



ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

№ 4
2023

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

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

EDITORIAL BOARD*

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

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

INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

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

Журнал "Технічна електродинаміка" включено до Переліку наукових фахових видань України категорія «А», представлений у загальнодержавній реферативній базі даних "УКРАЇНІКА НАУКОВА" та у міжнародних наукометричних базах даних SCOPUS, COMPENDEX, EBSCO, PROQUEST, CROSSREF, INDEX COPERNICUS, DOAJ.

Адреса редакції:

03057, м. Київ, проспект Перемоги, 56,

Інститут електродинаміки НАН України.

Тел. (044) 366 26 57.

Email: ted@ied.org.ua

<https://techned.org.ua>

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

- ЖИЛЬЦОВ А.В., ЗАСЦЬ Н.А., БЕРЕЗЮК А.О., ГАЙ О.В., ЛИКТЕЙ В.В. Розрахунок вихрових струмів у трифазному теплогенераторі індукційного типу з використанням методу вторинних джерел. Режим струму 3
- ЖАРКІН А.Ф., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., ПАВЛОВ В.Б. Комп'ютерне моделювання та дослідження енергоефективності процесів заряджання акумуляторної батареї електромобіля від бездротового зарядного пристрою 11

Перетворення параметрів електричної енергії

- РУДЕНКО Ю.В. Розрахунок перетворювачів постійної напруги в режимах переривчастої провідності з використанням методу усереднення на основі теорем Лагранжа 19
- БОЙКО В.С., ШКАРДУН О.В. Електромагнітні процеси у трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі 26
- ПАВЛОВСЬКИЙ В.О., ГУРІН В.К., ЮРЧЕНКО О.М. Аналіз електромагнітних процесів в колі «обмежувач напруги – фільтр нижніх частот» за дії високовольтної імпульсної завади з мережи електроживлення..... 37

Електромеханічне перетворення енергії

- ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., ПАВЛЮК В.В. Порівняльний аналіз енергетичних характеристик різних типів синхронних тягових електродвигунів 43
- ПЕТУХОВ І.С. Електромагнітні моменти управління прецесійним рухом триступеневої електричної машини 52
- SHERNO O.O., KOZLOV A.Yu. Modeling of a controlled electromagnetic vibration drive with a variable resonant frequency 62

Електроенергетичні системи та установки

- ВАВАК V.P., KULYK M.M. Possibilities and perspectives of the consumers-regulators application in systems of frequency and power automatic regulation 72

Електротехнологічні комплекси та системи

- БЕРЕКА В.О., БОЖКО І.В., КАРЛОВ О.М., КОНДРАТЕНКО І.П. Взаємоузгодження параметрів джерела живлення та робочої камери для обробки води імпульсним бар'єрним розрядом 81

- До 60-річчя члена-кореспондента НАН України Н.А.ШИДЛОВСЬКОЇ 89

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

- ZHYLTSOV A.V., ZAIETS N.A., BEREZIUK A.O., GAI O.V., LYKTEI V.V. Eddy currents calculation in a three-phase induction-type heat generator using the secondary sources method. Current mode3
- ZHARKIN A.F., PODOLTSEV O.D., PAVLOV V.B. Computer simulation and research of energy efficiency of processes of charging an electric car battery from a wireless charger 11

Conversion of electric energy parameters

- RUDENKO Yu.V. Calculation of DC converters in discontinuous conduction mode using the averaging method based on lagrange theorem19
- BOIKO V.S., SHKARDUN O.V. The features of commutating processes in a three-phase bridge compensation converter26
- PAVLOVSKYI V.O., GURIN V.K., YURCHENKO O.M. Analysis of electromagnetic processes in the "voltage limiter - low-frequency filter" circuit during the influence of high-voltage surge from the power supply network.....37

Electromechanical energy conversion

- VASKOVSKY Yu.M., PAVLUK V.V. Comparative analysis of energy characteristics of different types of synchronous traction electric motors43
- PETUKHOV I.S. Electromagnetic moments of controlling the precession movement of a three-degree-of-freedom electric machine52
- CHERNO O.O., KOZLOV A.Yu. Modeling of a controlled electromagnetic vibration drive with a variable resonant frequency62

Electric power systems and installations

- BABAK V.P., KULYK M.M. Possibilities and perspectives of the consumers-regulators application in systems of frequency and power automatic regulation72

Electrotechnological complexes and systems

- BEREKA V.O., BOZHKO I.V., KARLOV O.M., KONDRATENKO I.P. Coordination of parameters of the power source and the working chamber for water treatment with pulse barrier discharge81

- To the 60th anniversary of corresponding member of NAS Ukraine N.A.SHYDLOVSKA 89

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

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 6 від 11.05.2023 р. Включено до Переліку наукових фахових видань України 24.05.2018, категорія «А».
Підписано до друку 14.06.2023. Формат 60x84/8. Ум.-друк. арк. 10,9. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388.

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

РОЗРАХУНОК ВИХРОВИХ СТРУМІВ У ТРИФАЗНОМ ТЕПЛОГЕНЕРАТОРІ ІНДУКЦІЙНОГО ТИПУ З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДУ ВТОРИННИХ ДЖЕРЕЛ. РЕЖИМ СТРУМУ

А.В. Жильцов^{1*}, докт. техн. наук, Н.А. Заєць^{2**}, докт. техн. наук,
А.О. Березюк^{2***}, канд. техн. наук, О.В. Гай^{2****}, канд. техн. наук, В.В. Ликтей^{2*****}

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна. E-mail: azhilt@gmail.com.

² Національний університет біоресурсів і природокористування України,
вул. Героїв оборони, 15, Київ, 03041, Україна.

З використанням методу вторинних джерел розроблено тривимірну математичну модель теплогенератора індукційного типу за живлення його від трифазного джерела струму із завантаженням у вигляді незв'язаних між собою феромагнітних електропровідних труб, враховано характер симетричного розподілу густин вторинних джерел електромагнітного поля. Аналіз розподілу вторинних джерел електромагнітного поля та теплових втрат у навантаженні дозволив зробити висновок про можливість нехтування компонентами густин вихрових струмів та густин струмів намагнічування вздовж всієї симетрії труб та радіальному напрямку, що зменшує кількість шуканих густин вторинних джерел з шести до трьох. Показано, що для аналізу електромагнітних процесів у теплогенераторах зазначеного типу розподіл густин вторинних джерел в усіх трубах є однаковим, що під час використання методу вторинних джерел дає змогу звести область пошуку до однієї базової феромагнітної електропровідної труби. Бібл. 8, рис. 3, табл. 1.

Ключові слова: теплогенератор, індукційний нагрів, моделювання, метод вторинних джерел.

Вступ. Математичне моделювання пристроїв індукційного нагріву з повздовжнім магнітним полем є класичним прикладом використання енергії електромагнітного поля. Для такого моделювання використовуються як аналітичні, так і чисельні методи. Особливістю всіх цих методів є прийняття умов вісесиметричності розташування завантаження, що значно спрощує процес отримання розв'язку через нехтування двома складовими магнітного векторного потенціалу. У випадку розташування завантаження не на осі симетрії індуктора або наявності кількох незв'язаних між собою завантажень задача розрахунку електромагнітного поля значно ускладнюється і може бути отримана при чисельному моделюванні. Конструктивні особливості завантаження приводять до того, що застосування таких методів як метод скінчених різниць або скінчених елементів веде до виконання великого обсягу надлишкових обчислень та ускладнює врахування вказаної симетрії.

Виходячи з цього, оптимальним з погляду зменшення області пошуку розв'язку і, як наслідок, оптимального використання ресурсів обчислювальної техніки, що особливо актуально під час проведення багатоваріантних розрахунків, є метод інтегральних рівнянь для джерел, які визначають електромагнітне поле, наприклад, густини вихрових струмів у об'ємі, густини простого шару струмів намагнічування та простого шару електричних зарядів на поверхні феромагнітних труб або стрижнів [1-6]. Ці рівняння точно враховують поля розсіювання в необмеженому просторі, дають змогу врахувати симетрію електромагнітної системи теплогенератора індукційного типу [1] і мають мінімальну розрахункову область: об'єми провідників та поверхні феромагнітних електропровідних труб або стрижнів.

У роботі [1] з використанням методу вторинних джерел розроблено тривимірну математичну модель трифазного теплогенератора індукційного типу, яка враховує симетрію магнітної системи, що зменшує область пошуку густин вихрових струмів до об'ємів труб, що визначають групи труб з однаковим розподілом густин вторинних джерел. Розроблена математична модель реалізована у вигляді відповідного алгоритму та програми чисельного розв'язання систем інтегральних рівнянь для густин вторинних джерел в середовищі *Fortran*. Подальший аналіз отриманих результатів та обґрунтування

© Жильцов А.В., Заєць Н.А., Березюк А.О., Гай О.В., Ликтей В.В., 2023
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-1688-7879>; ** <https://orcid.org/0000-0001-5219-2081>;
*** <https://orcid.org/0000-0003-0305-5894>; **** <https://orcid.org/0000-0001-5460-7260>;
***** <https://orcid.org/0000-0002-7412-5143>

можливості зведення області пошуку невідомих густин вихрових струмів задля визначення генерації тепла у теплогенераторі до об'єму однієї труби з врахуванням симетрії розташування усіх феромагнітних електропровідних труб у завантаженні є метою цієї роботи.

Математична модель трифазного теплогенератора індукційного типу. Так само, як і в

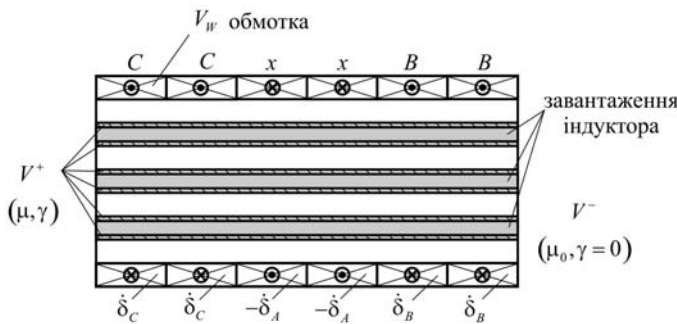


Рис. 1

роботі [1], розглянемо трифазний теплогенератор індукційного типу (рис. 1). Задачу будемо розв'язувати за припущення, що у трифазній обмотці індуктора протікають синусоїдні струми (рис. 1):

$$\delta_A = \delta_{\max} \sin(\omega t),$$

$$\delta_B = \delta_{\max} \sin(\omega t + 2\pi/3), \quad \delta_C = \delta_{\max} \sin(\omega t - 2\pi/3).$$

Будемо вважати, що обмотка кожної фази представлена у вигляді коаксіальних кілець, а завантаження індуктора – у вигляді електропровідних феромагнітних труб (рис. 1). Задачу розрахунку вихрових струмів у навантаженні теплогенератора індукційного типу будемо розглядати за припущення постійної магнітної проникності та питомої провідності труб в квазістационарному наближенні.

Задача розрахунку вихрових струмів у теплогенераторі індукційного типу зводиться до комплексної форми системи інтегральних рівнянь [1, 2]:

Задача розрахунку вихрових струмів у теплогенераторі індукційного типу зводиться до комплексної форми системи інтегральних рівнянь [1, 2]:

$$\dot{\delta}(Q) + \frac{j\omega\mu\gamma}{4\pi} \int_{V^+} \frac{\dot{\delta}(M)}{r_{MQ}} dV_M + \frac{j\omega\mu_0\gamma}{4\pi} \oint_S \frac{\dot{i}(M)}{r_{MQ}} dS_M - \frac{\gamma}{4\pi\epsilon_0} \oint_S \dot{\sigma}(M) \frac{\vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} dS_M = -\frac{j\omega\mu_0\gamma}{4\pi} \int_{V_w} \frac{\dot{\delta}_w(M)}{r_{MQ}} dV_M, \quad Q \in V^+, \quad (1)$$

$$\dot{i}(Q) + \frac{\lambda}{2\pi} \oint_S \dot{i}(M) \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} dS_M + \frac{\lambda}{2\pi\mu_0} \int_{V^+} \dot{\delta}(M) \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} dV_M = -\frac{\lambda}{2\pi} \int_{V_w} \dot{\delta}_w(M) \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} dV_M, \quad Q \in S, \quad (2)$$

$$\dot{\sigma}(Q) - \frac{1}{2\pi} \oint_S \dot{\sigma}(M) \left[\frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} - \frac{2\pi}{S} \right] dS_M + \frac{j\omega\epsilon_0\mu}{2\pi} \int_{V^+} \dot{\delta}(M) \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}} dV_M + \frac{j\omega\epsilon_0\mu_0}{2\pi} \int_S \dot{i}(M) \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}} dS_M = -\frac{j\omega\epsilon_0\mu_0}{2\pi} \int_{V_w} \dot{\delta}_w(M) \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}} dV_M, \quad Q \in S, \quad (3)$$

де $\dot{\delta}(Q)$ – комплексна амплітуда густини вихрових струмів у точці Q труб V^+ ; $\dot{\delta}(M)$ – те саме у точці M ; $\dot{i}(Q)$ – комплексна амплітуда поверхневої густини простого шару струмів у точці Q на границі S труб; $\dot{i}(M)$ – $\dot{\sigma}(Q)$ – комплексна амплітуда густини простого шару електричних зарядів у точці Q на границі S труб; $\dot{\sigma}(M)$ – те саме у точці M ; $j = \sqrt{-1}$; $\omega = 2\pi f$, f – частота електричних струмів в обмотках індуктора; μ , γ – абсолютна магнітна проникність, питома електрична провідність матеріалу труб; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м, $\epsilon_0 \approx 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – магнітна та діелектрична постійні; \vec{r}_{MQ} – радіус-вектор, що спрямований з точки інтегрування M у точку спостереження Q ; $\dot{\delta}_w(M)$ – комплексна амплітуда густини струмів у обмотках індуктора V_w ; \vec{n}_Q – зовнішня нормаль до границі S труб; $\lambda = (\mu - \mu_0) / (\mu + \mu_0)$ – параметр інтегрального рівняння (2).

Зведення векторної системи інтегральних рівнянь (1) – (3) до системи скалярних у локальних системах координат, що пов'язана із кожною трубою. На рис. 2 наведено в перерізі приклад розташування труб у завантаженні теплогенератора індукційного типу [1]. Нехай R_1 , R_2 – внутрішній та зовнішній радіус кожної труби, h – їхня довжина та, відповідно, l довжина індуктора. Завантаження з N_r шарів труб формується наступним чином: кожен k -тий шар труб $V_k^{m_k}$, $k=1,2,\dots,N_r$, $m_k=1,2,\dots,6k$, розташований таким чином, що положення кожної з них задається положенням їхніх геометричних центрів $O_k^{m_k}$ із координатами $(r_k, \alpha_k^{m_k}, z_k)$ в глобальній системі циліндричних координат $O\rho\alpha z$ (рис. 3, вісь z спрямована з площини рисунка до нас). Тут $\alpha_k^{m_k} = \alpha_k^1 + (m_k - 1)\pi/3k$, $m_k=1,2,\dots,6k$, (r_k, α_k^1, z_k) – координати геометричного центру першої труби у k -му шарі. Для випадку, що зображе-

но на рис. 2 $\alpha_k^1 = \pi/3$, $k=1,2,\dots,N_r$. В подальшому із кожною трубою зв'яжемо локальну систему циліндричних координат $O_k^{m_k} r_k^{m_k} \alpha_k^{m_k} z_k^{m_k}$ (рис. 3).

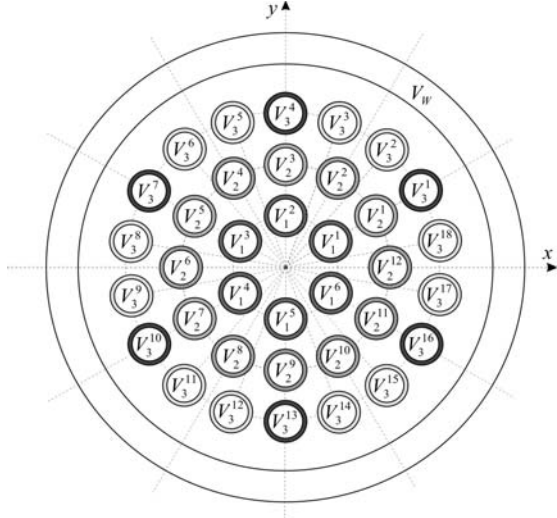


Рис. 2

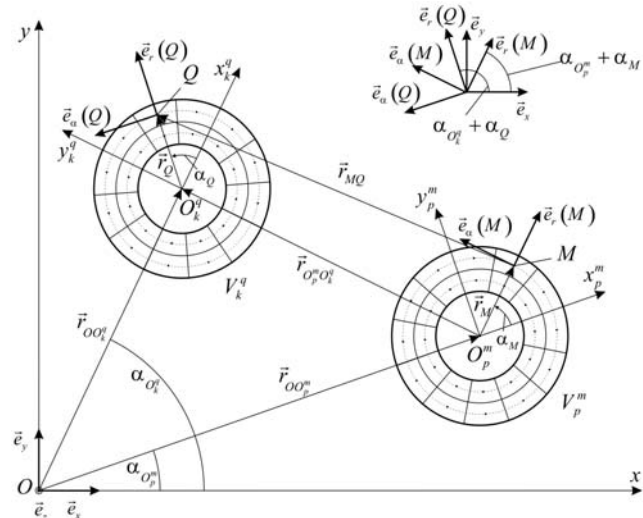


Рис. 3

Запишемо систему рівнянь (1) – (3) в проекціях на орти в циліндричній локальній системі координат, що пов'язана із трубою, наприклад, V_k^q (рис. 3) [1], для інших труб завантаження аналогічне.

