоблоків АЕС України. За результатами проведеного аналізу встановлено, що у 2015-2019 роках усереднені показники надійності турбогенераторів потужністю 1000 МВт (як дво полюсних, так і чотири полюсних) не відповідають вимогам чинних нормативів. Наведено основні різновиди ушкоджень, серед яких найбільш небезпечними є розгерметизація стрижнів обмотки статора, поява тріщин у міжкатушкових перемичках обмотки ротора та витік водню в газоохолоджувачах. Проаналізовано можливі причини виникнення порушень у роботі елементів і вузлів конструкції та недоліки систем контролю технічного стану машин. Запропоновано дієві заходи з підвищення експлуатаційної надійності устаткування. Зокрема обґрунтована необхідність впровадження автоматизованих систем безперервного контролю вологості водню в корпусі турбогенератора. Бібл. 6, табл. 3.

Ключові слова: турбогенератор, надійність, коефіцієнт готовності, наробіток до відмови.

На сьогодні атомна енергетика України є найбільш стабільним, надійним і прогнозованим виробником електроенергії. Надійність та техніко-економічна ефективність експлуатації енергоблоків атомних електростанцій обумовлює безперервність і стабільність забезпечення електроенергією споживачів, як промислових, так і побутових.

У 2019 році на атомних електростанціях було вироблено 80 млрд кВт·год електроенергії, що складає 53,9 % усього виробництва в країні. На чотирьох атомних електростанціях експлуатуються 15 енергоблоків загальною потужністю 13,835 ГВт, що становить приблизно 25 % загальної генерації країни.

Переважну частину енергоблоків (12) було введено в експлуатацію в 1981–1989 роках. Пізніше було добудовано ще три енергоблоки – № 6 Запорізької (1996 р.), № 2 Хмельницької (2005 р.) і № 4 Рівненської (2006 р.) АЕС.

Надійність та ефективність експлуатації енергоблоків АЕС загалом визначається показниками надійності кожного елементу технологічного ланцюга перетворення енергії «ядерний реактор – парогенератор – турбіна – генератор – блоковий трансформатор». Вихід із ладу будь-якої одиниці основного обладнання для ядерного реактора є раптовою втратою навантаження, що вимагає його негайного розвантаження до нижнього критичного рівня. Відповідно до регламенту безпечної експлуатації ядерного енергоблока такі випадки є аварійними, що пов'язано з короткочасною зміною температурного режиму активної зони реактора. Їхня кількість на весь строк експлуатації реактора обмежується (не більш ніж 150) за ресурсом конструкційних матеріалів елементів і вузлів саме активної зони.

Аналіз інцидентів, пов'язаних з незапланованими аварійними відключеннями енергоблоків від мережі та зниженням навантаження, свідчить про те, що їхня значна частка (від 30 до 70 %) – наслідок недостатньої надійності електротехнічного обладнання. Найбільша частка в недовиробітку електроенергії через відмови електротехнічного обладнання припадає на турбогенератори (до 70–80 %), пристрої релейного захисту й автоматики (до 15 %), вимірювальні трансформатори (до 7,5 %), електропривод (5,8 %) і силові трансформатори (до 2,5 %) [1]. Тобто турбогенератори на сьогодні є найбільш

проблемними (ненадійними) з погляду недовиробітку електроенергії, оскільки кожне ушкодження турбогенератора призводить до тривалого і вартісного ремонту.

У складі енергоблоків АЕС України сьогодні експлуатуються три типи турбогенераторів виробництва ВАТ «Силові машини» (колишнє ВАТ «Електросила», Росія):

- турбогенератори ТВВ-220-2АУЗ – 4 одиниць;
- турбогенератори ТВВ-1000-4УЗ – 8 одиниць;
- турбогенератори ТВВ-1000-2(М)УЗ – 5 одиниць.

Середньорічна частка позапланових простоїв енергоблоків через їхні відмови впродовж усього терміну експлуатації становить відповідно (табл. 1):

- ТВВ-220-2АУЗ – 3,7 %;
- ТВВ-1000-4УЗ – 21,0 %;
- ТВВ-1000-2(М)УЗ – 75,6 %.

Отже, найбільш ненадійними на сьогодні є турбогенератори потужністю 1000 МВт у двополосному виконанні (ТВВ-1000-2(М)УЗ). Необхідно зазначити, що доба простою енергоблоку потужністю 1000 МВт – це економічні втрати тільки від недовиробітку електроенергії в 480 тис. US\$ (за собівартості електроенергії 0,02 US\$).

Таблиця 1

Тип турбогенератора	Номер енергоблоку, АЕС	Дата введення в експлуатацію	Середня тривалість позапланових простоїв енергоблоку на рік, годин	
			Всього	Зокрема через відмови турбогенераторів, %
ТВВ-220-2АУЗ	№ 1 Рівненська АЕС	09.81	37	5,4
	№ 2 Рівненська АЕС	07.82	104	1,9
ТВВ-1000-4УЗ	№ 1 Запорізька АЕС	12.85	236	10,6
	№ 2 Запорізька АЕС	02.86	286	15,4
	№ 3 Запорізька АЕС	03.87	82	36,6
	№ 4 Запорізька АЕС	04.88	131	45,8
	№ 5 Запорізька АЕС	10.89	66	7,6
	№ 6 Запорізька АЕС	09.96	31	12,9
	№ 1 Південно-Українська АЕС	12.83	316	28,5
	№ 2 Південно-Українська АЕС	04.85	461	10,4
ТВВ-1000-2УЗ	№ 3 Рівненська АЕС	05.87	341	53,4
	№ 4 Рівненська АЕС	04.06	60	76,7
	№ 1 Хмельницька АЕС	08.88	303	72,6
	№ 2 Хмельницька АЕС	12.05	288	94,4
	№ 3 Південно-Українська АЕС	12.89	220	81,1

Основними показниками надійності турбогенераторів є наробіток до відмови та коефіцієнт готовності.

Середній наробіток до відмови визначається як відношення сумарного наробітку об'єкта, працездатність якого може бути відновлена, до математичного очікування кількості його відмов впродовж цього наробітку. Статистичну оцінку середнього наробітку до відмови для кожного турбогенератора можна дістати як відношення сумарного наробітку за заданий період до кількості відмов за цей період:

$$T = \frac{t_{\Sigma}}{r}, \quad (1)$$

де r – кількість відмов за час сумарного наробітку t_{Σ} .