Комплексну амплітуду густини вихрових струмів $\dot{\delta}(Q)$ представляємо у вигляді трьох компонент у локальній системі координат $O_k^q r_k^q \alpha_k^q z_k^q$

$$\dot{\delta}(Q) = \dot{\delta}_r(Q) \bar{e}_r(Q) + \dot{\delta}_\alpha(Q) \bar{e}_\alpha(Q) + \dot{\delta}_z(Q) \bar{e}_z(Q), \quad (4)$$

де $\bar{e}_r(Q)$, $\bar{e}_\alpha(Q)$, $\bar{e}_z(Q)$ – орти циліндричної локальної системи координат $O_k^q r_k^q \alpha_k^q z_k^q$ (рис. 3), орт $\bar{e}_z(Q)$ спрямований з площини рисунка до нас.

Відповідно комплексну амплітуду густини вихрових струмів $\dot{\delta}(M)$ представляємо у вигляді трьох компонент у локальній системі координат $O_p^m r_p^m \alpha_p^m z_p^m$ (рис. 3)

$$\dot{\delta}(M) = \dot{\delta}_r(M) \bar{e}_r(M) + \dot{\delta}_\alpha(M) \bar{e}_\alpha(M) + \dot{\delta}_z(M) \bar{e}_z(M), \quad (5)$$

де $\bar{e}_r(M)$, $\bar{e}_\alpha(M)$, $\bar{e}_z(M)$ – орти в циліндричній локальній системі координат $O_p^m r_p^m \alpha_p^m z_p^m$, орт $\bar{e}_z(M)$ спрямований з площини рисунка до нас.

Спроектуємо вектор $\dot{\delta}(M)$ (для $\dot{i}(M)$ аналогічно) на орти $\bar{e}_r(Q)$, $\bar{e}_\alpha(Q)$, $\bar{e}_z(Q)$ локальної системи циліндричних координат $O_k^q r_k^q \alpha_k^q z_k^q$ (рис. 3)

$$\dot{\delta}(M) = [\dot{\delta}_r(M) \cos \alpha_{MQ} + \dot{\delta}_\alpha(M) \sin \alpha_{MQ}] \bar{e}_r(Q) + [-\dot{\delta}_r(M) \sin \alpha_{MQ} + \dot{\delta}_\alpha(M) \cos \alpha_{MQ}] \bar{e}_\alpha(Q) + \dot{\delta}_z(M) \bar{e}_z(Q), \quad (6)$$

Де
$$\alpha_{MQ} = \alpha_{O_k^q} + \alpha_{O_Q} - \alpha_{O_p^m} - \alpha_M. \quad (7)$$

Аналогічно виразу (6) записуємо

$$\dot{\delta}_w(M) = \bar{e}_r(Q) \dot{\delta}_{w\alpha}(M) \sin \alpha_{MQ} + \bar{e}_\alpha(Q) \dot{\delta}_{w\alpha}(M) \cos \alpha_{MQ}, \quad (8)$$

де враховано, що комплексна густина струму у обмотках індуктора має тільки α -компоненту, тобто $\dot{\delta}_w(M) = \dot{\delta}_{w\alpha}(M) \bar{e}_\alpha(M)$.

Далі знаходимо проекцію вектора \bar{r}_{MQ} на орти локальної системи циліндричних координат $\bar{e}_r(Q)$, $\bar{e}_\alpha(Q)$, $\bar{e}_z(Q)$ (рис. 3)

$$r_{MQ}^r = (\bar{r}_{MQ}, \bar{e}_r(Q)) = r_{OO_k^q} \cos(\alpha_Q) + r_Q - r_{OO_p^m} \cos(\alpha_{O_k^q} - \alpha_{O_p^m} + \alpha_Q) - r_M \cos(\alpha_{O_k^q} + \alpha_Q - \alpha_{O_p^m} - \alpha_M);$$

$$r_{MQ}^{\alpha} = (\vec{r}_{MQ}, \vec{e}_{\alpha}(Q)) = -r_{OO_k^q} \sin(\alpha_Q) + r_{OO_p^m} \sin(\alpha_{O_k^q} - \alpha_{O_p^m} + \alpha_Q) + r_M \sin(\alpha_{O_k^q} + \alpha_Q - \alpha_{O_p^m} - \alpha_M);$$

$$r_{MQ}^z = (\vec{r}_{MQ}, \vec{e}_z(Q)) = z_Q - z_M.$$

Таким чином, записуємо рівняння (1) в проєкціях на осі локальної системи координат $O_k^q r_k^q \alpha_k^q z_k^q$

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_r(Q) + \frac{\xi}{4\pi_{V^+}} \int \dot{\delta}_r(M) T^c(M, Q) dV_M + \frac{\xi}{4\pi_{V^+}} \int \dot{\delta}_{\alpha}(M) T^s(M, Q) dV_M + \frac{\xi_0}{4\pi_{S_1}} \int \dot{i}_{1\alpha}(M) T^s(M, Q) dS_M + \\ + \frac{\xi_0}{4\pi_{S_2}} \int \dot{i}_{2r}(M) T^c(M, Q) dS_M + \frac{\xi_0}{4\pi_{S_2}} \int \dot{i}_{2\alpha}(M) T^s(M, Q) dS_M - \frac{\xi_0}{4\pi_{S_1}} \int \dot{\sigma}_1(M) P^r(M, Q) dS_M - \\ - \frac{\xi_0}{4\pi_{S_2}} \int \dot{\sigma}_2(M) P^r(M, Q) dS_M = -\frac{\xi_0}{4\pi_{V_w}} \int \dot{\delta}_{w\alpha}(M) T^s(M, Q) dV_M, \quad Q \in V_k^q, \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_{\alpha}(Q) - \frac{\xi}{4\pi_{V^+}} \int \dot{\delta}_r(M) T^s(M, Q) dV_M + \frac{\xi}{4\pi_{V^+}} \int \dot{\delta}_{\alpha}(M) T^c(M, Q) dV_M + \frac{\xi_0}{4\pi_{S_1}} \int \dot{i}_{1\alpha}(M) T^c(M, Q) dS_M - \\ - \frac{\xi_0}{4\pi_{S_2}} \int \dot{i}_{2r}(M) T^s(M, Q) dS_M + \frac{\xi_0}{4\pi_{S_2}} \int \dot{i}_{2\alpha}(M) T^c(M, Q) dS_M - \frac{\xi_0}{4\pi_{S_1}} \int \dot{\sigma}_1(M) P^{\alpha}(M, Q) dS_M - \\ - \frac{\xi_0}{4\pi_{S_2}} \int \dot{\sigma}_2(M) P^{\alpha}(M, Q) dS_M = -\frac{\xi_0}{4\pi_{V_w}} \int \dot{\delta}_{w\alpha}(M) T^c(M, Q) dV_M, \quad Q \in V_k^q, \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_z(Q) + \frac{\xi}{4\pi_{V^+}} \int \dot{\delta}_z(M) T(M, Q) dV_M + \frac{\xi_0}{4\pi_{S_1}} \int \dot{i}_{1z}(M) T(M, Q) dS_M - \\ - \frac{\xi_0}{4\pi_{S_2}} \int \dot{\sigma}_1(M) P^z(M, Q) dS_M - \frac{\xi_0}{4\pi_{S_2}} \int \dot{\sigma}_2(M) P^z(M, Q) dS_M = 0, \quad Q \in V_k^q. \end{aligned} \quad (11)$$

У рівняннях (9) – (11) позначено: $\dot{\delta}_r(Q)$, $\dot{\delta}_{\alpha}(Q)$, $\dot{\delta}_z(Q)$ – компоненти у локальній системі координат $O_k^q r_k^q \alpha_k^q z_k^q$ комплексної густини вихрових струмів у трубах V_k^q ; $\dot{\delta}_r(M)$, $\dot{\delta}_{\alpha}(M)$, $\dot{\delta}_z(M)$ – компоненти у локальній системі координат $O_k^m r_k^m \alpha_k^m z_k^m$ комплексної густини вихрових струмів у трубах $V^+ = \cup V_p^m$; $\dot{i}_{1\alpha}(M)$, $\dot{i}_{1z}(M)$ та $\dot{i}_{2r}(M)$, $\dot{i}_{2\alpha}(M)$ – компоненти у локальній системі координат $O_k^m r_k^m \alpha_k^m z_k^m$ комплексної густини струмів намагнічування на бокових $S_1 = \cup S_{1p}^m$ та на торцевих $S_2 = \cup S_{2p}^m$ поверхнях труб; $\dot{\delta}_{w\alpha}(M)$ – α -компонента у своїй локальній системі координат комплексної густини струму у обмотках теплогенератора індукційного типу V_w ; σ_1 , σ_2 – комплексні густини простого шару електричних зарядів на бокових S_1 та на торцевих S_2 поверхнях труб

$$\xi = j\omega\mu\gamma, \quad \xi_0 = j\omega\mu_0\gamma, \quad \zeta_0 = \frac{\gamma}{\varepsilon_0}, \quad T^c(M, Q) = \frac{\cos\alpha_{MQ}}{r_{MQ}}, \quad T^s(M, Q) = \frac{\sin\alpha_{MQ}}{r_{MQ}}, \quad T(M, Q) = \frac{1}{r_{MQ}}; \quad (12)$$

$$P^r(M, Q) = \frac{(\vec{r}_{MQ}, \vec{e}_r(Q))}{r_{MQ}^3}, \quad P^{\alpha}(M, Q) = \frac{(\vec{r}_{MQ}, \vec{e}_{\alpha}(Q))}{r_{MQ}^3}, \quad P^z(M, Q) = \frac{(\vec{r}_{MQ}, \vec{e}_z(Q))}{r_{MQ}^3}. \quad (13)$$

Далі, аналогічно записуємо рівняння (2) в проєкціях на орти локальної системи координат $O_k^q r_k^q \alpha_k^q z_k^q$. З урахуванням співвідношення (6) знаходимо

$$\begin{aligned} \vec{n}_Q \times \vec{\delta}(M) \times \vec{r}_{MQ} = \vec{e}_r(Q) \{ \dot{\delta}_r(M) n_z(Q) r_{MQ}^z \cos\alpha_{MQ} + \dot{\delta}_{\alpha}(M) n_z(Q) r_{MQ}^z \sin\alpha_{MQ} - \dot{\delta}_z(M) n_z(Q) r_{MQ}^r \} - \\ - \vec{e}_{\alpha}(Q) \left\{ \begin{aligned} &\dot{\delta}_r(M) [n_r(Q) (r_{MQ}^{\alpha} \cos\alpha_{MQ} + r_{MQ}^r \sin\alpha_{MQ}) + n_z(Q) r_{MQ}^z \sin\alpha_{MQ}] + \\ &\dot{\delta}_{\alpha}(M) [n_r(Q) (r_{MQ}^{\alpha} \sin\alpha_{MQ} - r_{MQ}^r \cos\alpha_{MQ}) - n_z(Q) r_{MQ}^z \cos\alpha_{MQ}] + \dot{\delta}_z(M) n_z(Q) r_{MQ}^{\alpha} \end{aligned} \right\} + \\ + \vec{e}_z(Q) \{ -\dot{\delta}_r(M) n_r(Q) r_{MQ}^z \cos\alpha_{MQ} - \dot{\delta}_{\alpha}(M) n_r(Q) r_{MQ}^z \sin\alpha_{MQ} + \dot{\delta}_z(M) n_r(Q) r_{MQ}^r \}. \end{aligned}$$

Аналогічний вигляд має вираз для $\vec{n}_Q \times \vec{i}(M) \times \vec{r}_{MQ}$.

Тут враховано, що труби являють собою порожні циліндри, тому нормаль до їхньої границі має лише r -компоненту (на боковій поверхні) або z -компоненту (на торцевій поверхні):

$$\vec{n}_Q = n_r(Q)\vec{e}_r(Q) + n_z(Q)\vec{e}_z(Q), \quad Q \in S,$$

де $n_r(Q)$, $n_z(Q)$ – компоненти нормалі у точці Q до поверхні труб у локальній системі координат $O_k^q r_k^q \alpha_k^q z_k^q$.

Записуємо рівняння (2) в проекціях. Якщо $Q \in S_{1k}^q$, S_{1k}^q – бокові поверхні труб, тобто $n_r(Q) \neq 0$, $n_\alpha(Q) = 0$, $n_z(Q) = 0$, то

$$i_{1r}(Q) = 0, \quad Q \in S_{1k}^q; \quad (14)$$

$$\begin{aligned} i_{1\alpha}(Q) - \frac{\lambda}{2\pi} n_r(Q) \int_{S_1} i_{1\alpha}(M) G_{ar}^{s-c}(M, Q) dS_M - \frac{\lambda}{2\pi} n_r(Q) \int_{S_2} i_{2r}(M) G_{ar}^{c+s}(M, Q) dS_M - \frac{\lambda}{2\pi} n_r(Q) \int_{S_2} i_{2\alpha}(M) G_{ar}^{s-c}(M, Q) dS_M - \\ - \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\mu}{\mu_0} n_r(Q) \int_{V^+} \dot{\delta}_r(M) G_{ar}^{c+s}(M, Q) dV_M - \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\mu}{\mu_0} n_r(Q) \int_{V^+} \dot{\delta}_\alpha(M) G_{ar}^{s-c}(M, Q) dV_M = \\ = \frac{\lambda}{2\pi} n_r(Q) \int_{V_w} \dot{\delta}_{w\alpha}(M) G_{ar}^{s-c}(M, Q) dV_M, \quad Q \in S_{1k}^q; \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} i_{1z}(Q) - \frac{\lambda}{2\pi} n_r(Q) \int_{S_1} i_{1\alpha}(M) G_z^s(M, Q) dS_M + \frac{\lambda}{2\pi} n_r(Q) \int_{S_1} i_{1z}(M) G_r(M, Q) dS_M - \frac{\lambda}{2\pi} n_r(Q) \int_{S_2} i_{2r}(M) G_z^c(M, Q) dS_M - \\ - \frac{\lambda}{2\pi} n_r(Q) \int_{S_2} i_{2\alpha}(M) G_z^s(M, Q) dS_M - \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\mu}{\mu_0} n_r(Q) \int_{V^+} \dot{\delta}_r(M) G_z^c(M, Q) dV_M - \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\mu}{\mu_0} n_r(Q) \int_{V^+} \dot{\delta}_\alpha(M) G_z^s(M, Q) dV_M + \\ + \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\mu}{\mu_0} n_r(Q) \int_{V^+} \dot{\delta}_z(M) G_r(M, Q) dV_M = \frac{\lambda}{2\pi} n_r(Q) \int_{V_w} \dot{\delta}_{w\alpha} G_z^s(M, Q) dV_M, \quad Q \in S_{1k}^q; \end{aligned} \quad (16)$$

якщо $Q \in S_{2k}^q$, S_{2k}^q – торцеві поверхні труб, тобто $n_r(Q) = 0$, $n_\alpha(Q) = 0$, $n_z(Q) \neq 0$, то

$$\begin{aligned} i_{2r}(Q) + \frac{\lambda}{2\pi} n_z(Q) \int_{S_2} i_{2r}(M) G_z^c(M, Q) dS_M + \frac{\lambda}{2\pi} n_z(Q) \int_{S_2} i_{2\alpha}(M) G_z^s(M, Q) dS_M + \frac{\lambda}{2\pi} n_z(Q) \int_{S_1} i_{1\alpha}(M) G_z^s(M, Q) dS_M - \\ - \frac{\lambda}{2\pi} n_z(Q) \int_{S_1} i_{1z}(M) G_r(M, Q) dS_M + \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\mu}{\mu_0} n_z(Q) \int_{V^+} \dot{\delta}_r(M) G_z^c(M, Q) dV_M + \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\mu}{\mu_0} n_z(Q) \int_{V^+} \dot{\delta}_\alpha(M) G_z^s(M, Q) dV_M - \\ - \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\mu}{\mu_0} n_z(Q) \int_{V^+} \dot{\delta}_z(M) G_r(M, Q) dV_M = - \frac{\lambda}{2\pi} n_z(Q) \int_{V_w} \dot{\delta}_{w\alpha}(M) G_z^s(M, Q) dV_M, \quad Q \in S_{2k}^q; \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} i_{2\alpha}(Q) - \frac{\lambda}{2\pi} n_z(Q) \int_{S_2} i_{2r}(M) G_z^s(M, Q) dS_M + \frac{\lambda}{2\pi} n_z(Q) \int_{S_2} i_{2\alpha}(M) G_z^c(M, Q) dS_M + \frac{\lambda}{2\pi} n_z(Q) \int_{S_1} i_{1\alpha}(M) G_z^c(M, Q) dS_M - \\ - \frac{\lambda}{2\pi} n_z(Q) \int_{S_1} i_{1z}(M) G_\alpha(M, Q) dS_M - \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\mu}{\mu_0} n_z(Q) \int_{V^+} \dot{\delta}_r(M) G_z^s(M, Q) dV_M + \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\mu}{\mu_0} n_z(Q) \int_{V^+} \dot{\delta}_\alpha(M) G_z^c(M, Q) dV_M - \\ - \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\mu}{\mu_0} n_z(Q) \int_{V^+} \dot{\delta}_z(M) G_\alpha(M, Q) dV_M = - \frac{\lambda}{2\pi} n_z(Q) \int_{V_w} \dot{\delta}_{w\alpha}(M) G_z^c(M, Q) dV_M, \quad Q \in S_{2k}^q; \end{aligned} \quad (18)$$

$$i_{2z}(Q) = 0, \quad Q \in S_{2k}^q. \quad (19)$$

У рівняннях (14) – (19) позначено:

$$G_{ar}^{s-c}(M, Q) = \frac{r_{MQ}^\alpha \sin \alpha_{MQ} - r_{MQ}^r \cos \alpha_{MQ}}{r_{MQ}^3}; \quad G_{ar}^{c+s}(M, Q) = \frac{r_{MQ}^\alpha \cos \alpha_{MQ} + r_{MQ}^r \sin \alpha_{MQ}}{r_{MQ}^3};$$

$$G_z^s(M, Q) = \frac{r_{MQ}^z \sin \alpha_{MQ}}{r_{MQ}^3}; \quad G_z^c(M, Q) = \frac{r_{MQ}^z \cos \alpha_{MQ}}{r_{MQ}^3}; \quad G_r(M, Q) = \frac{r_{MQ}^r}{r_{MQ}^3}; \quad G_\alpha(M, Q) = \frac{r_{MQ}^\alpha}{r_{MQ}^3}.$$

Рівняння (3) запишемо у вигляді

$$\begin{aligned} & \dot{\sigma}_1(Q) - \frac{1}{2\pi_{S_1}} \int \dot{\sigma}_1(M) K_r(M, Q) dS_M - \frac{1}{2\pi_{S_2}} \int \dot{\sigma}_2(M) K_r(M, Q) dS_M + \frac{j\omega \epsilon_0 \mu}{2\pi} n_r(Q) \int \dot{\delta}_r(M) T^c(M, Q) dV_M + \\ & + \frac{j\omega \epsilon_0 \mu}{2\pi} n_r(Q) \int \dot{\delta}_\alpha(M) T^s(M, Q) dV_M + \frac{j\omega \epsilon_0 \mu_0}{2\pi} n_r(Q) \int \dot{i}_{2r}(M) T^c(M, Q) dS_M + \frac{j\omega \epsilon_0 \mu_0}{2\pi} n_r(Q) \int \dot{i}_{1\alpha}(M) T^s(M, Q) dS_M + \\ & + \frac{j\omega \epsilon_0 \mu_0}{2\pi} n_r(Q) \int \dot{i}_{2\alpha}(M) T^s(M, Q) dS_M = - \frac{j\omega \epsilon_0 \mu_0}{2\pi} n_r(Q) \int \dot{\delta}_{w\alpha}(M) T^s(M, Q) dV_M, \quad Q \in S_{1k}^q; \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} & \dot{\sigma}_2(Q) - \frac{1}{2\pi_{S_1}} \int \dot{\sigma}_1(M) K_z(M, Q) dS_M - \frac{1}{2\pi_{S_2}} \int \dot{\sigma}_2(M) K_z(M, Q) dS_M + \\ & + \frac{j\omega \epsilon_0 \mu}{2\pi} n_z(Q) \int \dot{\delta}_z(M) T(M, Q) dV_M + \frac{j\omega \epsilon_0 \mu_0}{2\pi} n_z(Q) \int \dot{i}_{1z}(M) T(M, Q) dS_M = 0, \quad Q \in S_{2k}^q. \end{aligned} \quad (21)$$

У рівняннях (20), (21) позначено:

$$G^c(M, Q) = \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ} \cos \alpha_{MQ}}{r_{MQ}^3}, \quad G^s(M, Q) = \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ} \sin \alpha_{MQ}}{r_{MQ}^3}, \quad G(M, Q) = \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3}, \quad (22)$$

$$K_r(M, Q) = \left[\frac{n_r(Q) r_{MQ}^r}{r_{MQ}^3} - \frac{2\pi}{S} \right], \quad K_z(M, Q) = \left[\frac{n_z(Q) r_{MQ}^z}{r_{MQ}^3} - \frac{2\pi}{S} \right]. \quad (23)$$

Записана система інтегральних рівнянь апроксимується системою лінійних алгебраїчних рівнянь (СЛАР) з урахуванням симетричного розташування феромагнітних провідних труб у завантаженні теплогенератора індукційного типу [1]. Сформована СЛАР розв'язується модифікованим методом послідовних наближень [2].

Приклад розрахунку. Розглянемо теплогенератор індукційного типу: висота індуктора – $h=1$ м; внутрішній радіус труб – $R_1=14,75 \cdot 10^{-3}$ м; зовнішній радіус труб – $R_2=16,75 \cdot 10^{-3}$ м; абсолютна магнітна проникність матеріалу труб – $\mu=50\mu_0$; кількість труб – 36; питома провідність матеріалу труб – $\gamma=10^7$ См/м; внутрішній радіус котушки – $R_{w1}=162,5 \cdot 10^{-3}$ м; зовнішній радіус котушки – $R_{w2}=185 \cdot 10^{-3}$ м; густина струму в обмотці – $1,5 \times 10^6$ А/м³; частота струмів в обмотці – 50 Гц.

Одним з результатів аналізу електромагнітних процесів у теплогенераторі індукційного типу є розрахунок потужності теплових втрат у трубах від вихрових струмів

$$P = \frac{1}{2\gamma_{V^+}} \int \delta^2 dV, \quad (24)$$

де δ – модуль амплітудного значення густини вихрових струмів у трубах.

Задля перевірки достовірності отриманих розрахунків спочатку було виконано розрахунок потужності в одній трубі, вісь симетрії якої співпадає з віссю симетрії магнітної системи теплогенератора. Розрахунок виконувався шляхом розв'язання системи рівнянь (9) – (21) та з використанням програмного продукту *Comsol Multiphysics* [7] у вісесиметричній постановці, який розв'язує задачу методом скінченних елементів. Результати розрахунків надано у таблиці.

Кількість труб	Активна потужність втрат на вихрові струми, Вт							
	У фазах обмотки індуктора протікає однаковий струм $\dot{\delta}_A$.				У фазах обмотки протікає струм відповідно до рис. 1.			
	повна математична модель	спрощена математична модель	розрахунок для базової труби	<i>Comsol Multiphysics</i> (вісесиметрична)	повна математична модель	спрощена математична модель	розрахунок для базової труби	<i>Comsol Multiphysics</i> (вісесиметрична)
1	380	379	-	394	277	277	-	288
6	1991	1987	1987	-	1369	1368	1368	-
18	4278	4302	4302	-	2762	2780	2780	-
36	6361	6422	6422	-	3975	4017	4017	-

Далі було виконано розрахунок активної потужності теплогенератора індукційного типу для випадків (таблиця, рис. 2): 1) завантаження складається тільки з одного шару труб $V_1^{m_1}$, $m_1=1,2,\dots,6$, для усіх труб приймався однаковий розподіл вторинних джерел електромагнітного поля; 2) завантаження складається із двох шарів труб $V_k^{m_k}$, $k=1,2$, $m_k=1,2,\dots,6k$, тут було виділено три групи труб з однаковим розподілом комплексної густини вторинних джерел – перша $V_1^{m_1}$, $m_1=1,2,\dots,6$, друга $V_2^{m_2}$, $m_2=1,3,5,\dots,11$, і третя $V_2^{m_2}$, $m_2=2,4,6,\dots,12$; 3) завантаження складається із трьох шарів труб $V_k^{m_k}$, $k=1,2,3$, $m_k=1,2,\dots,6k$, тут виділено шість груп труб з однаковим розподілом комплексної густини вторинних джерел – перша $V_1^{m_1}$, $m_1=1,2,\dots,6$, друга $V_2^{m_2}$, $m_2=1,3,5,\dots,11$, третя $V_2^{m_2}$, $m_2=2,4,6,\dots,12$, четверта $V_3^{m_3}$, $m_3=1,4,7,\dots,16$, п'ята $V_3^{m_3}$, $m_3=2,5,8,\dots,17$, і шоста $V_3^{m_3}$, $m_3=3,6,9,\dots,18$.

Враховуючи геометричні особливості магнітної системи теплогенератора індукційного типу (усі тіла є порожніми циліндрами), розрахунки показали, що r - та z -компоненти комплексних густин вихрових струмів, комплексних густин струмів намагнічування зневажливо малі у порівнянні з α -компонентами тих же густин, тому ними можна знехтувати. У такому випадку СЛАР, що апроксимує систему інтегральних рівнянь (9) – (21), спрощується усуненням з неї складових r - та z -компонент комплексних густин вихрових струмів, комплексних густин струмів намагнічування.

В таблиці також наведено результати розрахунку за спрощеною математичною моделлю. Як бачимо з розрахунків таке припущення дає значення активної потужності, що відрізняється від використання повної математичної моделі не більш ніж на 1%. Таким чином, для аналізу електромагнітних процесів у теплогенераторі індукційного типу із загрузкою у вигляді труб можна користуватися спрощеною моделлю, в якій кількість шуканих величин зменшено із шести до трьох, а також зменшується розмір основної матриці системи рівнянь СЛАР, що апроксимує систему інтегральних рівнянь.

Аналіз результатів розрахунків розподілу вторинних джерел електромагнітного поля у трубах показав, що у кожній з них цей розділ є практично однаковим (середньоквадратичне відхилення розподілу у кожній трубці в порівнянні з трубою у першому шарі не перевищує 1%). Припущення однаковості розподілу вторинних джерел у кожній трубці завантаження зводить розрахунок до визначення густини тільки в одній трубці (наприклад, у базовій трубці першого шару), що суттєво зменшує область пошуку невідомих. При цьому, вплив від інших труб враховується при формуванні ядер системи інтегральних рівнянь і, відповідно, формуванні СЛАР, що їх апроксимує. Результати, що надано у таблиці, показують, що активна потужність втрат на вихрові струми в цьому випадку відрізняється від розрахунку за повною математичною моделлю не більше, як на 1%, що дає змогу у подальшому для аналізу електромагнітних процесів у теплогенераторах з таким типом завантаження і підключенням до живлення від трифазної системи струмів використовувати таке припущення. Такий результат добре узгоджується з результатами експериментальних досліджень [8].

Висновок. З використанням методу вторинних джерел розроблено математичну модель теплогенератора індукційного типу за живлення від трифазного джерела струму, яка враховує симетрію розташування феромагнітних електропровідних труб у завантаженні.

Застосування інтегральних рівнянь для густин вторинних джерел електромагнітного поля дає змогу раціонально використовувати обчислювальні ресурси, оскільки ці рівняння, по-перше, мають мінімальну розрахункову область та дають змогу максимально врахувати симетрію магнітної системи теплогенератора індукційного типу; по-друге, точно враховують магнітні поля розсіювання у необмеженому просторі.

Для аналізу електромагнітних процесів у теплогенераторах індукційного типу із завантаженням у вигляді пучка труб припустимо допущення однаковості розподілу густин вторинних джерел в усіх трубах, що у разі використання методу вторинних джерел зводить область пошуку до однієї базової феромагнітної провідної труби.

Перевагою запропонованої математичної моделі теплогенератора індукційного типу є можливість за різних способів увімкнення чергування фаз у обмотці розраховувати безпосередньо густину вихрових струмів у трубах завантаження, знаючи розподіл яких можна розрахувати як потужність теплових втрат в цілому, так і рівномірність їхнього розподілу у завантаженні. В результаті виключаються надмірні обчислення, які становлять важливу частину загального обсягу розрахунків у разі використання моделей, в основах яких лежать метод скінченних різниць або метод скінченних елементів.

1. Жильцов А.В., Березюк А.О., Виштак Т.В. Тривимірний математичний модель трифазного теплогенератора індукційного типу з використанням методу вторинних джерел. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 5. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.008>.

2. Тозони О.В., Маергойз И.Д. Расчет трехмерных электромагнитных полей. К.: Техніка, 1974. 352 с.
3. Sorokin D., Knizhka T. Simulation of a Magnetic System With a Ferromagnetic Shell. IEEE 41st International Conference on *Electronics and Nanotechnology* (ELNANO). Kyiv, Ukraine, 10-14 October 2022. Pp. 409-413. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO54667.2022.9927022>.
4. Sorokin D. Simulation of High-frequency Induction Heating. 10th International Conference on *Advanced Computer Information Technologies* (ACIT). Deggendorf, Germany, 16-18 September 2020. Pp. 39-42. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACIT49673.2020.9208997>.
5. Sorokin D. Simulation of the Force Characteristic of the “Coil-Permanent Magnet” System in the Presence of Ferromagnetic Elements. IEEE XXVth International Seminar/Workshop *Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory* (DIPED). Tbilisi, Georgia, 15-18 September 2020. Pp. 59-62. DOI: <https://doi.org/10.1109/DIPED49797.2020.9273405>.
6. Zhiltsov A., Sorokin D. The calculation of the magnetic field in the working area of the linear motor with permanent magnets. 16th International Conference on *Computational Problems of Electrical Engineering* (CPEE). Lviv, Ukraine, 02-05 September 2015. Pp. 252-254. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEE.2015.7333390>.
7. Simulate real-world designs, devices, and processes with multiphysics software from COMSOL. URL: <https://www.comsol.com/> (дата доступу 10.02.2023).
8. Кондратенко І.П., Ращепкін А.П., Березюк А.О. Енергетичні характеристики і електричні параметри індукторів для нагріву пучка ферромагнітних труб. *Вісник Кременчуцького ДПУ*. 2010. Вип. 3(62). Частина 2. С. 56-60.

EDDY CURRENTS CALCULATION IN A THREE-PHASE INDUCTION-TYPE HEAT GENERATOR USING THE SECONDARY SOURCES METHOD. CURRENT MODE

A.V. Zhyltsov¹, N.A. Zaiets², A.O. Bereziuk², O.V. Gai², V.V. Lyktei²

¹Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Peremohy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: azhilt@gmail.com.

²National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine, Heroiv Oborony Str.15, Kyiv, 03041, Ukraine.

Using the secondary sources method, a three-dimensional mathematical model of a heat induction type generator was developed when it is powered by a three-phase current source with a load in the form of non-connected ferromagnetic conducting pipes, taking into account the symmetrical distribution of the densities of the electromagnetic field secondary sources. The analysis of the secondary sources distribution of the electromagnetic field and heat losses in the loaded one allowed us to conclude about the possibility of neglecting the components of eddy current densities and magnetization current densities along the symmetry axis of the pipes and in the radial direction, which reduces the number of secondary source densities sought from six to three. It is shown that for the analysis of electromagnetic processes in heat generators of this type, it is permissible to assume the uniformity of the secondary sources density distribution in all pipes, which, when using the method of secondary sources, makes it possible to reduce the search area to one ferromagnetic base pipe. References 8, figures 3, table 1.

Key words: heat generator, induction heating, modeling, secondary source method.

1. Zhyltsov A.V., Bereziuk A.O., Vishtak T.V. Three-dimensional mathematical model of three-phase heat generator of induction type based on the method of secondary sources. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2022. No 5. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.008>.
2. Tozoni O.V., Maergois I.D. Calculation of three-dimensional electromagnetic fields: Monograph. Kyiv: Technika, 1974. 352 p.
3. Sorokin D., Knizhka T. Simulation of a Magnetic System With a Ferromagnetic Shell. IEEE 41st International Conference on *Electronics and Nanotechnology* (ELNANO). Kyiv, Ukraine, 10-14 October 2022. Pp. 409-413. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO54667.2022.9927022>.
4. Sorokin D. Simulation of High-frequency Induction Heating. 10th International Conference on *Advanced Computer Information Technologies* (ACIT). Deggendorf, Germany, 16-18 September 2020. Pp. 39-42. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACIT49673.2020.9208997>.
5. Sorokin D. Simulation of the Force Characteristic of the “Coil-Permanent Magnet” System in the Presence of Ferromagnetic Elements. IEEE XXVth International Seminar/Workshop *Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory* (DIPED). Tbilisi, Georgia, 15-18 September 2020. Pp. 59-62. DOI: <https://doi.org/10.1109/DIPED49797.2020.9273405>.
6. Zhiltsov A., Sorokin D. The calculation of the magnetic field in the working area of the linear motor with permanent magnets. 16th International Conference on *Computational Problems of Electrical Engineering* (CPEE). Lviv, Ukraine, 02-05 September 2015. Pp. 252-254. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEE.2015.7333390>.
7. Simulate real-world designs, devices, and processes with multiphysics software from COMSOL. URL: <https://www.comsol.com/> (accessed at 10.02.2023).
8. Kondranenko I.P., Raschpkin A.P., Bereziuk A.O. Energy characteristics and electrical parameters of inductors for heating a bundle of ferromagnetic tubes. *Visnyk Kremenchygskoho DPU*. 2010. Vyp. 3(62). Part 2. Pp. 56-60. (Ukr)

Надійшла 13.03.2023

Остаточний варіант 12.04.2023

КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ ПРОЦЕСІВ ЗАРЯДЖАННЯ АКУМУЛЯТОРНОЇ БАТАРЕЇ ЕЛЕКТРОМОБІЛЯ ВІД БЕЗДРОТОВОГО ЗАРЯДНОГО ПРИСТРОЮ

А.Ф. Жаркін*, академік НАН України, **О.Д. Подольцев****, докт.техн.наук,

В.Б. Павлов***, докт.техн.наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: zhark@ied.org.ua , mobil99@ukr.net

У роботі шляхом комп'ютерного моделювання досліджено процес заряджання літій-іонної акумуляторної батареї для електромобіля від бездротового зарядного пристрою індуктивно-резонансного типу. Показано, що у процесі моделювання необхідно враховувати одночасне протікання двох різномасштабних у часі та пов'язаних між собою процесів, а саме короткотривалого високочастотного процесу в інверторі зарядного пристрою із характерним часом 10^{-5} с та довготривалого процесу заряджання акумулятора із характерним часом 10^4 с. Прямий чисельний розрахунок одночасно цих двох процесів потребує значних комп'ютерних ресурсів. Задля вирішення цієї задачі в роботі запропоновано та реалізовано в пакеті Matlab/Simulink комп'ютерну модель та алгоритм розрахунку, згідно з яким на першому етапі у процесі аналізу високочастотних процесів в інверторі знаходяться модифіковані еквіваленти Тевеніна та Нортон для пристрою бездротової зарядки із врахуванням сумарних внутрішніх втрат в цьому пристрої, а на другому етапі розраховується довготривалий процес заряджання акумуляторної батареї. Зазначений розрахунок проводиться спочатку в режимі джерела постійного струму, використовуючи при цьому побудований еквівалент Нортон, а потім в режимі джерела напруги, використовуючи побудований еквівалент Тевеніна. Такий підхід дає змогу врахувати особливості процесів заряджання та дослідити ефективність бездротової передачі електричної енергії від стаціонарного джерела живлення до акумулятора, що розташований на борту електромобіля. За результатами проведеного моделювання визначено, що для розробленого пристрою величина інтегрального ККД всього процесу заряджання батареї при зростанні параметру акумулятора SOC від 20 до 95% становить 86%. Бібл. 9, рис. 8.