Коефіцієнт готовності характеризує придатність об'єкта до використання за призначенням у будь-який час, за винятком запланованих періодів, коли його використання не передбачене. У нашому випадку він визначався як відношення наробітку за заданий період до суми наробітку і часу відновлення після відмов за цей же період

$$K_{\Gamma} = \frac{t_{\Sigma}}{t_{\Sigma} + t_{\text{вз}}}, \quad (2)$$

де $t_{\text{вз}}$ – час, витрачений на відновлення після відмов за цей період.

Відповідно до ГОСТу 533-2000 показники надійності та довговічності турбогенераторів мають бути не нижчими наведених у табл. 2.

Одразу після пуску в експлуатацію в 1987-1989 рр. трьох енергоблоків, у складі яких експлуатуються турбогенератори ТВВ-1000-2У3, виникла проблема їхньої недостатньої надійності. Питома пошкодженість турбогенераторів цього типу склала 0,476 пошкодження на генератор-рік експлуатації, що в 9,5 раза перевищувало аналогічний показник турбогенераторів у чотириполюсному виконанні типу ТВВ-1000-4У3 (0,05) і у 2,38 раза турбогенераторів типу ТВВ-220-2У3 (0,2) [1].

Таблиця 2

Найменування показника	Середнє значення показника для турбогенератора потужністю	
	до 350 МВт	понад 350 МВт
Коефіцієнт готовності	0,996	0,995
Наробіток до відмови, годин	22000	18000
Ресурс між капітальними ремонтами, років	8	5
Повний призначений строк експлуатації, років	40	40

Усереднені показники надійності всіх генераторів склали:

- середній наробіток до відмови – 17460 годин;
- середній коефіцієнт готовності – 0,964.

Такі показники не відповідають вимогам ГОСТ 533-2000.

Головним чином, пошкодженням піддавалися стрижні в зоні лобових частин і з'єднувальні шини обмотки статора з боку збудника. За результатами проведених досліджень було встановлено, що основною причиною ушкоджень зазначених вузлів був їхній незадовільний вібраційний стан. До рівня навантаження 750-800 МВт амплітуди вібрації лобових частин і з'єднувальних шин обмотки статора були на припустимому рівні, а в разі подальшого збільшення навантаження вібрації стрімко зростали.

За таких обставин у 2007 р. було прийнято рішення з докорінної модернізації турбогенераторів ТВВ-1000-2У3 за участю спеціалістів фірми *ALSTOM*. До 2010 р. на всіх машинах була замінена обмотка статора включно з кріпленням лобових частин, з'єднувальних і вивідних шин. На трьох турбогенераторах також була замінена обмотка ротора. Усі турбогенератори пройшли модернізацію й дістали позначення ТВВ-1000-2МУ3. Наслідком проведеної модернізації було суттєве покращення експлуатаційної надійності машин у 2010-2015 рр.

Починаючи з 2011 р., на 10 енергоблоках із 13 (за винятком блоків № 6 Запорізької, № 4 Рівненської та № 2 Хмельницької АЕС) були проведені обстеження стану обладнання і виконаний комплекс робіт з подовження строків їхньої експлуатації. Зокрема зазначені заходи стосувались і електротехнічного обладнання включно з турбогенераторами та їхніми системами забезпечення. Результатом виконаних робіт стало подовження терміну експлуатації енергоблоків ще на 20 років понад нормативний (30 років).

Однак, починаючи з 2016 р., кількість відмов турбогенераторів почала зростати (табл. 3) [2–6]. Причому це стосується машин потужністю 1000 МВт як у дво полюсному, так і в чотири полюсному виконанні.

Аналіз наявних даних дає змогу зробити висновок, що показники надійності трьох дво полюсних турбогенераторів із п'яти і трьох чотири полюсних із восьми не відповідають вимогам ГОСТ 533-2000.

За 2015-2019 рр. маємо такі усереднені значення коефіцієнта готовності для різних типів турбогенераторів АЕС України:

- ТВВ-220-2АУЗ – 1,0;
- ТВВ-1000-4УЗ – 0,9908;
- ТВВ-1000-2МУЗ – 0,9364.

Їхня питома ушкодженість на 1 генератор-рік експлуатації становить:

- ТВВ-220-2АУЗ – 0;
- ТВВ-1000-4УЗ – 0,15;
- ТВВ-1000-2МУЗ – 0,2.

Отже, ушкодженість чотири полюсних турбогенераторів потужністю 1000 МВт за період 2015-2019 рр. проти 2004-2008 рр. зросла втричі.

Таблиця 3

АЕС, енергоблоку	№	Тривалість позапланових простоїв енергоблоків (верхній рядок), зокрема спричинених відмовами турбогенераторів (нижній рядок), годин					Усереднені значення коефіцієнта готовності	Наробіток до відмови, годин
		2015	2016	2017	2018	2019		
Рівненська	1	– –	– –	3 –	27 –	– –	1,0	>38364
	2	– –	– –	– –	25 –	– –	1,0	>38048
	3	7 –	2522 2516	192 –	– –	172 –	0,9297*	28540
	4	– –	– –	36 –	– –	– –	1,0	>36888
Хмельницька	1	– –	– –	– –	1170 1170	3478 3478	0,7664*	14060*
	2	– –	– –	– –	166 33	– –	0,9989	36990
Запорізька	1	35 –	2874 –	13 –	– –	91 –	1,0	>30745
	2	29 –	3248 –	146 –	136 –	– –	1,0	>28291
	3	– –	13 –	– –	– –	357 357	0,9914*	31215
	4	14 –	168 21	334 334	– –	– –	0,9857*	15388*
	5	81 –	– –	– –	– –	– –	1,0	>33661
	6	17 –	52 52	110 –	20 –	– –	0,9982	37480
Південно-Українська	1	– –	14 –	– –	– –	– –	1,0	>36378
	2	– –	668 651	815 815	84 –	– –	0,9510*	14763*
	3	84 54	33 –	289 280	80 –	– –	0,9872*	14717*

Примітка: символом * позначені значення, що не відповідають вимогам ГОСТ 533-2000.