Ключові слова: бездротова передача електроенергії, різномасштабні у часі процеси, комп'ютерне моделювання, ефективність заряджання акумуляторної батареї.

Одним із сучасних трендів світової електротехніки є розвиток досліджень і розробок у галузі електричного транспорту та акумуляторних батарей підвищеної енергоємності для їх живлення. При цьому слід відзначити, що станом на сьогодні інфраструктура засобів підзарядки акумуляторних батарей електромобілів перебуває ще на стадії становлення, і чим менше розвинена країна, тим більше відповідних проблем [1, 2]. В той же час світові виробники електромобілів та необхідної зарядної інфраструктури найближчою метою вважають розробку бездротових зарядних пристроїв (БЗП), оскільки такі системи досить перспективні з огляду на їхню привабливість на фоні зростання популярності електротранспортних засобів [3 – 5].

Заряджання акумуляторних батарей електротранспорту може здійснюватися трьома відомими способами передачі електроенергії, а саме: за допомогою гальванічного підключення та бездротовою зарядкою шляхом встановлення магнітного або ємнісного зв'язку між передавальною та приймальною котушками. Зараз вже можливе здійснення підзарядки електромобілів без використання будь-яких струмопровідних елементів завдяки появі бездротових пристроїв. Технологія бездротової підзарядки проста, зручна та має наступні переваги:

- захищені з'єднання без корозії, подалі від води або кисню в атмосфері. Менший ризик електричних несправностей, таких як коротке замикання через порушення ізоляції, особливо на з'єднанні роз'ємів або в місцях найчастішої поломки;

- довговічність без необхідності постійно підключати та від'єднувати пристрої, що спричиняє підвищений знос розетки та кабелю для підключення;

- підвищені зручність та естетична якість, немає необхідності в кабелях;

© Жаркін А.Ф., Подольцева О.Д., Павлов В.Б., 2023

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0001-5996-0901>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9029-9397>;

*** <https://orcid.org/0000-0003-0565-265X>

- автоматизована індуктивна зарядка електромобілів високої потужності, наприклад, електробусів, дає змогу проводити частіше зарядні операції з подальшим розширенням дальності руху електротранспорту;

- індуктивна зарядка електричних транспортних засобів за високих рівнів потужності дає змогу заряджати електромобілі в русі (динамічна зарядка).

Однією з проблем бездротової зарядки раніше був відносно низький ККД передачі електроенергії. Перші такі зарядні станції були здатні передати по повітрю тільки 60% електроенергії. Однак, на сьогодні у вирішенні цієї проблеми є суттєві позитивні результати, так за даними [6] на початок 2020 року було досягнуто найбільше значення ККД у 87,5%.

Задля підвищення ефективності передачі енергії в бездротовому пристрої використовують, як правило, високу робочу частоту (20 – 100 кГц) та різні резонансні схеми в колах передавальної та приймальної котушки [6]. У попередніх роботах авторів даної статті [7, 8] були наведені результати теоретичних та експериментальних досліджень ефективності передачі енергії у бездротовому зарядному пристрої із послідовним резонансом у колах обох котушок. Було показано, що ця ефективність визначається значенням безрозмірного параметра $k_{12}Q$ (добуток коефіцієнту магнітного зв'язку та добротності котушок) та співвідношення активних опорів акумуляторної батареї та котушки. Показано також, що існує оптимальне значення цього співвідношення, за якого ефективність пристрою є максимальною (за умови $k_{12}Q = \text{const}$). При цьому її значення монотонно зростає із ростом параметра $k_{12}Q$. Причому, для досягнення ККД більше 80%, необхідно мати систему котушок із значенням $k_{12}Q > 10$. В той же час слід визнати, що в зазначених роботах аналізується лише спрощена схема пристрою, коли враховуються тільки резистивні втрати в обох котушках та за умови, що еквівалентні параметри акумулятора впродовж всього процесу заряджання не змінюються.

Під час впровадження пристроїв для бездротової зарядки акумуляторної батареї важливо на етапі проектування оцінювати ефективність такої системи не тільки в короткочасному режимі, але і для всього процесу заряджання батареї, тривалість якого може досягати декілька годин. При цьому в процесі заряджання змінюються параметри акумулятора (в першу чергу, напруга на його клеммах), що необхідно враховувати під час моделювання процесів в інверторі БЗП. Отже, при комп'ютерному моделюванні процесу заряджання акумуляторної батареї від БЗП необхідно враховувати одночасне протікання двох різномасштабних у часі та пов'язаних між собою процесів, а саме короткотривалого високочастотного процесу в інверторі зарядного пристрою із характерним часом 10^{-5} с та довготривалого процесу заряджання акумулятора із характерним часом 10^4 с. Прямий чисельний розрахунок одночасно цих двох процесів потребує значних комп'ютерних ресурсів.

Враховуючи вищесказане, **метою роботи** є розробка раціональної комп'ютерної моделі для розрахунку довготривалого процесу заряджання акумуляторної батареї від бездротового зарядного пристрою із врахуванням високочастотних процесів в його інверторі та дослідження ефективності енергоперетворення впродовж всього процесу заряджання, враховуючи при цьому втрати як в акумуляторі, так і в активних елементах БЗП.

Зазначимо, що задля досягнення цієї мети в роботі запропоновано та реалізовано в пакеті Matlab/Simulink новий підхід, згідно з яким на першому етапі при розрахунку короткотривалих високочастотних процесів в інверторі знаходяться модифіковані еквіваленти Тевеніна та Нортонна для пристрою бездротової зарядки із врахуванням внутрішніх втрат в цьому пристрої, а на другому етапі розраховується довготривалий процес заряджання акумуляторної батареї. Зазначений розрахунок проводиться спочатку в режимі джерела постійного струму, використовуючи при цьому побудований еквівалент Нортонна, а потім в режимі джерела постійної напруги, використовуючи побудований еквівалент Тевеніна. Такий підхід дає змогу врахувати взаємопов'язані та різномасштабні у часі процеси в інверторі та в акумуляторній батареї та дослідити ефективність бездротової передачі електричної енергії від стаціонарного джерела живлення до акумулятора, розташованого на борту електромобіля.

1. Опис системи бездротової зарядки літій-іонної акумуляторної батареї електромобіля.

Структурну схему створеного дослідного зразка бездротового зарядного пристрою, що включає основні та додаткові компоненти, показано на рис. 1, а на рис. 2 – його зовнішній вигляд. На рис. 1 позначено: ДЖ – стаціонарне регульоване джерело живлення постійної напруги; ІН – високочастотний інвертор; Тр1 – високочастотний понижуючий трансформатор; Тр2 – повітряний трансформатор, одна з обмоток якого розташована на нерухомій основі, а друга – на електромобілі; В

– високочастотний випрямляч; C1, C2 – конденсатори послідовного резонансу; C3 – фільтровий конденсатор; АБ – акумуляторна батарея, що заряджається.

Джерело живлення постійної напруги ДЖ складається з регульованого випрямляча та вихідного фільтра (конденсатора), який здійснює плавне регулювання випрямленої напруги в діапазоні 0–320 В, що подається на високочастотний інвертор.

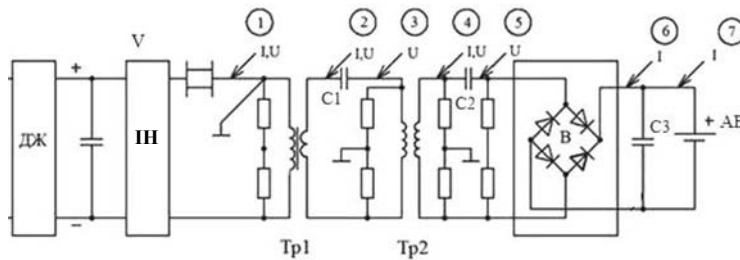


Рис. 1

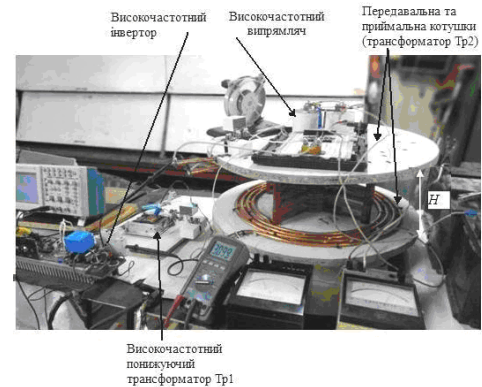


Рис. 2

Інвертор ІН, зібраний на транзисторах STW45N60DM2AG, забезпечує плавне регулювання частоти в межах 10–100 кГц, максимальний струм – 20 А. Номінальна частота роботи БЗП, що досліджується далі, вибрана у 100 кГц. Високочастотний понижуючий трансформатор Tr1 виконано на феритовому осерді E85/44/27 TR4A з коефіцієнтом трансформації 11:1. Трансформатор Tr2 виконано у вигляді двох котушок однакового зовнішнього діаметру 400 мм і з однаковим числом витків (п'ять). Котушки виготовлені з полого мідного провідника діаметром 10 мм та із провідника типу літцендрат. Резонансний контур створюється за допомогою конденсаторів C1 та C2 – МКР, 600 В, 0,21 – 0,5 мкФ.

Випрямляч В виконано на високочастотних діодах VS-HF A16PB, 16 А, 600В, на виході якого

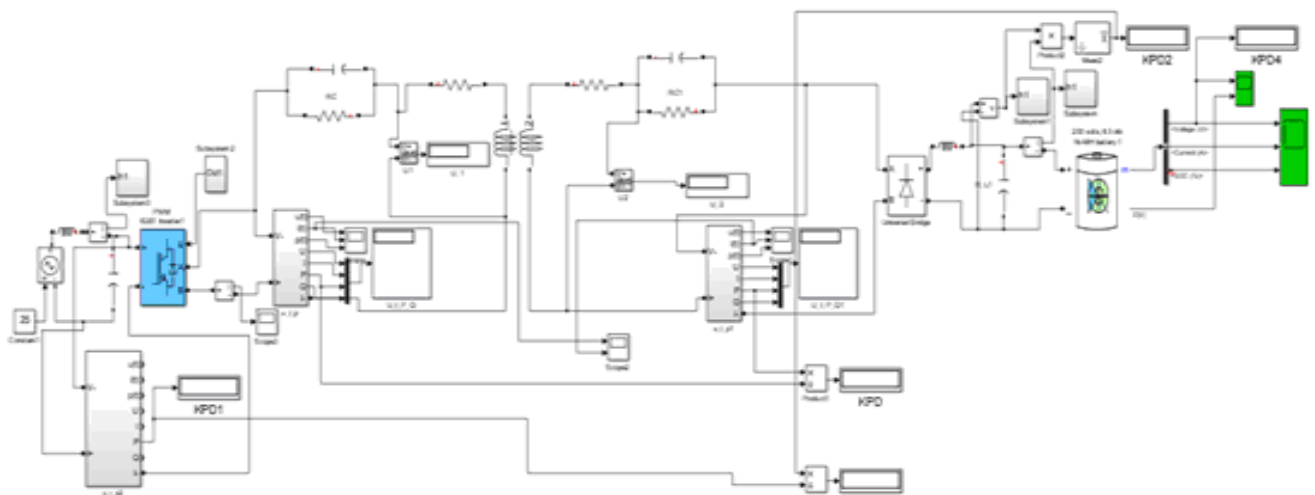


Рис. 3

встановлено фільтруючий конденсатор C3 SH NO PCBs 400В 380 μ F.

Випрямлена напруга подається на батарею АБ 56 В. Величина струму в процесі заряду регулюється напругою на вході інвертора.

2. Високочастотна Simulink-модель системи бездротової зарядки акумуляторної батареї індуктивно-резонансного типу. Задля моделювання процесу заряджання акумуляторної батареї на відносно невеликому проміжку часу ($\sim 10^{-4}$ с) було розроблено високочастотну Simulink-модель системи (рис. 3). Структура моделі відповідає структурі системи на рис. 1. Модель містить відповідні блоки:

кероване джерело постійної напруги на вході інвертора, модель інвертора, побудовану на основі блоку «Універсальний міст», повітряний трансформатор із послідовно з'єднаними резонансними ємностями, випрямляч та акумуляторну батарею. На рис. 3 наведено крім названих елементів силової частини засоби обробки вимірюваних сигналів для визначення активної потужності на вході та виході БЗП, а також втрат в активних елементах цієї системи. Втрати в ємнісних резонансних елементах розраховувалися за умови, що добротність цих елементів на робочій частоті (100 кГц) дорівнює 200.

Як навантаження використовується модель літій-іонного акумулятора із бібліотеки моделей пакету SimPowerSystems. Схема заміщення такого акумулятора, що показана на рис. 4, містить

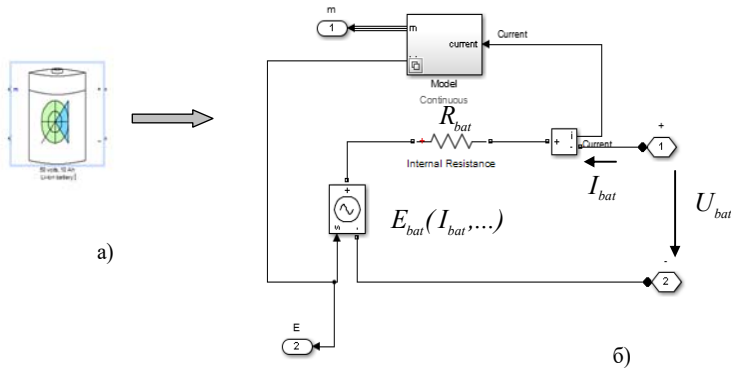


Рис. 4

послідовно з'єднані резистивний елемент і кероване джерело напруги. Значення напруги на акумуляторі розраховується в режимі заряджання та розряджання за емпіричними виразами в залежності від значення електричного струму та електричного заряду акумулятора. Для акумулятора, що досліджується в роботі, задавалися наступні параметри: номінальна напруга 50 В, ємність 10 А·год, параметр SOC, що характеризує стан заряду (stage-of-charge), приймав значення в діапазоні 20%÷100%. В роботі досліджується процес заряджання акумулятора і при цьому відомо [9], що такий

процес доцільно проводити на початку зарядки в режимі джерела струму, коли значення параметру SOC зростає від початкового значення (приймається $SOC=20\%$) до приблизно 80%, а потім в режимі джерела напруги, коли значення SOC зростає до 100%. Таким чином, БЗП, що досліджується, повинен працювати відповідно на початку в режимі джерела струму (режим 1 в подальшому), а потім в режимі джерела напруги – режим 2.

3. Алгоритм розрахунку різномасштабних у часі процесів заряджання акумуляторної батареї від БЗП. На практиці під час проектування системи заряджання акумулятора від БЗП необхідно оцінювати ефективність енергоперетворення всього процесу заряджання, який є відносно довго-тривалим, а час заряджання триває $\sim 10^4$ с. Для цього необхідно розраховувати два різномасштабні процеси, що протікають одночасно, а саме, високочастотний процес в інверторі та повітряному трансформаторі із характерним часом 10^{-4} с та довготривалий процес заряджання акумуляторної батареї із характерним часом 10^4 с. Одночасний розрахунок цих двох процесів потребує при чисельному інтегруванні вибору часового кроку порядку 10^{-5} с. Це унеможливило розрахунок всього процесу заряджання.

В роботі задля вирішення цієї задачі запропоновано новий підхід, згідно з яким високо-частотна частина системи у разі заряджання в режимі джерела постійного струму замінюється еквівалентною схемою заміщення із джерелом струму, а в режимі заряджання від джерела постійної напруги – схемою заміщення із джерелом напруги. При цьому в обох цих схемах міститься резистивний елемент, який відповідає сумарним втратам в усіх активних елементах БЗП, і ці втрати розраховуються за допомогою високочастотної моделі, наведеної на рис. 3.

Вищесказане пояснюється на рис. 5. З рисунку видно, що в режимі заряджання від джерела постійного струму БЗП моделюється послідовно з'єднаними джерелом постійного струму та резистивним елементом, втрати в якому дорівнюють сумарним втратам в усіх активних елементах БЗП (рис. 5, a). Таку схему заміщення можна назвати модифікованою еквівалентною схемою Нортон на відміну від класичної схеми, яка містить джерело струму із паралельно з'єднаним резистивним елементом. В запропонованій схемі резистивний елемент під'єднується послідовно і це дає змогу, знаючи після розрахунку на моделі рис. 3 сумарні втрати в БЗП, які позначимо як P_{loss} , визначити величину резистора за спрощеним виразом $R_N = P_{loss} / I_N^2$.