На сьогодні основними проблемами, виявленими в процесі експлуатації та виконання ремонтних робіт генераторів типу ТВВ-1000-4УЗ є:

- розгерметизація стрижнів обмотки статора;
- знос шийок валу ротора генератора в зоні масляного ущільнення;
- потрапляння парів олії в щітково-контактний апарат збудника та утворення на електроізоляційних деталях траверси графіто-масляної струмопровідної плівки;
- поява тріщин у місцях пайки з'єднань міжкотушкових перемичок обмотки ротора;
- витік водню із газоохолоджувача внаслідок тріщин трубки охолодження.

Треба зазначити, що випадки розгерметизації обмотки статора здебільшого виявляються в період планово-попереджувальних ремонтів, і тільки в шести випадках втрата герметичності обмотки статора спричинила аварійну зупинку енергоблоків. Попадання дистилату всередину корпусної ізоляції у разі теч елементарних провідників спричинює поступове зволоження ізоляції та її пробій. Стрижень виходить з ладу.

Для виключення додаткового зволоження корпусної ізоляції у разі теч елементарних провідників під час проведення гідравлічних випробувань обмотки статора застосовується метод перевірки герметичності обмотки статора турбогенератора у зборі з електричними выводами та водопідводами (у період проведення ремонтних робіт) повітрям під тиском із додаванням інертного газу (фреону).

Крім того, ушкодження ізоляції стрижнів може з'явитися внаслідок замикання листів активної сталі в зоні пазів (місцевий нагрів із прискореним старінням ізоляції), порушення напівпровідного покриття і насамкінець з часом можуть розвиватися дефекти, пов'язані з неоднорідністю ізоляції.

З огляду на вищевикладене треба зазначити, що актуальною технічною проблемою є розроблення і впровадження ефективних методів раннього виявлення розгерметизації обмотки статора турбогенератора.

Методи і засоби контролю вологості водню, що сьогодні застосовуються, залишаються все ще недосконалими. Відповідно до вимог «Правил технічної експлуатації електричних станцій і мереж» (ГКД 34.20.507-2003) вимірювання точки роси холодагента в корпусі генератора проводиться персоналом тільки раз на тиждень.

У зв'язку з цим розроблення і вдосконалення методів і засобів безперервного автоматизованого контролю вмісту домішок (у тому числі й води) в холодагенті генератора є актуальним завданням.

На практиці для вимірювання відносної вологості (ОВ) застосовується декілька технологій, що використовують властивість різних структур змінювати свої фізичні параметри (ємність, опір, провідність і температуру) залежно від насичення водяною парою. Кожній із цих технологій властиві певні переваги та недоліки (точність, довготривала стабільність, час перетворення тощо).

Найбільш перспективним для вимірювання відносної вологості є використання ємнісних датчиків, що відрізняються стійкістю до дії високих температур, малим часом відгуку, високою лінійністю характеристики «вологість – ємність», а також стабільністю передатної характеристики в часі. Окрім цього, ємнісні сенсори планарного типу відрізняються високою надійністю та низькою вартістю.

Створення системи автоматизованого безперервного контролю вологості холодагента в корпусі турбогенератора передбачає вирішення ряду проблем:

- розроблення оптимальної структури схеми вимірювання;
- обирання оптимального типу сенсора;
- забезпечення інваріантності вимірів до зовнішніх дій (електромагнітні поля, забруднення середовища тощо);
- усунення впливу на точність вимірювання параметрів сенсора і з'єднувальних провідників (забезпечення дистанційності вимірювання);
- забезпечення необхідної точності вимірювання;
- забезпечення вибухо- та іскробезпеки сенсора і вимірювача.

Разом із проблемою герметичності обмотки статора є проблема зниження прохідності елементарних провідників обмотки статора, що впливає також і на герметичність обмотки.

Усі випадки деформації (сплюснення) фторопластових шлангів, які зв'язують стрижень та зливний колектор, це підтверджують. У стрижні, що містить провідники зі зниженою прохідністю, підвищується температура міді, дистилляту, а у фторопластовому шлангу створюється розрідження, що разом з іншими чинниками та призводить до пошкодження шланга.

У разі достатньо тривалого терміну експлуатації турбогенератора виникає проблема вироблення робочої поверхні шийок ущільнення вала ротора, особливо з боку турбіни. Вироблення коливається від 0,07 до 0,25 мм, що практично не дає можливості встановити припустимі за формуляром проміжки між ущільнювальним кільцем і валом ротора (0,09-0,13 мм). Виконується шліфування шийок вала ротора турбогенератора як з боку турбіни, так і з боку збудника.

Кожух траверси щітково-контактного апарата збудника конструктивно виконаний без ущільнення шийки вала якоря. Внаслідок розрідження, створеного обертанням валу, повітря із ближнього навколишнього середовища потрапляє всередину траверси.

Для запобігання потрапляння парів олії в щітково-контактний апарат і утворення на електроізоляційних деталях траверси графіто-масляної струмопровідної плівки встановлюється повстяне ущільнення кожуха траверси. Задля дослідної експлуатації та порівняльного аналізу повстяне ущільнення замінюється на фторопластове.

Висновки. За підсумками 2015-2019 рр. показники надійності, а саме коефіцієнт готовності та наробіток до відмови трьох двополюсних та трьох чотириполюсних турбогенераторів потужністю 1000 МВт енергоблоків АЕС України не відповідають вимогам ГОСТ 533-2000. Найбільш небезпечними різновидами ушкоджень машин є розгерметизація стрижнів обмотки статора, поява тріщин у міжкотушкових перемичках обмотки ротора та витік водню в газоохолоджувачах.

Потрапляння дистилляту всередину корпусної ізоляції під час теч елементарних провідників призводить до її поступового зволоження та пробою. Разом із проблемою герметичності обмотки статора є проблема зниження прохідності елементарних провідників обмотки статора, що впливає також і на герметичність обмотки. У зв'язку з цим актуальним науково-технічним завданням є розроблення і вдосконалення методів і засобів безперервного автоматизованого контролю вмісту домішок (у тому числі й вологи) в холодагенті генератора.