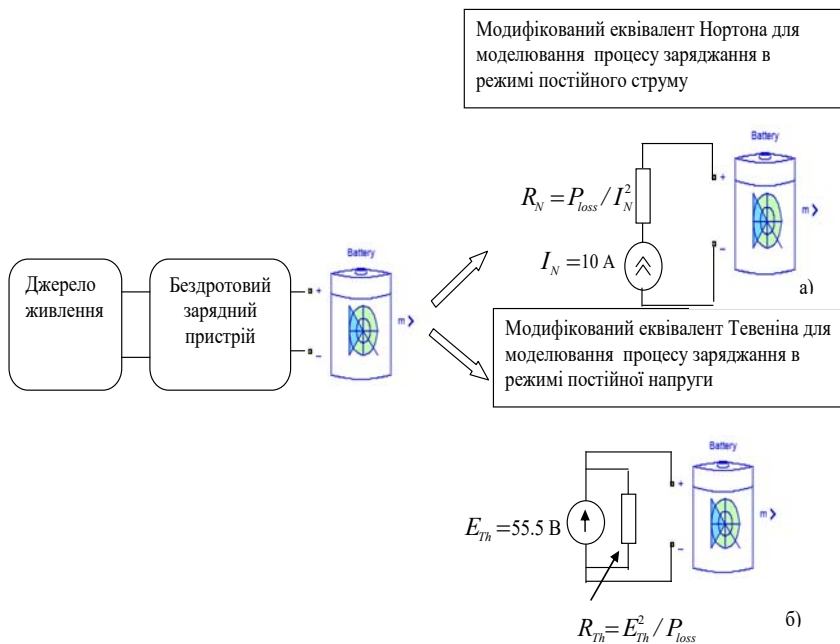


Рис. 5

активних елементах БЗП (рис. 5, б). Таку схему заміщення можна назвати модифікованою еквівалентною схемою Тевеніна на відміну від класичної схеми Тевеніна, яка містить джерело напруги із послідовно з'єднаним резистивним елементом. В запропонованій схемі резистивний елемент під'єднується паралельно до джерела напруги і це дає змогу, знаючи після розрахунку на моделі з рис. 3 сумарні втрати в БЗП P_{loss} , визначити величину резистора за спрощеним виразом $R_{Th} = E_{Th}^2 / P_{loss}$.

4. Комп'ютерне моделювання довготривалого (біля 1-ї години) процесу заряджання акумуляторної батареї в режимах постійного струму та постійної напруги. Розроблена Simulink-модель для розрахунку довготривалого процесу заряджання літій-іонної акумуляторної батареї від бездротового зарядного пристрою показана на рис. 6. За допомогою цієї моделі розраховується процес

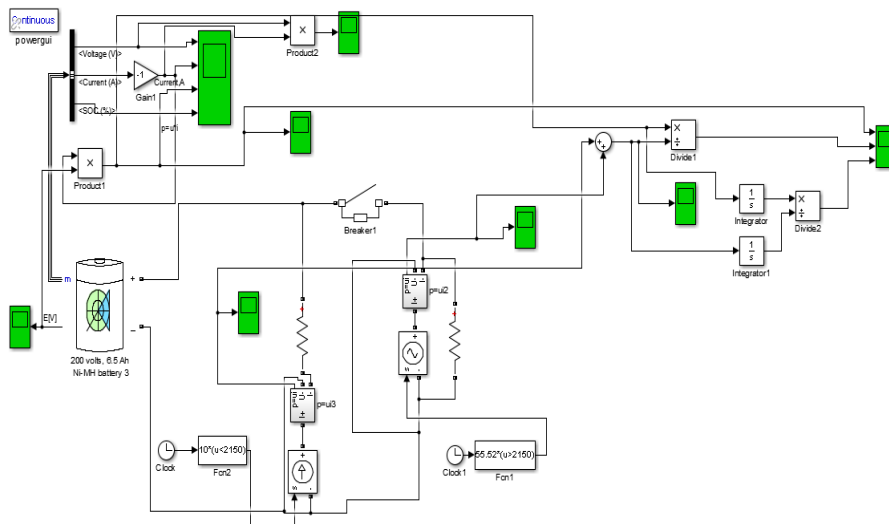


Рис. 6

заряджання спочатку в режимі джерела постійного струму 10 А (режим 1), а потім, коли напруга досягає гранично допустимого значення 55,5 В, здійснюється перехід до режиму зарядки від джерела постійної напруги 55,5 В (режим 2). При цьому в режимі 1 для моделювання процесів в БЗП використовується його еквівалентна схема заміщення, що відповідає модифікованому еквіваленту Нортон (рис. 5, а) із параметрами: $I_N = 10$ А, сумарні втрати в БЗП за результатами розрахунку на моделі з рис. 3 $P_{loss} = 67,4$ Вт, еквівалентний опір $R_N = P_{loss} / I_N^2 = 0,674$ Ом. В режимі 2 для моделювання процесів в БЗП використовується його еквівалентна схема

У загальному випадку значення R_N залежить від параметрів акумулятора, які змінюються в процесі заряджання (наприклад, в залежності від значення параметру SOC), але, як показали проведені розрахунки на високочастотній моделі за різних значень цього параметру, величина сумарних втрат P_{loss} слабо залежить від SOC. Звідси величина R_N може розглядатися як константа.

В режимі заряджання від джерела постійної напруги БЗП моделюється паралельно з'єднаними джерелом постійної напруги та резистивним елементом, втрати в якому дорівнюють сумарним втратам в усіх

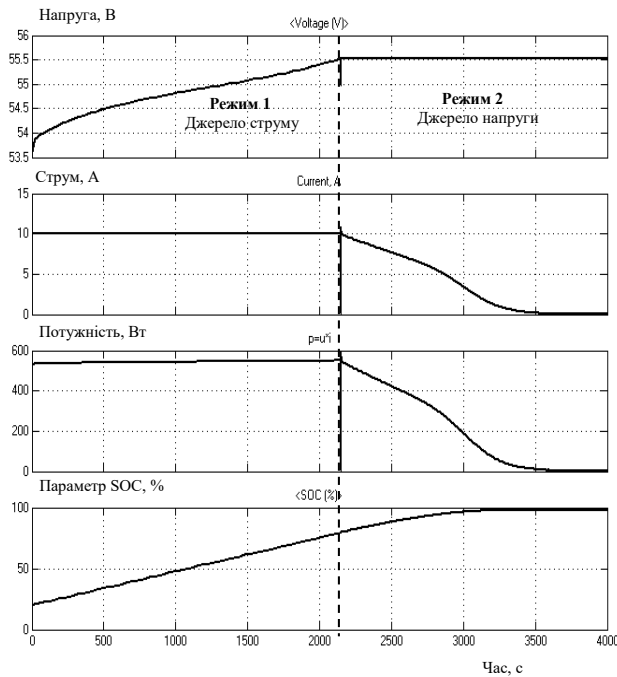


Рис. 7

споживається. Загальний час заряджання в цих двох режимах складає 3600 с.

Як енергетичні характеристики, що визначають ефективність передачі електричної енергії від стаціонарного джерела живлення до акумуляторної батареї, в роботі розглядається миттєве $\eta(t)$ та інтегральне значення $\eta_{int}(t)$ ККД зарядки. При цьому $\eta(t) = \frac{E_{bat} I_{bat}}{P_{inv}}$, де в чисельнику наведено потужність, що безпосередньо накопичується в батареї (відрізняється від потужності на вході батареї на величину втрат в акумуляторі при його заряджанні). В знаменнику наведено потужність на вході інвертора.

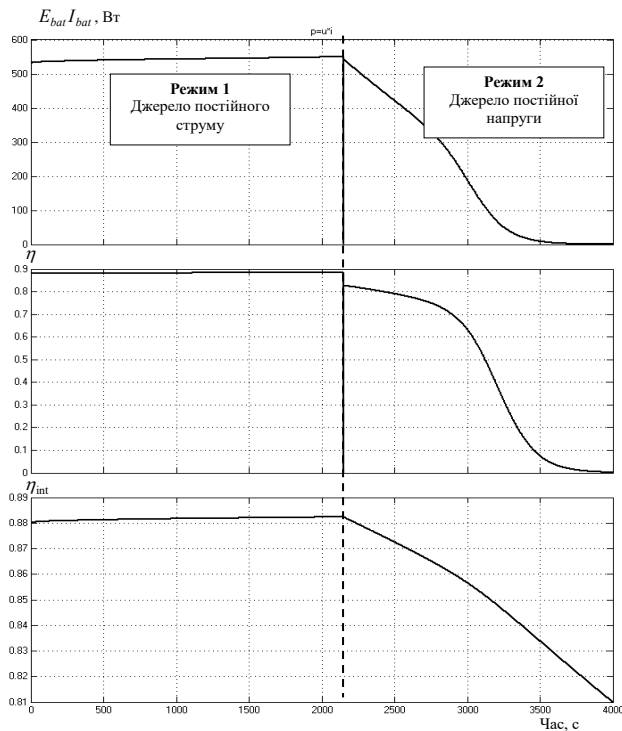


Рис. 8

заміщення, що відповідає модифікованому еквіваленту Тевеніна (рис. 5, б) із параметрами: $E_{Th} = 55,5$ В, сумарні втрати в БЗП в цьому режимі за результатами розрахунку на моделі з рис. 3 $P_{loss} = 108,6$ Вт, еквівалентний опір $R_{Th} = E_{Th}^2 / P_{loss} = 28,3$ Ом.

На рис. 7 наведено електричні характеристики всього процесу заряджання акумуляторної батареї в двох послідовно реалізованих режимах, а саме: напруга на батареї $U_{bat}(t)$, електричний струм батареї $I_{bat}(t)$, електрична потужність на клеммах акумулятора $P_{bat} = U_{bat} I_{bat}$ та параметр SOC, який змінюється від початкового значення 20% і до повної зарядки 100%. Із наведених характеристик видно, що в режимі 1 акумулятор ефективно заряджається до значення параметру SOC = 80%. Далі відбувається перехід до зарядки в режимі 2, щоб напруга не перевищувала гранично допустиме значення. При цьому подальший заряд акумулятора здійснюється за відносно невеликої потужності, що

$$\eta_{int}(t) = \frac{\int_0^t E_{bat} I_{bat} dt}{\int_0^t P_{inv} dt}$$

Значення цієї величини в кінці процесу заряджання буде характеризувати енерго-ефективність всього цього процесу.

Результати розрахунку зазначених енергетичних характеристик наведено на рис. 8. З рисунку видно, що максимальне значення миттєвого ККД для режиму 1 складає 89%, а в режимі 2 воно зменшується. Інтегральне значення ККД залежить від часу закінчення процесу заряджання. Так, при закінченні процесу заряджання в момент часу 2900 с, коли значення SOC=95%, значення інтегрального ККД складає 86%. Зазначимо, що розраховані за допомогою запропонованого підходу енергетичні характеристики дають змогу вибрати раціональні режими заряджання акумуляторної батареї від БЗП на етапі проектування цієї системи.

Висновки. В роботі шляхом комп'ютерного моделювання досліджено процес заряджання літій-іонної акумуляторної батареї для електромобіля від бездротового зарядного пристрою індуктивно-резонансного типу. Показано, що під час моделювання цього процесу необхідно враховувати одночасне протікання двох різномасштабних у часі та пов'язаних між собою процесів: високочастотного процесу в інверторі зарядного пристрою із характерним часом 10^{-5} с та довготривалого процесу заряджання акумулятора із характерним часом 10^4 с. Прямий чисельний розрахунок одночасно цих двох процесів потребує значних комп'ютерних ресурсів.

Задля вирішення цієї проблеми в роботі запропоновано та реалізовано в пакеті Matlab/Simulink комп'ютерну модель та алгоритм розрахунку, згідно з яким на першому етапі під час аналізу високочастотних процесів в інверторі знаходяться модифіковані еквіваленти Тевеніна та Нортон для пристрою бездротової зарядки із врахуванням сумарних внутрішніх втрат в цьому пристрої, а на другому етапі розраховується довготривалий процес заряджання акумуляторної батареї. Зазначений розрахунок проводиться спочатку в режимі джерела постійного струму, використовуючи при цьому побудований еквівалент Нортон, а потім – в режимі джерела постійної напруги, використовуючи побудований еквівалент Тевеніна. Такий алгоритм дає змогу провести відповідні розрахунки та дослідити інтегральну ефективність бездротової передачі електричної енергії від стаціонарного джерела живлення до акумулятора, що розташований на борту електромобіля.

За результатами моделювання отримано зарядні енергетичні характеристики акумуляторної батареї під час її заряджання від бездротового зарядного пристрою: миттєве значення ККД зарядки $\eta(t)$ та інтегральне значення ККД всього процесу зарядки η_{int} , що враховує сумарні втрати як в зарядному пристрої, так і в акумуляторній батареї. Показано, що для розробленого пристрою максимальне значення $\eta(t)$ досягає 89% , а величина інтегрального η_{int} для всього процесу заряджання батареї у разі зростання параметра *SOC* від 20% до 95% становить 86%.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розвиток теорії регулювання параметрів високочастотних напівпровідникових перетворювачів та електротехнічних систем керованої інтенсифікації енергетичних і технологічних процесів» (шифр «Режим-1»). Державний реєстраційний номер 0122U001494. КПКВК 6541230.

1. Шидловський А.К., Жаркін А.Ф., Павлов В.Б., Новський В.О. Вплив розвитку зарядної інфраструктури електромобільного і гібридного транспорту на режими електричних мереж. *Техн. електродинаміка*. 2018. № 3. С. 74–82. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.03.074>
2. Бudyко В. І., Войтко С. В., Трофименко О. О. Економічні аспекти реалізації автономних зарядних станцій електромобілів на основі фотоелектричних батарей. *Відновлювана енергетика*. 2018. № 1(52). С. 19-25.
3. Беспроводная зарядка-автомобилей. URL: <https://ecocars.wixsite.com/sale/> (дата доступу 28 серпня 2015).
4. Trivino-Cabrera A., Gonzalez-Gonzalez J., Aguado J. *Wireless Power Transfer for Electric Vehicles: Foundations and Design Approach*. Springer. 2020. 175 p.
5. Song M., Belov P., Kapitanova P. Wireless Power transfer inspired by the modern trends in electromagnetics. *Applied Physics Reviews*. 2017. No 4. Pp.0211102(1-19).
6. Xi Zhang, Choug Zhu, Haitao Song. *Wireless Power Transfer Technologies for Electrica Vehicles*. Springer, 2022. 268 p.
7. Подольцев О.Д., Павлов В.Б., Западинчук О.П. Аналіз ефективності передачі електричної енергії в системі бездротової зарядки акумуляторної батареї електромобіля. *Техн. електродинаміка*. 2021. № 4. С. 63-69. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.063>
8. Павлов В.Б., Подольцев О.Д., Павленко В.С. Експериментальні дослідження макетного зразка бездротового зарядного пристрою електромобіля. *Техн. електродинаміка*. 2021. № 5. С. 21-26. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.021>
9. Linden D., Reddy T.B. *Handbook of Batteries*. McGraw-Hill, 2002. 1453 p.

COMPUTER SIMULATION AND RESEARCH OF ENERGY EFFICIENCY OF PROCESSES OF CHARGING AN ELECTRIC CAR BATTERY FROM A WIRELESS CHARGER

A.F. Zharkin, O.D. Podoltsev, V.B. Pavlov
Institute of electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: mobil_99@ukr.net

In the paper, based on the method of computer simulation, the process of charging a lithium-ion battery for an electric car from a wireless charger of the inductive-resonance type was investigated. It is shown that when modeling this process, it is necessary to take into account the simultaneous flow of two processes of different scales in time and interconnected - a short-term high-frequency process in the inverter of the charger with a characteristic time of 10-5 s and a long-term process of charging the battery with a characteristic time of 104 s. Direct numerical calculation of these two processes simultaneously requires significant computer resources. To solve this problem, a new approach is proposed and implemented in the Matlab/Simulink package, according to which, at the first stage, when calculating high-frequency processes in the inverter, there are modified Thevenin and Norton equivalents for a wireless charging device, taking into account the total internal losses in this device, and at in the second stage, the long-term battery charging process is calculated first in the mode of a constant current source, using the constructed Norton equivalent, and then in the mode of a constant voltage source, using the constructed Thevenin equivalent. This approach makes it possible to take into account interrelated and time-varying processes in the inverter and in the battery and to investigate the efficiency of wireless transmission of electrical energy from a stationary power source to a battery located on board an electric vehicle. According to the results of the calculations, it is shown that for the developed device, the integral efficiency of the entire battery charging process when the battery parameter increases from 20% to 95% is 86%. References 9, figures 8.

Key words: wireless power transmission, time-varying processes, computer modeling, battery charging efficiency.

1. Shidlovsky A.K., Zharkin A.F., Pavlov V.B., Novsky V.O. The influence of the development of the charging infrastructure of electric and hybrid transport on the regimes of electric networks. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2018. No 3. Pp. 74–82 (Ukr.) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.03.074>
2. Budko V.I., Voitko S.V., Trofymenko O.O. Economic aspects of the implementation of autonomous charging stations for electric vehicles based on photovoltaic batteries. *Renewable energy*. 2018. No 1(52). Pp. 19-25 (Ukr.)
3. Wireless car charging. URL: <https://ecocars.wixsite.com/sale/> (accessed at August 28, 2015).
4. Trivino-Cabrera A., Gonzalez-Gonzalez J., Aguado J. *Wireless Power Transfer for Electric Vehicles: Foundations and Design Approach*. Springer. 2020. 175 p.
5. Song M., Belov P., Kapitanova P. Wireless Power transfer inspired by the modern trends in electromagnetics. *Applied Physics Reviews*. 2017. No 4. Pp. 0211102(1-19).
6. Xi Zhang, Choug Zhu, Haitao Song. *Wireless Power Transfer Technologies for Electrica Vehicles*. Springer, 2022, 268 p.
7. Podoltsev O.D., Pavlov V.B., Zapadynchuk O.P. Analysis of the efficiency of electric energy transmission in the system of wireless charging of the battery of an electric vehicle. *Tekhnichna elektrodynamyka*. 2021. No 4. Pp. 63-69. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.063>
8. Pavlov V.B., Podoltsev O.D., Pavlenko V.S. Experimental studies of a mock-up sample of a wireless charger for an electric car. *Tekhnichna elektrodynamyka*. 2021. No 5. Pp. 21-26. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.021>
9. Linden D., Reddy T.B.. *Handbook of Batteries*. McGraw-Hill, 2002. 1453 p.

Надійшла 06.02.2023

**РОЗРАХУНОК ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ
В РЕЖИМАХ ПЕРЕРИВЧАСТОЇ ПРОВІДНОСТІ З ВИКОРИСТАННЯМ
МЕТОДА УСЕРЕДНЕННЯ НА ОСНОВІ ТЕОРЕМ ЛАГРАНЖА**

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

Розглянуто особливості розрахунку пульсації вихідної напруги у перетворювачах постійної напруги в режимах переривчастої провідності. Показано, що використання закономірностей процесів заряду-розряду вихідного конденсатора дають можливість визначити параметри пульсації напруги на ньому, застосовуючи математичну модель перетворювача з усередненими за допомогою теорем Лагранжа змінними. Зазначений підхід сприяє значному спрощенню розрахунків та зменшенню їхньої трудомісткості. Отримано аналітичні і графічні залежності величини пульсації та коефіцієнта пульсації вихідної напруги основних схем перетворювачів в режимах переривчастої провідності – понижувального, підвищувального та інвертуючого типів. Розроблені аналітичні залежності дають змогу ефективно розраховувати параметри перетворювачів і досліджувати їхні властивості на етапі проектування, використовуючи доступні методи математичного аналізу. Достовірність отриманих аналітичних співвідношень та результатів розрахунків підтверджено за допомогою імітаційного моделювання перетворювачів з використанням пакету PSim. Бібл. 14, рис. 4, табл. 3.

Ключові слова: перетворювачі постійної напруги, метод усереднення в просторі станів, теореми Лагранжа.

Застосування силових напівпровідникових перетворювачів постійної напруги в останні десятиріччя сприяло відчутній еволюції досягнень в області електротехніки. Більш того, традиційні силові перетворювачі постійної напруги в багатьох застосуваннях займають домінуючі позиції завдяки можливості використання їхніх унікальних характеристик. Перетворювачі постійної напруги ефективно використовуються як системи живлення електротехнологічного обладнання, відновлювані джерела енергії, системи накопичення енергії, системи електроприводів та в інших галузях.

Одним з робочих режимів перетворювачів постійної напруги є режим переривчастої провідності (ПП), який зазвичай виникає в цих пристроях за невеликого навантаження. Проте, в багатьох випадках вважається доцільнішим працювати з перетворювачем у режимі ПП навіть у разі повного навантаження, щоб уникнути проблеми зворотного відновлення діода під час комутації [1-5].

Важливим завданням під час проектування перетворювачів для вказаних та інших застосувань є аналіз та розрахунок електромагнітних процесів у них, що дає можливість обґрунтованого вибору параметрів їхніх елементів. Серед наявних чисельних методів аналізу [6-10] найбільш продуктивними є аналітичні методи через можливість застосування процедур математичного аналізу під час дослідження та розрахунку процесів. Одним з ефективних аналітичних методів аналізу є метод усереднення в просторі станів на основі використання теорем Лагранжа [11-14]. Цей метод, на відміну від інших, дає змогу визначити не тільки середні складові та прирости змінних станів усталеного процесу в перетворювачі, але й тривалості інтервалів його комутації. Перевагами такого методу також є значне зменшення кількості та спрощення обчислювальних процедур, можливість розрахунку перетворювачів з множинною кількістю станів – Multiple-State Converters [1], у яких виникають багатоінтервальні процеси з більшою ніж два кількістю інтервалів комутації та ін. Одним з таких прикладів перетворювачів, у яких виникають багатоінтервальні процеси, є однокатні перетворювачі понижувального, підвищувального та інвертуючого типів, що працюють в режимі переривчастої провідності. У такому режимі поряд з двома інтервалами комутації силових перемикаючих елементів існує третій інтервал – відсікання, коли всі перемикаючі елементи є закритими,

що відповідає одночасній відсутності провідності цих елементів, а режим роботи самого перетворювача таким чином набуває характеру режиму переривчастої провідності.

В роботі [14] розроблено математичну модель та аналітичні вирази для розрахунку середніх складових і приростів змінних станів у названих перетворювачах в режимі ПП, а саме – величини приросту (пульсації) струму у накопичувальному дроселі, середнього значення напруги на вихідному конденсаторі, а також тривалості інтервалу відсікання в діапазоні комутації. Проте, величина пульсації напруги на вихідному конденсаторі перетворювачів не визначена через неможливість прямого застосування метода [11, 13] до розрахунку цієї величини, хоча потреба в її розрахунку є достатньо актуальною. Це пов'язано з тим, що даний метод дає змогу безпосередньо розраховувати прирости та середні складові функцій змінних станів з кусочно-лінійним характером змінення. Проте функція напруги вихідного конденсатора у зазначених перетворювачах має яскраво виражений параболічний характер, причому прирости цієї функції на інтервалах в усталеному режимі не відповідають величині пульсації – різниці між максимальним та мінімальним її значенням, та є значно меншими за пульсацію. Необхідно зазначити, що існуючі методи розрахунку пульсації вихідної напруги перетворювачів у режимі ПП є достатньо громіздкими та не дають простого аналітичного розв'язання. Тому **метою** даної роботи є розробка аналітичних співвідношень, направлених на зменшення трудомісткості розрахунків пульсації вихідної напруги перетворювачів понижувального, підвищувального та інвертуючого типів в режимі переривчастої провідності із застосуванням метода усереднення на основі теорем Лагранжа.

Розглянемо аналіз процесів в схемах однокатних перетворювачів (рис. 1), що працюють в режимі переривчастої провідності – перетворювачі понижувального (рис. 1, а), підвищувального (рис. 1, б) та інвертуючого типів (рис. 1, в).

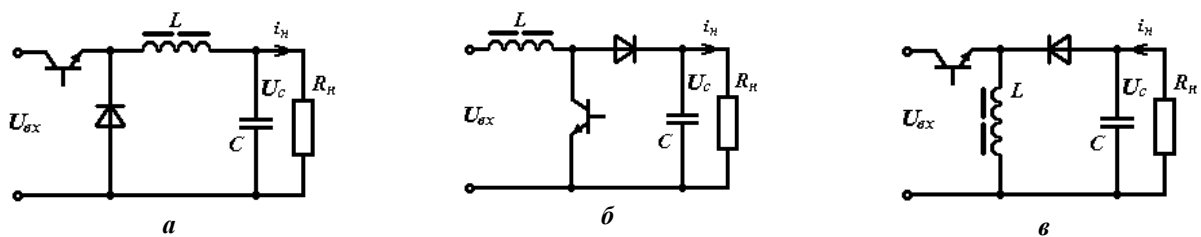


Рис. 1

У процесі аналізу припускаємо, що комутація перемикаючих елементів перетворювачів відбувається миттєво, їхні активні опори у відкритому стані та активні опори обмоток дроселів дорівнюють нулю.

Часові діаграми струму дроселя i_L , змінної складової напруги на конденсаторі u_C та струму в ньому i_C на прикладі понижувального перетворювача в режимі ПП зображено на рис. 2, а. Як показано на рис. 2, а, періодичний процес в перетворювачі з періодом комутації T включає в себе інтервал накопичення енергії T_n , її віддачі T_v та інтервал відсікання енергії $T_{вс}$. На рисунку також позначено: ΔI_L – приріст струму дроселя на інтервалах; ΔU_{Cn} , ΔU_{Cv} , $\Delta U_{Cвс}$ – прирости напруги на конденсаторі на відповідних інтервалах; $U_{П}$ – пульсація вихідної напруги (напруги на вихідному конденсаторі).

Для розрахунку величини пульсації на вихідному конденсаторі необхідно скористатися рис. 2, б, в. На них більш детально зображено форму струму i_C , який протікає через вихідний конденсатор у понижувальному (рис. 2, б), у підвищувальному та інвертуючому перетворювачах (рис. 2, в).

Очевидно, що цей струм являє собою різницю між струмом, що надходить у вихідне R_nC -коло перетворювача, та постійним (середнім) струмом навантаження $i_n = I_{нсп}$. Для понижувального перетворювача струм у вихідне R_nC -коло є струмом накопичувального дроселя i_L , а для підвищувального та інвертуючого – струмом діода i_{VD} з амплітудою ΔI_L .

Для аналізу процесів у конденсаторі використаємо відомі з теорії електротехніки закономірності, що характеризують його процеси заряду-розряду. Характер періодичного змінення величини заряду конденсатора ΔQ через змінні напруги на ньому в межах розмаху пульсації $U_{П}$ визначається величиною ємності конденсатора C

$$C = \Delta Q / U_{П}. \quad (1)$$

В свою чергу, величина струму заряду i_C визначає швидкість змінення заряду конденсатора

$$i_C = dQ / dt . \quad (2)$$

Із виразу (2) витікає, що сумарний заряд (розряд) конденсатора або його змінення ΔQ в усталеному режимі визначається інтегралом функції струму i_C в межах його позитивних (негативних) значень за проміжок часу ΔT

$$\Delta Q = \int_{\Delta T} i_C dt , \quad (3)$$

де ΔT – тривалість проміжку часу між точками t_1 і t_2 (рис. 2, б, в). Причому цей визначений на проміжку ΔT інтеграл дорівнює площі фігури, обмеженої функціями f_1 і f_2 в межах названого інтервалу. На рис. 2, б, в площа фігури S виділена сірим кольором.

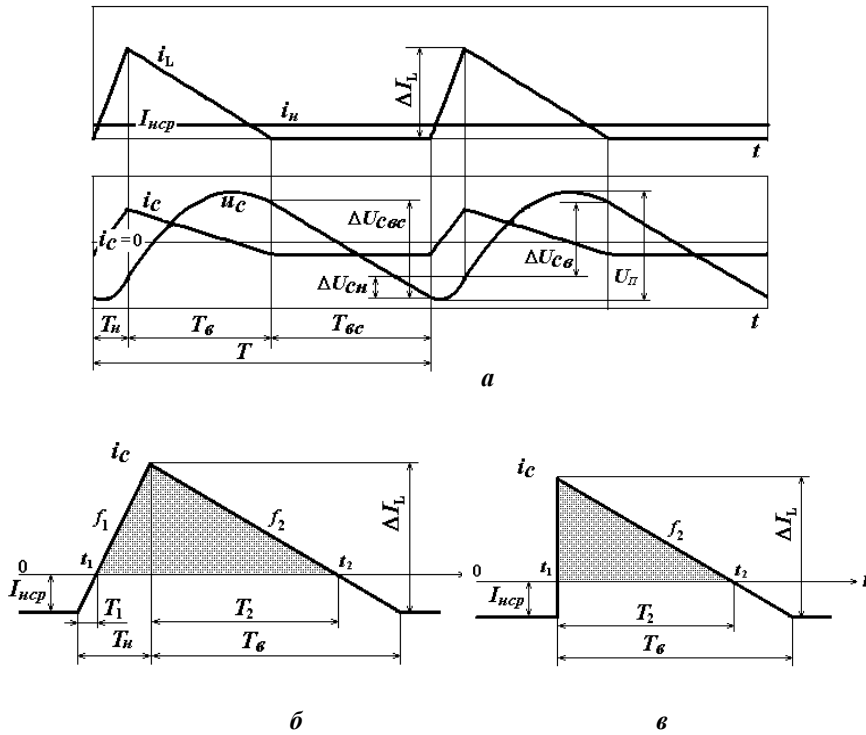


Рис. 2

Таким чином, з урахуванням (1) – (3) можна перейти до визначення пульсації напруги $U_{П}$ на конденсаторі (як різниці між максимальним та мінімальним її значенням) в усталеному режимі

$$U_{П} = u(t_2) - u(t_1) = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_C dt . \quad (4)$$

Необхідно врахувати, що, як видно з рис. 2, б, в, площа фігури S однозначно визначається за допомогою параметрів ΔI_L , T_n , $T_б$, U_C . Як показує аналіз процесів, ці параметри за заданого T_n можна розрахувати за допомогою метода усереднення на основі теорем Лагранжа. Отримання цих параметрів приведено у роботі [14] для перетворювачів, що розглядаються у даній статті, в режимі ПП. У табл. 1 наведено отримані у даній роботі формули для

розрахунку вищезгаданих параметрів у режимі ПП, де використано наступні позначення:

Таблиця 1

Понижувальний перетворювач	Підвищувальний перетворювач	Інвертуючий перетворювач
$\Delta I = \frac{\varphi_I}{2 + \varphi_I} \cdot \frac{T_n U_{ex}}{L}$	$\Delta I = \frac{T_n U_{ex}}{L}$	$\Delta I = \frac{T_n U_{ex}}{L}$
$U_C = \frac{2}{2 + \varphi_I} \cdot U_{ex}$	$U_C = \frac{\varphi_{II}}{2} \cdot U_{ex}$	$U_C = \frac{K_3}{\sqrt{2\rho}} \cdot U_{ex}$
$T_б = \varphi_I \cdot \frac{T_n}{2}$	$T_б = \varphi_{II} \cdot \frac{\tau T}{T_n}$	$T_б = T \sqrt{2\rho}$

$$\varphi_I = \sqrt{1 + 8\rho / K_3^2} - 1, \quad \varphi_{II} = \sqrt{1 + 2K_3^2 / \rho} + 1, \quad \rho = \tau / T, \quad \tau = L / R_n, \quad K_3 = T_n / T .$$

Виходячи з рис. 2, б, для понижувального перетворювача площа, що обмежена функціями f_1 і f_2 , визначається наступним чином:

$$S_{nn} = \frac{1}{2} \left((T_n - T_1) (\Delta I_L - I_{ncp}) + T_2 (\Delta I_L - I_{ncp}) \right), \quad (5)$$

$$\text{де} \quad T_1 = \frac{I_{ncp} T_n}{\Delta I_L}, \quad T_2 = \frac{(\Delta I_L - I_{ncp})}{\Delta I_L} T_б,$$

$$I_{ncp} = U_C / R_n .$$

Підставляючи значення параметрів з табл. 1 у формулу (5), запишемо в остаточному вигляді вираз для визначення площі, обмеженої функціями f_1 і f_2 , яка відповідає величині заряду, отриманого конденсатором на вказаному інтервалі

$$S_{nn} = \frac{U_{ex}^2 T}{L} \cdot \frac{(\varphi_I K_3 - 2\rho)^2}{4\varphi_I} . \quad (6)$$

Далі з урахуванням (6) запишемо вираз для визначення величини пульсації напруги на вихідному конденсаторі понижувального перетворювача в режимі ПП

$$U_{\text{Пни}} = \frac{S_{\text{ни}}}{C} = \frac{U_{\text{ex}} T^2}{LC} \cdot \frac{(\varphi_I K_3 - 2\rho)^2}{4\varphi_I} \quad (7)$$

Для підвищувального та інвертуючого перетворювачів вираз для визначення площі, обмеженої функцією f_2 , згідно з рис. 2, в запишемо в наступному вигляді:

$$S_{\text{ни}} = \frac{1}{2} T_2 (\Delta I_L - I_{\text{нсп}}) \quad (8)$$

З урахуванням (8) та відповідних величин параметрів з табл. 1 запишемо формулу для розрахунку пульсації напруги на вихідному конденсаторі підвищувального перетворювача в режимі ПП

$$U_{\text{Пни}} = \frac{U_{\text{ex}} T}{2K_3^2 R_n C} \left(K_3 - \frac{\varphi_{II} \rho}{2} \right)^2 \varphi_{II} \quad (9)$$

Аналогічним чином запишемо вираз для розрахунку пульсації напруги на вихідному конденсаторі інвертуючого перетворювача в режимі ПП

$$U_{\text{Пни}} = \frac{U_{\text{ex}} T^2 K_3}{2LC} \left(1 - \frac{\rho}{\sqrt{2\rho}} \right)^2 \sqrt{2\rho} \quad (10)$$

Для розрахунку параметрів перетворювачів поряд з інформацією про пульсації вихідної напруги важливим є визначення її коефіцієнту пульсацій як відношення величини пульсації до середнього значення напруги

$$K_{II} = U_{II} / U_C$$

Використовуючи дане визначення, отримані вирази (7), (9), (10) та формули стосовно середнього значення напруги U_C , подані у табл. 1, запишемо співвідношення для коефіцієнта пульсацій перетворювачів у режимі ПП:

– для понижувального перетворювача

$$K_{\text{Пни}} = \frac{T^2 (\varphi_I K_3 - 2\rho)^2 (2 + \varphi_I)}{8LC\varphi_I} \quad (11)$$

– для підвищувального перетворювача

$$K_{\text{Пни}} = \frac{T(2K_3 - \varphi_{II}\rho)^2}{2K_3^2 R_n C} \quad (12)$$

– для інвертуючого перетворювача

$$K_{\text{Пни}} = \frac{T^2 \rho}{LC} \cdot \left(1 - \frac{\rho}{\sqrt{2\rho}} \right)^2 \quad (13)$$

В узагальнюючому вигляді отримані аналітичні співвідношення стосовно пульсації вихідної напруги перетворювачів в режимі ПП наведено у табл. 2.