Фінансується за держбюджетною темою «Розвиток наукових засад та розроблення засобів підвищення ефективності функціонування чотириполюсних турбогенераторів граничної потужності АЕС» (Шифр «Турбоген-2»), що виконується за постановою Бюро ВФТПЕ від 08.11.16, протокол № 16, Державний реєстраційний номер роботи 0117U002585, КПКВК 6541030.

1. Кенсицкий О.Г., Ключников А.А., Федоренко Г.М. Безопасность, надежность и эффективность эксплуатации электротехнического и электроэнергетического оборудования блоков АЭС: монография. Ин-т проблем безопасности АЭС, 2009. 240 с.
2. Operating Experience with Nuclear Power Stations in Member States (2016 Edition). Viena: IAEA, 2016. 1 ел. опт. диск (CD).
3. Operating Experience with Nuclear Power Stations in Member States (2017 Edition). Viena: IAEA, 2017. 1 ел. опт. диск (CD).
4. Operating Experience with Nuclear Power Stations in Member States (2018 Edition). Viena: IAEA, 2018. 1 ел. опт. диск (CD).
5. Operating Experience with Nuclear Power Stations in Member States (2019 Edition). Viena: IAEA, 2019. 1 ел. опт. диск (CD).
6. Operating Experience with Nuclear Power Stations in Member States (2020 Edition). Viena: IAEA, 2020. 1 ел. опт. диск (CD).

OPERATING RELIABILITY OF GENERATING EQUIPMENT OF POWER UNITS OF NUCLEAR POWER PLANTS OF UKRAINE

O.H. Kensytskyi

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

Statistic data analysis of effective operation of power units of Ukraine NPP has been performed. It has been determined part of unscheduled downtime of power units which occurs due to failures of turbine generators. It was considered indicators of reliability of three types of turbine generators which are used as part of power units of Ukrainian NPPs. Based on analysis of results it was found that in 2015-2019 the average reliability indicators of 1000 MW turbine generators, both two-pole and four-pole, do not fit the requirements of the current standards. The main types of damage are mentioned. The most dangerous between them is depressurization of the stator winding rods, the appearance of cracks in the intercoil bridges of the rotor winding, and hydrogen leakage in gas coolers. Possible reasons for malfunctions in the operation of elements and construction units and shortcomings of the systems control of the technical condition of machines were analyzed. It was proposed effective measures to improve the operational reliability of equipment. In particular, it is mentioned the necessity of introducing automated systems for continuous monitoring of hydrogen moisture in the turbine generator. References 6, tables 3.

Keywords: turbine generator, reliability, availability index, mean time between failures (MTBF).

1. Kensitskiy O.G., Klyuchnikov A.A., Fedorenko G.M. Safety, reliability and efficiency of operation of electrical and electric power equipment of NPP units: monograph. Institute for safety problems of nuclear power plants, 2009. 240 p. (Rus)
2. Operating Experience with Nuclear Power Stations in Member States (2016 Edition). Viena: IAEA, 2016. 1 el. opt. disc (CD).
3. Operating Experience with Nuclear Power Stations in Member States (2017 Edition). Viena: IAEA, 2017. 1 el. opt. disc (CD).
4. Operating Experience with Nuclear Power Stations in Member States (2018 Edition). Viena: IAEA, 2018. 1 el. opt. disc (CD).
5. Operating Experience with Nuclear Power Stations in Member States (2019 Edition). Viena: IAEA, 2019. 1 el. opt. disc (CD).
6. Operating Experience with Nuclear Power Stations in Member States (2020 Edition). Viena: IAEA, 2020. 1 el. opt. disc (CD).

Надійшла: 29.03.2021

Received: 29.03.2021

ВИМІРЮВАННЯ ТА ДІАГНОСТИКА В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

УДК 681.586.772

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.107>**РОЗРАХУНОК ФУНКЦІЇ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЄМНІСНОГО СЕНСОРА
РАДІАЛЬНОГО БИТТЯ ВАЛІВ ЗАСОБАМИ КОМП'ЮТЕРНОГО МОДЕЛЮВАННЯ****В.О. Березниченко**

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: vika.bereznichenko@i.ua

У статті наведено результати використання засобів комп'ютерного моделювання для дослідження характеристик ємнісних сенсорів биття задля їхньої оптимізації. У процесі дослідження, яке проводилося для концентричного ємнісного сенсора з високопотенціальним та заземленим електродами, було показано доцільність використання засобів комп'ютерного моделювання методами кінцево-елементного аналізу для розгляду метрологічних характеристик сенсорів. Показано, що застосування моделювання дає можливість зменшити часові витрати на дослідження функції перетворення та метрологічних характеристик. Наведено картину розподілу еквіпотенціальних ліній електричного поля в робочому зазорі сенсора. Результати моделювання дають змогу створювати картину еквіпотенціальних ліній за зміни відстані між загальною поверхнею електродів сенсора та заземленою поверхнею, що імітує поверхню вала. Наведено табличні та графічні результати визначення функції перетворення. Бібл. 23, рис. 5, табл.

Ключові слова: генератор, функціональний стан, вібрація, сенсор, безконтактний, комп'ютерне моделювання.

Постановка проблеми. У потужних гідроагрегатах для перетворення енергії води в електричну енергію використовується генератор та водяна турбіна, які з'єднуються між собою валом [1]. Відхилення параметрів обертового руху вала гідроагрегата від заданих норм є дефектом, який необхідно контролювати для запобігання виникненню аварійних ситуацій [2–4]. У цьому разі найбільш інформативним є контроль як відносного, так і абсолютного коливного руху поверхні вала [5]. Зазвичай такий контроль здійснюється з використанням безконтактних сенсорів. На основі порівняльного аналізу систем діагностування технічного стану гідроагрегатів було встановлено, що для вимірювання параметрів биття валів найбільш перспективними є ємнісні сенсори [5–11]. Основною перевагою таких сенсорів є те, що на їхні технічні характеристики не впливають хімічний склад, намагніченість та температура поверхні вала, але впливають їхні конструктивні параметри. Тому виникає необхідність створення комп'ютерної моделі для вибору оптимальних конструктивних параметрів сенсора з урахуванням умов експлуатації і особливостей зони контролю та дослідження їхньої функції перетворення. Використання засобів комп'ютерного моделювання також обумовлено тим, що:

– попри велику кількість публікацій, присвячених ємнісним сенсорам [12–20], у них недостатню увагу приділено дослідженням їхніх метрологічних характеристик;

– існуючі аналітичні моделі ємнісних сенсорів, побудовані з використанням методів конформних перетворень безпосереднього розрахунку напруженості електричного поля, зазвичай базуються на спрощених конфігураціях та ідеалізованих припущеннях, що обмежує точність розрахунку для реальних конструкцій [21–23];

– результати дослідження картини розподілу напруженості електростатичного поля сенсора надають уявлення про можливість його використання на контрольованому об'єкті задля визначення оптимальної конфігурації сенсора та місця його розташування на об'єкті.

Ціллю цієї статті є створення моделі ємнісного сенсора радіального биття вала гідрогенератора з концентричним високопотенціальним електродом та заземленим охоронним кільцем для розрахунку функції перетворення залежно від значення повітряного

зазора між площиною сенсора та заземленою поверхнею вала засобами комп'ютерного моделювання.

На сьогодні для моделювання об'ємних об'єктів здебільшого використовують метод скінченних елементів (FEM – Finite element method). За своєю сутністю – це варіаційний метод із кусково-поліноміальними базисними функціями. Метод дає змогу досить точно описувати складні криволінійні границі області визначення рішення та задання граничних умов проведення моделювання.

Процес моделювання методом FEM складається з таких кроків:

1. Створення фізичної моделі. На першому етапі для побудови моделі концентричного сенсора використовується двовимірний осесиметричний простір 2D Axisymmetric.

У цьому разі для реалізації моделі використовується вузол Geometry, а сенсор складається із плоских геометричних фігур: високопотенціального електрода 1 радіусом $r = 8$ мм, заземленого кільця завширшки $w_{GND} = 1,9$ мм та діелектричної підкладки 3 заввишки $H_{diel} = 1$ мм. Електроди 1 і 2 відокремлені один від одного тонкими діелектричними проміжками шириною $h = 0,1$ мм, яка залежить від технології виготовлення. Металева заземлена частина вала 4 розташовується на відстані $d = 0,3 \div 2,3$ мм. Побудова імітаційної моделі частини валу здійснювалася без урахування дійсних габаритних розмірів. Конструктивна схема сенсора наведена на рис. 1.

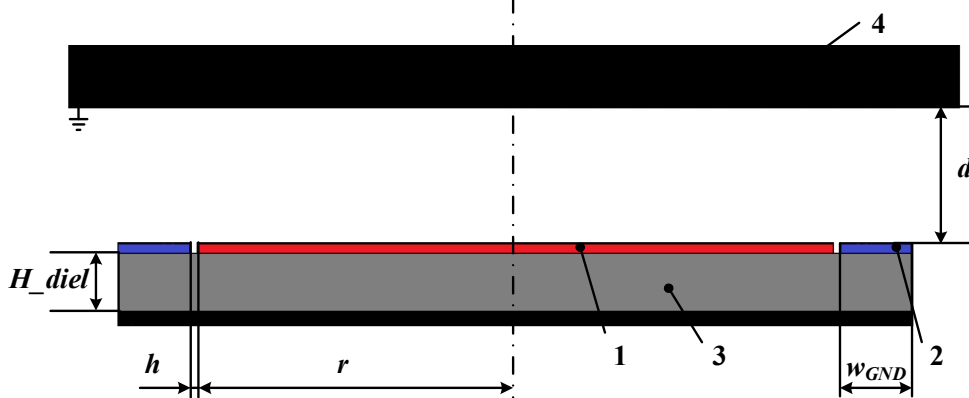


Рис. 1

2. Визначення граничних умов моделі. Для конкретної моделі були використані такі матеріали: повітря (для ділянок між електродами та заземленою поверхнею вала), мідь як основний матеріал електродів 1 і 2 та FR4 як діелектрик 3. Властивості матеріалів для всіх фізичних ділянок моделі задаються в модулі Materials.

Електричні властивості створених елементів моделі задаються у вузлі Electrostatics через вибір значень початкових потенціалів на електродах.

3. Дискретизація фізичної моделі через розбиття сіткою на комірки. Побудова

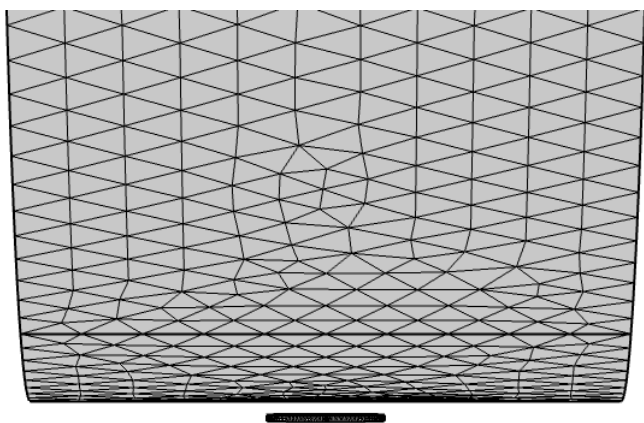


Рис. 2

скінченно-елементної сітки здійснюється в дереві моделі у вузлі Mesh, де виконується триангуляція обраних ділянок для подальших розрахунків. На рис. 2 показано реалізовану імітаційну CAD-модель сенсора із сіткою, яка містить 310581 елемент.

4. Подальша обробка. Далі для проведення попередніх досліджень розподілення потенціалів зарядів у електричному полі сенсора використовується вузол Study.

5. Отримання результатів. Після виконання обчислень моделі у вузлі Results створюються групи типу:

- Electric Potential – 2D Plot Group – Surface1, що показує графік розподілу електричного потенціалу сенсора, який наведено на рис. 3;
- Electric Potential, Revolved Geometry (es) – 3D Plot Group – Streamline 1, що показує контурний графік потенціальних ліній в розрізі, наведено на рис. 4.