Таблиця 2

Понижувальний перетворювач	Підвищувальний перетворювач	Інвертуючий перетворювач
$U_{\text{Пни}} = \frac{U_{\text{ex}} T^2}{LC} \cdot \frac{(\varphi_I K_3 - 2\rho)^2}{4\varphi_I}$	$U_{\text{Пни}} = \frac{U_{\text{ex}} T}{2K_3^2 R_n C} \left(K_3 - \frac{\varphi_{II} \rho}{2} \right)^2 \varphi_{II}$	$U_{\text{Пни}} = \frac{U_{\text{ex}} T^2 K_3}{2LC} \left(1 - \frac{\rho}{\sqrt{2\rho}} \right)^2 \sqrt{2\rho}$
$K_{\text{Пни}} = \frac{T^2 (\varphi_I K_3 - 2\rho)^2 (2 + \varphi_I)}{8LC\varphi_I}$	$K_{\text{Пни}} = \frac{T(2K_3 - \varphi_{II}\rho)^2}{2K_3^2 R_n C}$	$K_{\text{Пни}} = \frac{T^2 \rho}{LC} \cdot \left(1 - \frac{\rho}{\sqrt{2\rho}} \right)^2$

Таким чином, в результаті проведених досліджень отримано прості аналітичні співвідношення для розрахунку пульсацій вихідної напруги основних схем перетворювачів постійної напруги, що працюють в режимі переривчастої провідності. Розробці даних виразів сприяє метод усереднення на основі теорем Лагранжа, за допомогою якого розраховуються основні параметри перетворювача, необхідні для визначення пульсацій вихідної напруги: середні складові та прирости

функцій змінних станів і тривалості інтервалів комутації в усталеному режимі. Саме використання математичної моделі перетворювача з усередненими за допомогою теорем Лагранжа змінними дало змогу застосувати співвідношення стосовно процесів заряду-розряду вихідного конденсатора для визначення пульсації напруги на ньому.

Отримані вище вирази дали можливість розрахувати графічні залежності величини пульсації вихідної напруги перетворювачів та коефіцієнта пульсації в режимі ПП у діапазоні комутації. Для розрахунку необхідно врахувати границі області роботи перетворювача в режимі ПП. Розраховані в роботі [14] границі областей переривчастої та безперервної провідності показано на рис. 3, а для понижувального (крива 1), підвищувального (2) та інвертуючого (3) перетворювачів. Область параметрів ρ , що знаходяться нижче вказаних графіків, відповідає режимам переривчастої провідності перетворювачів. Розглянемо графічні залежності пульсації вихідної напруги перетворювачів за значення $\rho = 0.04$ в діапазоні комутації у разі змінення K_3 . За вказаного значення ρ всі три типи перетворювачів працюють в режимі ПП у діапазоні $0.1 < K_3 < 0.65$. Як приклад розглянемо графічні залежності з наступними параметрами, однаковими для всіх трьох типів перетворювачів: $U_{вх}=300$ В, $L=1$ мГн, $C=10$ мкФ, $R_n=500$ Ом, $T=50$ мкс. На рис. 3, б зображено графіки величини пульсації вихідної напруги, а на рис. 3, в – графіки величини коефіцієнта пульсації вихідної напруги.

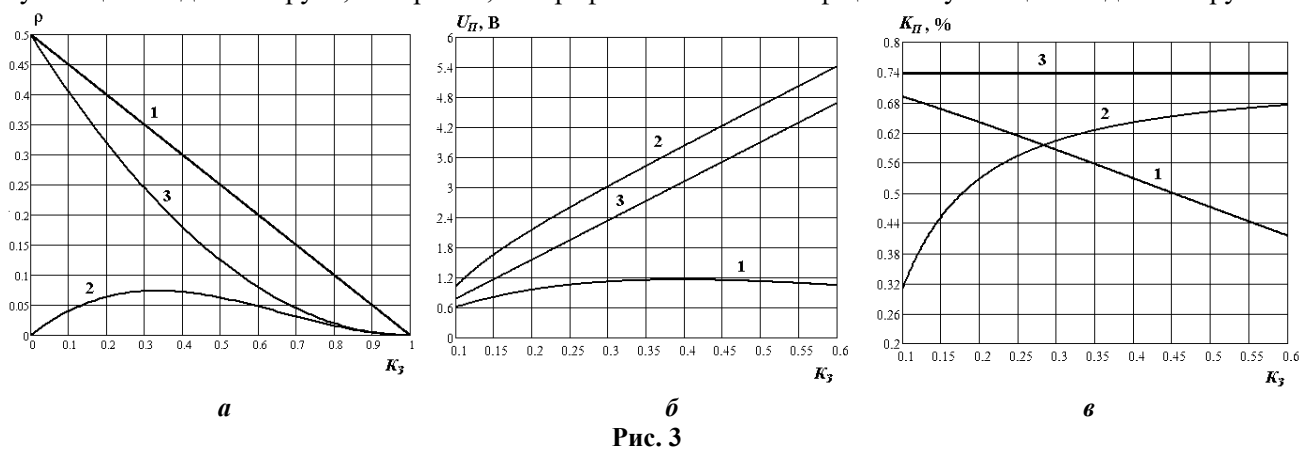


Рис. 3

Як видно з аналітичних та графічних залежностей, найбільше абсолютне значення величини пульсації за вказаних параметрів належить підвищувальному перетворювачу, найменше значення пульсації – понижувальному перетворювачу, яке змінюється незначною мірою в межах діапазону комутації. Величина коефіцієнта пульсації вихідної напруги в діапазоні комутації залежить лише від співвідношень постійних часу $L/(R_n T)$, L/R_n , $1/R_n C$. Коефіцієнт пульсації вихідної напруги є найвищим в інвертуючого перетворювача. Більш того, його значення є незмінним в діапазоні комутації за заданих параметрах.

Достовірність отриманих у цій роботі аналітичних співвідношень та результатів розрахунків підтверджено за допомогою імітаційного моделювання процесів у перетворювачах в указаних режимах з використанням пакету PSim. На рис. 4 проілюстровано результати однієї із серій моделювання для вказаних вище параметрів у разі тривалості інтервалу накопичення енергії $T_n = 12,5$ мкс перетворювачів понижувального, підвищувального та інвертуючого типів відповідно.

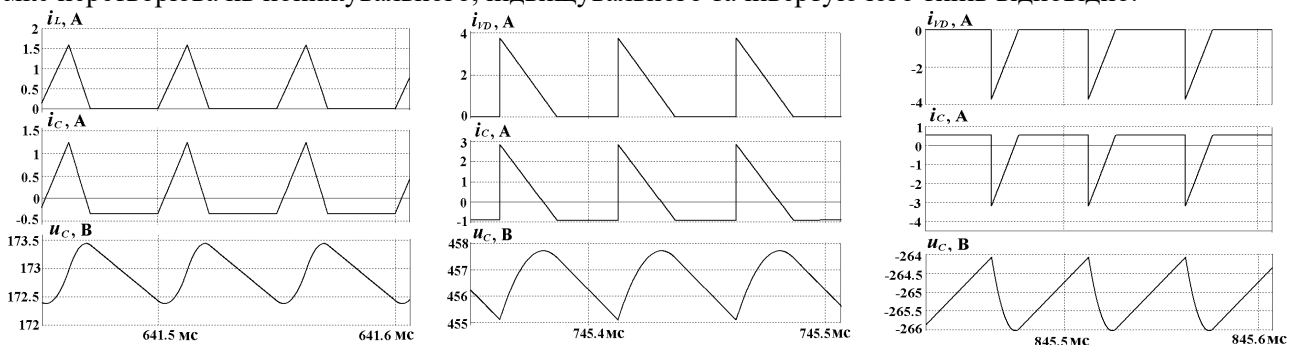


Рис. 4

Результати розрахунку характеристик перетворювачів згідно отриманих аналітичних співвідношень та визначені в результаті моделювання характеристики наведено у табл. 3. Результати згідно аналітичних розрахунків розташовані у стовпці AP, згідно імітаційного моделювання – у стовпці IM. Вони ілюструють достатньо велику збіжність розрахунків по отриманих аналітичних формулах з імітаційним моделюванням процесів в перетворювачах, що свідчить про адекватність розробленого підходу до розрахунків.

Таблиця 3

	Понижувальний перетворювач		Підвищувальний перетворювач		Інвертуючий перетворювач	
	AP	IM	AP	IM	AP	IM
ΔI_L , А	1,59	1,58	3,75	3,7	3,75	3,72
T_e , мкс	9,21	9,24	24,25	24,2	14,15	14,11
U_C , В	172,71	172,76	456,6	456,5	265,02	265,1
U_{II} , В	1,06	1,05	2,62	2,65	1,96	1,9
K_{II} , %	0,61	0,608	0,57	0,58	0,74	0,72

Висновки.

В результаті проведених досліджень обґрунтовано підхід до розрахунку пульсацій вихідної напруги перетворювачів постійної напруги в режимах переривчастої провідності, який спрощує розрахунок перетворювача завдяки виключенню громіздких обчислювальних процедур. Даний

підхід базується на використанні закономірностей процесів заряду-розряду вихідного конденсатора та дає змогу адекватно визначати параметри пульсації напруги на ньому, застосовуючи математичну модель перетворювача з усередненими за допомогою теорем Лагранжа змінними. Отримані аналітичні формули дозволяють досліджувати як характеристики перетворювачів, так і їхні властивості на етапі проектування, застосовуючи в тому числі методи математичного аналізу. Даний підхід може бути узагальнений також для розрахунку пульсацій на елементах інших типів перетворювачів з множинною кількістю станів.

Роботу виконано 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. Cuk S., Middlebrook R.D. A general unified approach to modelling switching DC-DC converters in discontinuous conduction mode. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Palo Alto, CA, USA, 14-16 June 1977. Pp. 36–57. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1977.7070802>.
2. Salimi M., Soltani J., Zakipour A., Abjadi N. Hyper-plane sliding mode control of the DC–DC buck/boost converter in continuous and discontinuous conduction modes of operation. *IET Power Electronics*. 2015. Issue 8. Pp. 1473–1482.
3. Wang L., Wu Q.H., Tang W.H., Yu Z.Y., Ma W. CCM-DCM average current control for both continuous and discontinuous conduction modes boost PFC converters. *IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*. Saskatoon, SK, Canada, 22-25 October 2017. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPEC.2017.8286149>.
4. Roy J., Gupta A., Ayyanar R. Discontinuous Conduction Mode Analysis of High Gain Extended-Duty-Ratio Boost Converter. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*. 2021. Vol. 2. Pp. 372–387. DOI: <https://doi.org/10.1109/OJIES.2021.3077982>.
5. Murillo-Yarce D., Restrepo C., Lamar D.G., Sebastián J. A General Method to Study Multiple Discontinuous Conduction Modes in DC–DC Converters With One Transistor and Its Application to the Versatile Buck–Boost Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2022. Vol. 37. No 11. Pp. 13030–13046. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3187963>.
6. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. *Power Electronics*. John Wiley & Sons Inc., 2003. 802 p.
7. Kazimierczuk M.K. *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. Chichester: John Wiley & Sons, 2008. 782 p.
8. Cuk S. *Power electronics: Modelling, Analysis and Measurements*. Vol. 2. Create Space Independent Publishing Platform, USA, 2015. 272 p.
9. Kazimierczuk M.K. *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*. John Wiley&Sons. UK, 2016. 960 p.
10. Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Мельничук Г.В. Моделювання систем з перетворювачами електроенергії з циклічно-змінюваними параметрами. Київ: Наш формат, 2018. 165 с.
11. Руденко Ю.В. Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 42–48. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.03.042>.
12. Руденко Ю.В. Усреднение модели двухтактного преобразователя постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 1. С. 37–46. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.01.037>.
13. Руденко Ю.В., Щерба А.А. Аналіз багатointервальних процесів у напівпровідникових перетворювачах. Київ: Про Формат, 2020. 352 с.

14. 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. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.57.055>.

CALCULATION OF DC CONVERTERS IN DISCONTINUOUS CONDUCTION MODE USING THE AVERAGING METHOD BASED ON LAGRANGE THEOREM

Yu.V. Rudenko

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

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

E-mail: rudenko@ied.org.ua

The features of calculation of output voltage ripple in dc converters with discontinuous conduction modes are considered. It is shown that the use of behaviors of charge-discharge processes of the output capacitor makes it possible to determine the parameters of voltage pulsation on it, using a mathematical model of the converter with variables averaged using Lagrange's theorems. The specified approach contributes to the significant simplification of calculations and reduction of their labor intensity. Analytical and graphical dependences of the ripple value and the ripple coefficient of output voltage of main circuits of the converters in the mode of discontinuous conduction - buck, boost and buck-boost types - were obtained. The developed analytical dependencies make it possible to effectively calculate the parameters of the converters and investigate their properties at the stage of their design, using available methods of mathematical analysis. The reliability of the obtained analytical ratios and calculation results was confirmed by simulation of converters using the PSim package. References 14, figures 4, tables 3.

Keywords: dc converters, method of averaging in state space, Lagrange theorems.

1. Cuk S., Middlebrook R.D. A general unified approach to modelling switching DC-DC converters in discontinuous conduction mode. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Palo Alto, CA, USA, 14-16 June 1977. Pp. 36–57. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1977.7070802>.
2. Salimi M., Soltani J., Zakipour A., Abjadi N. Hyper-plane sliding mode control of the DC-DC buck/boost converter in continuous and discontinuous conduction modes of operation. *IET Power Electronics*. 2015. Issue 8. Pp. 1473–1482.
3. Wang L., Wu Q.H., Tang W.H., Yu Z.Y., Ma W. CCM-DCM average current control for both continuous and discontinuous conduction modes boost PFC converters. *IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*. Saskatoon, SK, Canada, 22-25 October 2017. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPEC.2017.8286149>.
4. Roy J., Gupta A., Ayyanar R. Discontinuous Conduction Mode Analysis of High Gain Extended-Duty-Ratio Boost Converter. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*. 2021. Vol. 2. Pp. 372–387. DOI: <https://doi.org/10.1109/OJIES.2021.3077982>.
5. Murillo-Yarce D., Restrepo C., Lamar D.G., Sebastián J. A General Method to Study Multiple Discontinuous Conduction Modes in DC-DC Converters With One Transistor and Its Application to the Versatile Buck-Boost Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2022. Vol. 37. No 11. Pp. 13030–13046. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3187963>.
6. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. *Power Electronics*. John Wiley & Sons Inc., 2003. 802 p.
7. Kazimierczuk M.K. *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. Chichester: John Wiley & Sons, 2008. 782 p.
8. Cuk S. *Power electronics: Modelling, Analysis and Measurements*. Vol. 2. Create Space Independent Publishing Platform, USA, 2015. 272 p.
9. Kazimierczuk M.K. *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*. John Wiley&Sons. UK, 2016. 960 p.
10. Zhuikov V.Ya., Denisyuk S.P., Melnichuk G.V. *Modeling of systems with power converters with cyclically changing parameters*. Kyiv: Nash Format, 2018. 165 p. (Ukr)
11. 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>.
12. 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>.
13. Rudenko Yu.V., Shcherba A.A. *Analysis of multi-interval processes in semiconductor converters*. Kyiv: Pro Format, 2020. 352 p. (Ukr)
14. 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. Vyr. 57. Pp. 55–64. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.57.055>.

Надійшла 09.03.2023
Остаточний варіант 20.04.2023

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРОЦЕСИ У ТРИФАЗНОМУ МОСТОВОМУ КОМПЕНСАЦІЙНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

В.С. Бойко*, докт. техн. наук, О.В. Шкардун

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

E-mail: vsboiko1941@gmail.com.

Досліджуються електромагнітні процеси у двох варіантах трифазного мостового перетворювача з покращеними енергетичними характеристиками, один з яких містить одну комутуючу ланку, а інший – дві. Комутуюча ланка складається з трифазної конденсаторної батареї та трифазної групи повністю керованих приладів. Таке технічне рішення дає змогу забезпечити перезаряд конденсаторів комутуючої ланки та керування енергетичним процесом перетворювача. Основним змістом дослідження є аналіз електромагнітних процесів у частині особливостей комутаційних процесів та доведення енергетичних можливостей варіантів реалізації перетворювача. Обсяг наукових досліджень, необхідних для цього, поділено на три варіанти, кожен з яких враховує особливості процесів, пов'язаних з різними режимами роботи перетворювачів, за різної частоти імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки та зсуву моменту включення транзисторів відносно інтервалу роботи силових електричних вентилів. В результаті запропоновано узагальнену математичну модель, яка описує різноманіття електромагнітних процесів у перетворювачах, дає змогу розрахувати кути комутації та регулювання, які є основними характеристиками енергетичного процесу та доводить, що розроблені варіанти перетворювача є компенсаційними, тобто здатними не лише компенсувати власну реактивну енергію, а й, у разі необхідності, генерувати реактивну енергію у мережу. Бібл. 12, рис. 2, табл. 1.

Ключові слова: конденсаторна батарея, комутатор, комутуюча напруга, електричний вентиль.