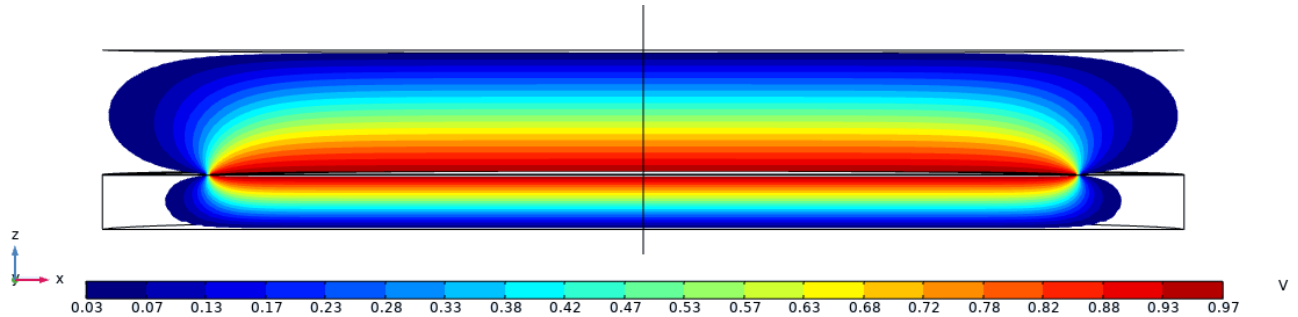


Рис. 3

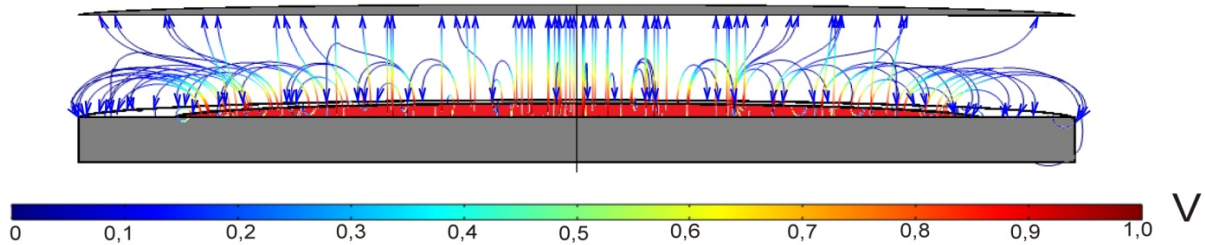


Рис. 4

Результати розрахунку функції перетворення сенсора залежно від відстані до заземленої поверхні представлено в таблиці 1. Для проведення розрахунків було використано розділ Results – Derived Values– Global Evaluation.

Таблиця 1

№ п/п	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$d, \text{мм}$	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2
$C_M, 10^{-12} \text{Ф}$	8.46	7.00	6.13	5.56	5.15	4.85	4.61	4.43	4.23	4.15

Продовження таблиці 1

№ п/п	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
$d, \text{мм}$	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2	2,1	2,2	2,3
$C_M, 10^{-12} \text{Ф}$	4.05	3.96	3.89	3.82	3.76	3.71	3.67	3.63	3.59	3.56	3.53

На рис. 5 наведено графіки залежності значення ємності від відстані до заземленої поверхні, розраховані аналітично C_C та засобами комп'ютерного моделювання C_M . Різниця зумовлена нехтуванням ширини охоронного електрода під час розрахунку значення ємності аналітичним способом. Під час розрахунків ширина електроду приймалася нескінченно великою.

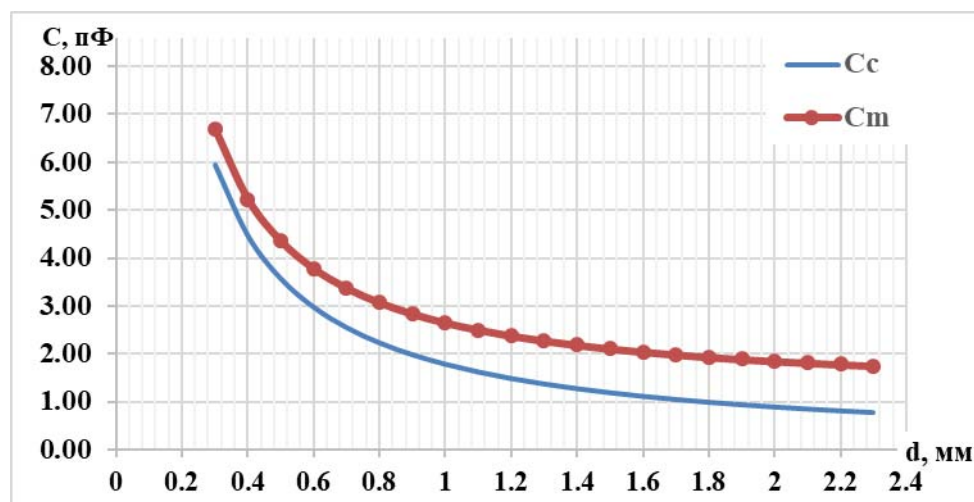


Рис. 5

Висновки. Використання методу скінченних елементів та створеної скінченно-елементної моделі конструкції ємнісного сенсора биття дало змогу розрахувати функцію перетворення залежно від значення повітряного зазора між площиною електродів сенсора та заземленою металевою поверхнею вала засобами комп'ютерного моделювання. Отримані результати свідчать про те, що розроблена модель може бути використана для визначення функції перетворення сенсорів та дослідження метрологічних характеристик, наприклад, похибки, зумовленої впливом паразитних ємностей.

Фінансується за держбюджетною темою «Створення ємнісних вимірювачів зусиль у стяжних призмах осердя статора потужного турбогенератора» (шифр «Контроль-М»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ 07.07.2015, протокол № 11. Державний реєстраційний № 0115U004416. КПКВК 6541030.

1. Алексеев Б.А. Определение состояния (диагностика) крупных гидрогенераторов: монография. М.: Изд-во НЦ ЭНАС, 2002. 144 с.
2. ISO 20816-5:2018. Mechanical vibration. Measurement and evaluation of machine vibration. Part 5: Machine sets in hydraulic power generating and pump-storage plants. Released: 2018-12-01. ISO/TC 108/SC 2 Measurement and evaluation of mechanical vibration and shock as applied to machines, vehicles and structures, 2018. 60 p.
3. ISO 20816-1:2016. Mechanical vibration . Measurement and evaluation of machine vibration. Part 1: General guidelines ISO79. Released: 2016-11-30. ISO/TC 108/SC 2 Measurement and evaluation of mechanical vibration and shock as applied to machines, vehicles and structures, 2016. 46 p.
4. ISO 7919-5:2005. Mechanical vibration. Evaluation of machine vibration by measurements on rotating shafts . Part 5: Machine sets in hydraulic power generating and pumping plants. Released:2005-04. ISO/TC 108/SC 2 Measurement and evaluation of mechanical vibration and shock as applied to machines, vehicles and structures, 2005. 16 p.
5. Левицький А.С., Зайцев Є. О., Березниченко В. О. Відносна та абсолютна радіальна вібрація вала вертикального гідроагрегата. *Гідроенергетика України*. 2019. № 3–4. С. 36–39.
6. Левицький А.С., Зайцев Є.О., Березниченко В.О. Особливості вимірювання радіального биття циліндричних поверхонь вала гідроагрегату. *Гідроенергетика України*. 2019. №. 1–2. С. 39–44.
7. Zaitsev Ie.O., Levytskyi A.S., Kromplyas B.A. Capacitive distance sensor with coplanar electrodes for large turbogenerator core clamping system. Proceedings of the 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), April 16–18, 2019, Kiev, Ukraine. Pp. 644–647. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2019.8783916>
8. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Kromplyas B.A. Hybrid capacitive sensor for hydro- and turbo generator monitoring system. Proceedings of the International conference on modern electrical and energy system (MEES-17) November 15–17, 2017, Kremenchuk, Ukraine. 2017. Pp. 288–291. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES.2017.8248913>
9. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S. Determination of response characteristic of capacitive coplanar air gap sensor. Proceedings of the 2017 IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS-2017) August 29 – June 30, 2017 Kyiv, Ukraine. 2017. Pp. 85–88. DOI: <https://doi.org/10.1109/MRRS.2017.8075034>
10. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Kromplyas B.A. Characteristic of capacitive sensor for the air gap control system in the hydrogenerator. Proceedings of the 2017 IEEE First Ukraine Conference On Electrical And Computer

- Engineering (UKRCON)* May 29 – June 2, 2017 Kyiv, Ukraine. 2017. Pp. 390–394. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100516>
11. Левицький А.С., Зайцев Є.О., Кромплєс Б.А. Похибки ємнісного вимірювача зазору в гідрогенераторі. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип. 44. С. 50–55.
 12. Mamishev A. V. Interdigital dielectrometry sensor design and parameter estimation algorithms for non-destructive materials evaluation. Ph.D. dissertation. Massachusetts Institute of Technology. Cambridge, USA, 1999. 709 p.
 13. Huang Y., Zhan Z., Bowler N. Optimization of the coplanar interdigital capacitive sensor. *AIP Conference Proceedings*. 2017. Vol. 36. Pp. 110017–8 DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4974695>
 14. Mamishev A. V., Sundara-Rajan K., Yang F., Du Y., and Zahn M. Interdigital Sensors and Transducers. *Proceedings of the IEEE*. 2004. Vol. 92. No 5. Pp. 808–845.
 15. Nassr A. A., Ahmed W.H., El-Dakhkhni W. W. Coplanar capacitive sensors for detecting water intrusion in composite structures. *Measurement Science and Technology*. 2008. Vol. 19. No 7. Pp. 075702–075709. DOI: <https://doi.org/10.1088/0957-0233/19/7/075702>
 16. Yin X., Hutchins D. A., Chen G., Li W., Xu Z. Studies of the factors influencing the imaging performance of the capacitive imaging technique. *NDT & E International*. 2013. Vol. 60. Pp. 1–10.
 17. Rolando N. A. C., Kerkvliet H. M. M. and Gerard C. M. M. Design and empirical investigation of capacitive humandetectors with opened electrodes. *Measurement Science and Technology*. 2009. Vol. 21. No 1. Pp. 1–8. DOI: <https://doi.org/10.1088/0957-0233/21/1/015802>
 18. Zhu F., Spronck J.W., Heerens W.C. A simple capacitive displacement sensor. *Sensors and Actuators A: Physical*. 1991. Vol. 26. No 1–3. Pp. 265–269.
 19. Hu X. and Yang W. Planar capacitive sensors – designs and applications. *Sensor Review*. 2010. Vol. 30. No 1. Pp. 24–39. DOI: <https://doi.org/10.1108/02602281011010772>
 20. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Novik A.I., Berezhnychenko V.O. Research of a capacitive distance sensor to grounded surface. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2019. Vol. 2. No 78. Pp. 173–180. DOI: <https://doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v78.i2.80>
 21. Юссьєль Ю.Я., Качанов Е.С., Струнської М.Г. Розрахунок електричної ємності: монографія. Л.: Енергія, 1981. 288 с.
 22. Heerens W.C. Multi-terminal capacitor sensors. *Journal of Physics E Scientific Instruments*. Vol.15. 1982. Pp. 137–141.
 23. Левицький А.С., Федоренко Г.М., Грубой О.П. Контроль стану потужних гідро- та турбогенераторів за допомогою ємнісних вимірювачів параметрів механічних дефектів: монографія. К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2011. 242 с.

DEFINITION OF THE SHAFTS RADIAL BEATING CAPACITIVE SENSOR RESPONSE FUNCTION BY COMPUTER MODELING

V.O. Berezhnychenko

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
e-mail: vika.bereznichenko@i.ua

The paper presents the results study the characteristics of capacitive beating sensors to optimize them by computer simulation tools using. A concentric capacitive sensor with high-potential and grounded electrodes was studied. In the course of the research, the expediency of using computer modeling tools by finite element analysis methods to study the metrological characteristics of sensors was shown. It is shown that the application of modeling makes it possible to reduce the time spent on studies of the transformation function and metrological characteristics. The picture of the distribution of equipotential lines of an electric field in a working backlash of the sensor has resulted. The simulation results make it possible to create a picture of equipotential lines by changing the distance between the total surface of the sensor electrodes and the grounded surface, simulating the surface of the shaft. The results of the definition of the response function are given. References 23, figures 5, table.

Keywords: generator, functional state, radial beating, sensor, contactless, computer simulation.

1. Alekseev B.A. Determining the status (diagnostics) of large hydro generators. ENAS, 2002. 144 p. (Rus)
2. ISO 20816-5:2018. Mechanical vibration. Measurement and evaluation of machine vibration. Part 5: Machine sets in hydraulic power generating and pump-storage plants. Released: 2018-12-01. ISO/TC 108/SC 2 Measurement and evaluation of mechanical vibration and shock as applied to machines, vehicles and structures, 2018. 60 p.
3. ISO 20816-1:2016. Mechanical vibration . Measurement and evaluation of machine vibration. Part 1: General guidelines ISO79. Released: 2016-11-30. ISO/TC 108/SC 2 Measurement and evaluation of mechanical vibration and shock as applied to machines, vehicles and structures, 2016. 46 p.

4. ISO 7919-5:2005. Mechanical vibration. Evaluation of machine vibration by measurements on rotating shafts. Part 5: Machine sets in hydraulic power generating and pumping plants. Released:2005-04. ISO/TC 108/SC 2 Measurement and evaluation of mechanical vibration and shock as applied to machines, vehicles and structures, 2005. 16 p.
5. Levytskyi A.S., Zaitsev I.O., Berezhnychenko V.O. Relative and absolute radial vibration of the shaft of the vertical unit. *Hydroenerhetyka Ukrainy*. 2019. No 3–4. Pp. 36–39. (Ukr)
6. Levitsky A.S., Zaitsev I.O., Berezhnychenko V.O. Features measuring radial run-out hydraulic unit shaft cylindrical surfaces. *Hydroenerhetyka Ukrainy*. 2019. No 1–2. Pp. 39–44. (Ukr)
7. Zaitsev Ie.O., Levytskyi A.S., Kromplyas B.A. Capacitive distance sensor with coplanar electrodes for large turbogenerator core clamping system. Proceedings of the 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), April 16–18, 2019, Kiev, Ukraine. Pp. 644–647. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2019.8783916>
8. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Kromplyas B.A. Hybrid capacitive sensor for hydro- and turbo generator monitoring system. Proceedings of the International conference on modern electrical and energy system (MEES-17) November 15–17, 2017 Kremenichuk, Ukraine. 2017. Pp. 288–291. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES.2017.8248913>
9. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S. Determination of response characteristic of capacitive coplanar air gap sensor. Proceedings of the 2017 IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS-2017) August 29 – June 30, 2017 Kyiv, Ukraine. 2017. Pp. 85–88. DOI: <https://doi.org/10.1109/MRRS.2017.8075034>
10. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Kromplyas B.A. Characteristic of capacitive sensor for the air gap control system in the hydrogenerator. Proceedings of the 2017 IEEE First Ukraine Conference On Electrical And Computer Engineering (UKRCON) May 29 – June 2, 2017 Kyiv, Ukraine. 2017. Pp. 390–394. DOI: <https://doi.org/0.1109/UKRCON.2017.8100516>
11. Levitsky AS, Zaitsev I.O., Kromplyas BA Errors of the capacitive gauge in the hydrogenerator. *Pratsi Institutu Elektrodynamiki NAN Ukrainy*. 2016. Vol. 44. Pp. 50–55.
12. Mamishev A. V. Interdigital dielectrometry sensor design and parameter estimation algorithms for non-destructive materials evaluation. Ph.D. dissertation. Massachusetts Institute of Technology. Cambridge, USA, 1999. 709 p.
13. Huang Y., Zhan Z., Bowler N. Optimization of the coplanar interdigital capacitive sensor. *AIP Conference Proceedings*. 2017. Vol. 36. Pp. 110017-8. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4974695>
14. Mamishev A. V., Sundara-Rajan K., Yang F., Du Y., and Zahn M. Interdigital Sensors and Transducers. *Proceedings of the IEEE*. 2004. Vol. 92. No 5. Pp. 808–845. DOI: <https://doi.org/10.1109/JPROC.2004.826603>
15. Nassr A. A., Ahmed W.H., El-Dakhakhni W. W. Coplanar capacitive sensors for detecting water intrusion in composite structures. *Measurement Science and Technology*. 2008. Vol. 19. No 7. Pp. 075702–075709. DOI: <https://doi.org/10.1088/0957-0233/19/7/075702>
16. Yin X., Hutchins D.A., Chen G., Li W., Xu Z. Studies of the factors influencing the imaging performance of the capacitive imaging technique. *NDT & E International*. 2013. Vol. 60. Pp. 1–10. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ndteint.2013.07.001>
17. Rolando N. A. C., Kerkvliet H. M. M. and Gerard C. M. M. Design and empirical investigation of capacitive humandetectors with opened electrodes. *Measurement Science and Technology*. 2009. Vol. 21, No 1. Pp. 1–8. DOI: <https://doi.org/10.1088/0957-0233/21/1/015802>
18. Zhu F., Spronck J.W., Heerens W.C. A simple capacitive displacement sensor. *Sensors and Actuators A: Physical*. 1991. Vol. 26. No 1–3. Pp. 265–269. DOI: [https://doi.org/10.1016/0924-4247\(91\)87003-L](https://doi.org/10.1016/0924-4247(91)87003-L)
19. Hu X. and Yang W. Planar capacitive sensors – designs and applications. *Sensor Review*. 2010. Vol. 30. No 1. Pp. 24–39. DOI: <https://doi.org/10.1108/02602281011010772>
20. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Novik A.I., Berezhnychenko V.O. Research of a capacitive distance sensor to grounded surface. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2019. Vol. 2. No. 78. Pp. 173–180. DOI: <https://doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v78.i2.80>
21. Iossel' Yu. Ya., Kochanov E.S., Strunskii M.G. Calculation of Electric Capacitance. Leningrad: Energoizdat, 1981. 288 p. (Rus)
22. Heerens W.C. Multi-terminal capacitor sensors. *Journal of Physics E Scientific Instruments*. Vol.15. 1982. Pp. 137–141. DOI: DOI: <https://doi.org/10.1088/0022-3735/15/1/027>
23. Levytskyi A.S., Fedorenko G.M., Gruboj O.P. Monitoring of the status of powerful hydro and turbo generators using capacitive meter for the parameters of mechanical defects. IED NANU Publ., 2011. 242 p. (Ukr)

Надійшла: 01.03.2021

Received: 01.03.2021