Вступ. Комутація струму силовими електричними вентилями компенсаційного перетворювача має свою особливість. Вона полягає у тому, що комутаційний процес здійснюється не лише за рахунок електрорушійних сил (ЕРС) вторинних обмоток перетворювального трансформатора. Іншою складовою цього процесу є комутуюча напруга, тобто напруга, яка створюється в результаті перезаряду конденсаторів комутуючої ланки складовими струму навантаження та комутації. З цієї причини деякі дослідники таку комутацію називають штучною. Автори вважають цей термін не зовсім вдалим. Комутаційний процес у компенсаційному перетворювачі також є природним, але більш складним та варіативним. Він залежить від схеми компенсаційного перетворювача, конструктивного виконання комутуючої ланки, способу підключення її до силових електричних вентилів та алгоритму керування останніми. При цьому у деяких випадках перетворювач здатний лише компенсувати власну реактивну енергію, і тоді він є швидше не компенсаційним, а компенсованим. Компенсаційним доцільно вважати такий перетворювач електричної енергії, який здатний не лише компенсувати власну реактивну енергію а й, у разі необхідності, генерувати реактивну енергію у мережу.

У роботі досліджуються два варіанти трифазного мостового компенсаційного перетворювача [1]. Один з них (рис. 1) має одну комутуючу ланку, а інший (рис. 2) – дві. Комутуюча ланка складається з трифазної конденсаторної батареї та трифазної групи повністю керованих приладів.

Зауважимо, що розробка та дослідження нових схем з високими енергетичними характеристиками ведеться як у далекому [2, 3], так і у близькому зарубіжжі [4, 5].

В Україні розробка перетворювачів електричної енергії з підвищеними енергетичними характеристиками, які отримали назву компенсаційних, приходиться на другу половину минулого сторіччя. На той час найбільш відомою організацією з розробки та промислового впровадження компенсаційних перетворювачів був Київський політехнічний інститут. Роботи очолював відомий вчений Чиженко І.М.

Перші компенсаційні перетворювачі мали комутуючу ланку, яка складалася з трифазної конденсаторної батареї та трифазного зрівноважувального реактора. Останній був вартісним елементом перетворювача та місцем додаткових втрат електричної енергії. Результатом пошуку удосконалення схеми компенсаційних перетворювачів та підвищення їхніх енергетичних характеристик

стала ідея заміни трифазного зрівноважувального реактора групою з трьох тиристорів. Винахід захищений авторським свідоцтвом СРСР № 1175338 «Компенсаційний випрямляч (його варіанти)» з пріоритетом від 07 березня 1984 року. Авторами винаходу були Чиженко І.М. з колегами, одним з яких є і співавтор даної публікації.

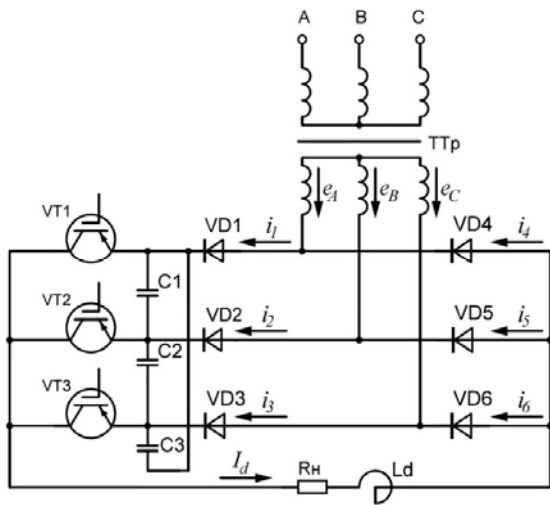


Рис. 1

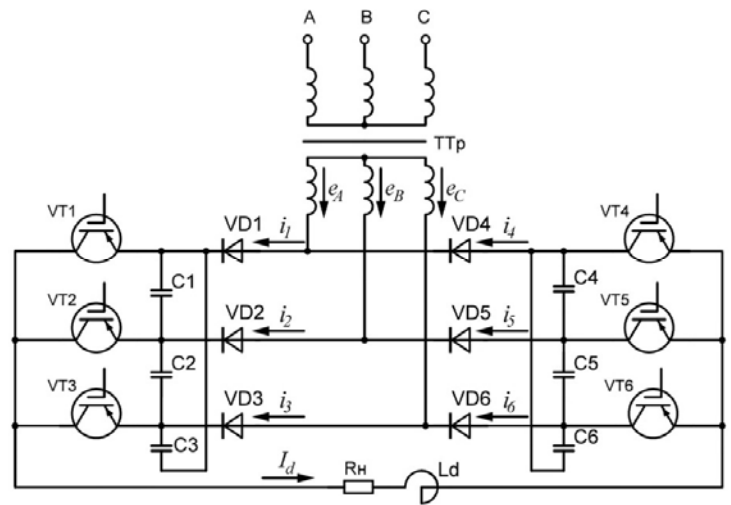


Рис. 2

На сьогодні розробку й ґрунтовні дослідження перетворювачів з високими енергетичними характеристиками ведуть також науковці Інституту електродинаміки НАН України та інші спеціалісти у галузі енергетичної електроніки. Так у публікації [6] наведено результати дослідження електромагнітних процесів у схемі мостового перетворювача з двома комутуючими ланками, де як комутатор використовується трифазна група тиристорів. У результаті проведеного дослідження автор дійшов висновку, що характеристики випрямляча близькі до аналогічних залежностей, які необхідно реалізувати в автономних електроенергетичних установках за схемою: приводний двигун – асинхронний генератор – навантаження генератора для підтримки на виході генератора стабільної напруги, що дорівнює номінальній. Ця обставина відкриває хороші перспективи використання розглянутого компенсаційного випрямляча в системі збудження асинхронного генератора автономного джерела постійної напруги. Така система крім випрямляча містить також батарею конденсаторів початкового збудження, яка за $U=U_{ном}$ генерує постійну реактивну потужність, величина якої визначається ємністю цих конденсаторів.

Інше застосування компенсаційного перетворювача задля покращення умов запуску потужних асинхронних двигунів та підвищення енергетичної ефективності роботи технологічних споживачів наведено у [7–9]. Дослідженнями авторів доведено, що застосування удосконаленої схеми трифазного мостового компенсаційного перетворювача для запуску двигунів дає змогу знизити пускові струми майже удвічі. Комутуюча ланка перетворювача, який застосовувався у вказаному дослідженні, також містила трифазну групу тиристорів.

Подальше удосконалення схем компенсаційних перетворювачів автори бачать у застосуванні технічного рішення, яке полягає у заміні трифазних груп тиристорів комутуючої ланки трифазними групами повністю керованих приладів. Деякі дані щодо досягнутого при цьому ефекту викладено у даній публікації.

Якщо у перетворювачі електричної енергії, реалізованому за новою схемою, немає можливості створити комутуючу напругу, здатну забезпечити випереджаючий кут регулювання силових електричних вентилів, то він не може розглядатися як варіант реалізації у вигляді компенсаційного перетворювача.

Деякі результати попереднього дослідження умов формування комутуючої напруги опубліковано у технічній літературі [10, 11]. У статті [10] розглядається один із багатьох можливих режимів роботи мостового компенсаційного випрямляча. Дослідження проведено за умови, що частота проходження імпульсів управління транзисторами комутуючої ланки дорівнює частоті мережевої напруги, а регулювання транзисторами здійснюється в межах роботи силового

електричного вентиля своєї фази. При цьому струм фази конденсаторної батареї комутуючої ланки i_C в інтервалі комутації дорівнює

$$i_C = -2i_k / 3, \quad (1)$$

де i_k – струм комутації силового електричного вентиля.

Дані досліджень, наведені у [11], де розглядаються умови перезаряду батареї конденсаторів за підвищеної частоти імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки, показують, що така ж закономірність зміни струму фази конденсаторів буде і за 16-кратної частоти.

Якщо частота проходження імпульсів управління транзисторами комутуючої ланки дорівнює частоті мережевої напруги, а регулювання транзисторами здійснюється в межах роботи силового електричного вентиля наступної фази, струм фази конденсаторної батареї комутуючої ланки в інтервалі комутації дорівнює

$$i_C = I_d / 3 - 2i_k / 3, \quad (2)$$

де I_d – випрямлений струм трифазного мостового перетворювача.

Така закономірність (2) відповідає керуванню транзисторами комутуючої ланки за частоти імпульсів 2-, 4- і 32-кратній.

Якщо частота керування транзисторами комутуючої ланки 8-кратна, струм фази конденсаторної батареї комутуючої ланки в інтервалі комутації дорівнює

$$i_C = I_d / 2 - i_k / 2. \quad (3)$$

Викладене засвідчує, що створення узагальненої математичної моделі трифазного мостового компенсаційного перетворювача потребує дослідження електромагнітних процесів у різних режимах роботи, за різної частоти імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки та зсуву моменту включення транзисторів відносно інтервалу роботи силових електричних вентилів.

Мета роботи. Створення узагальненої математичної моделі трифазного мостового компенсаційного перетворювача. Аналіз особливостей електромагнітних процесів у різних режимах його роботи, за різної частоти імпульсів керування транзисторів комутуючої ланки та зсуву моменту включення транзисторів відносно інтервалу роботи силових електричних вентилів. На основі аналізу зробити висновок щодо енергетичних показників перетворювачів, реалізованих за досліджуваними схемами.

Результати досліджень. Вхідним пристроєм досліджуваних варіантів трифазного мостового компенсаційного перетворювача є трифазний трансформатор (ТТр). Дані мережі живлення, до якої він підімкнений, є сукупністю відомих вхідних характеристик. У дослідженні вона вважається стандартною симетричною трифазною системою прямого чергування фаз

$$\begin{aligned} e_A &= E_m \sin(\vartheta + \pi / 6 + \psi); \\ e_B &= E_m \sin(\vartheta - \pi / 2 + \psi); \\ e_C &= E_m \sin(\vartheta + 5\pi / 6 + \psi), \end{aligned} \quad (4)$$

де E_m – амплітуда вторинної фазної ЕРС перетворювального трансформатора; ϑ – поточна змінна; ψ – початкова фаза напруги під час включення вентиля.

У трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі з однією комутуючою ланкою (рис. 1) у компенсаційному режимі працюють лише силові електричні вентиля катодної групи. Комутація струму вентилями анодної групи здійснюється так, як і у будь-якому (некомпенсаційному) трифазному мостовому перетворювачі. Тож спочатку розглянемо цей комутаційний процес.

Нехай розглядається комутація з силового електричного вентиля VD6 на VD4. Контур комутації складається з фаз A і C перетворювального трансформатора, до яких підключені зазначені вентиля, і самих вентилів. Далі прийняті наступні припущення:

- система ЕРС вторинної обмотки трансформатора симетрична та синусоїдна;
- силові електричні вентиля – ідеальні ключі;
- активним опором обладнання та ошиновки нехтуємо;
- нехтуємо струмом намагнічування трансформатора;
- струм навантаження ідеально згладжений.

У анодній групі вентилів комутація струму здійснюється напругою вторинної обмотки перетворювального трансформатора. Тому рівняння контуру комутації струму вентилями цієї групи має вигляд

$$e_A - x_\gamma \frac{di_4}{d\vartheta} - e_C + x_\gamma \frac{di_6}{d\vartheta} = 0, \quad (5)$$

де x_γ – узагальнений реактивний опір фази кола змінного струму.

Це відоме у технічній літературі [12] рівняння контуру комутації трифазного мостового перетворювача, яке після деяких математичних перетворень запишемо так

$$2x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta} = \sqrt{3}E_m \sin(\vartheta + \psi).$$

В результаті його розв'язку отримаємо закономірність зміни струму комутації вентилів анодної групи діодного перетворювача

$$i_k = \frac{\sqrt{3}E_m}{2x_\gamma} (1 - \cos \vartheta). \quad (6)$$

Комутація струму силовими електричними вентилями катодної частини трифазного мостового компенсаційного перетворювача з однією комутуючою ланкою і обома трифазними групами силових електричних вентилів перетворювача з двома комутуючими ланками здійснюється однаково. Цей комутаційний процес є більш складним. Нехай розглядається комутація з силового електричного вентиля VD3 на VD1. Контур комутації складається з фаз A і C перетворювального трансформатора, до яких підключені зазначені вентиля, самих вентилів і фази конденсаторної батареї, включеної між комутуючими вентилями. Тому рівняння контуру комутації струму цими вентилями має вигляд

$$2x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta} - u_C = \sqrt{3}E_m \sin(\vartheta + \psi).$$

Це рівняння комутації струму силовими електричними вентилями будь-якого перетворювача компенсаційного типу, де

$$u_C = \frac{1}{\omega C} \int_0^\vartheta i_C d\vartheta + u_C(0).$$

Фактично уся сукупність можливих режимів роботи перетворювачів електричної енергії, реалізованих за трифазною мостовою компенсаційною схемою, описується одним узагальненим диференціальним рівнянням

$$2x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta} - \frac{1}{\omega C} \int_0^\vartheta i_C d\vartheta - u_C(0) = \sqrt{3}E_m \sin(\vartheta + \psi). \quad (7)$$

Дані, наведені у вступній частині публікації, показують, що усе різноманіття електромагнітних процесів у досліджуваних перетворювачах потребує трьох варіантів розв'язку останнього рівняння

$$2x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta} + \frac{1}{\omega C} \int_0^\vartheta \frac{2}{3} i_k d\vartheta - u_C(0) = \sqrt{3}E_m \sin(\vartheta + \psi). \quad (7a)$$

$$2x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta} - \frac{1}{\omega C} \int_0^\vartheta \left(\frac{I_d}{3} - \frac{2}{3} i_k \right) d\vartheta - u_C(0) = \sqrt{3}E_m \sin(\vartheta + \psi). \quad (7б)$$

$$2x_\gamma \frac{di_k}{d\vartheta} - \frac{1}{\omega C} \int_0^\vartheta \left(\frac{I_d}{2} - \frac{1}{2} i_k \right) d\vartheta - u_C(0) = \sqrt{3}E_m \sin(\vartheta + \psi). \quad (7в)$$

Варіант а. Розрахунок за цим варіантом відповідає режиму роботи перетворювача, за якого імпульси керування транзисторами комутуючої ланки мають частоту мережі живлення, а регулювання здійснюється в межах роботи силового електричного вентиля своєї фази. Така ж закономірність зміни струму фази конденсаторної батареї (1) буде і за 16-кратної частоти імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки.

Продиференціювавши (7а), отримаємо лінійне диференціальне рівняння другого ступеня

$$2\omega L_\gamma \frac{d^2 i_k}{d\vartheta^2} + \frac{2i_k}{3\omega C} = \sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi). \quad (8)$$

Його розв'язок відносно струму комутації має дві складові: вимушену та вільну, тобто $i_k = i_k' + i_k''$.

Рівняння для визначення коренів характеристичного рівняння буде

$$2\omega L_\gamma p^2 + \frac{2}{3\omega C} = 0, \quad \text{звідки} \quad p^2 = -(3\omega^2 L_\gamma C)^{-1}.$$

$$\text{Таким чином} \quad p_{1,2} = \pm j(3\omega^2 L_\gamma C)^{-1/2} = \pm j\omega_0 / \omega, \quad (9)$$

$$\text{де } \omega_0 = (3L_\gamma C)^{-1/2} \text{ – власна частота контуру комутації.} \quad (9a)$$

Відповідно до характеру коренів, вільну складову струму комутації запишемо так

$$i_k'' = K_1 \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta + K_2 \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta.$$

Не вдаючись до деталей подальшого розв'язку, які представлено у [6], наведемо остаточний вираз струму комутації силовими електричними вентилями компенсаційної частини перетворювачів

$$i_k = \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma} - \frac{\sqrt{3}E_m \cos \alpha}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma} \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta - \frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{3}E_m \sin \alpha}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma} \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (10)$$

Варіант б. Розрахунок за цим варіантом відповідає режиму роботи перетворювача, за якого імпульси керування транзисторами комутуючої ланки мають частоту мережі живлення, а регулювання здійснюється в межах роботи силового електричного вентиля наступної фази. Така ж закономірність зміни струму фази конденсаторної батареї (2) відповідає керуванню транзисторами комутуючої ланки за частоти імпульсів 2-, 4- і 32-кратній.

Розв'язок (7б) проводимо за тим же алгоритмом, що і у попередньому варіанті.

Після диференціювання отримаємо

$$2\omega L_\gamma \frac{d^2 i_k}{d\vartheta^2} + \frac{2i_k}{3\omega C} - \frac{I_d}{3\omega C} = \sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi) \quad \text{чи} \quad 2\omega L_\gamma \frac{d^2 i_k}{d\vartheta^2} + \frac{2i_k}{3\omega C} = \sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi) + \frac{I_d}{3\omega C}. \quad (11)$$

На відміну від попереднього дослідження (варіант а), вирішення цього неоднорідного диференціального рівняння щодо закономірності зміни струму комутації складається з двох вимушених складових та однієї вільної

$$i_k = i_{k1}' + i_{k2}' + i_k''. \quad (12)$$

Але співвідношення для визначення коренів характеристичного рівняння залишається таким же, як і у попередньому дослідженні. Тож і корені характеристичного рівняння можна розрахувати за виразом (9). Відповідно зазначеному, вільну складову струму комутації запишемо так

$$i_k'' = B_1 \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta + B_2 \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (13)$$

Перше окреме рішення отримаємо, розв'язавши рівняння

$$\frac{d^2 i_{k1}'}{d\vartheta^2} + \frac{i_{k1}'}{3\omega^2 L_\gamma C} = \frac{I_d}{6\omega^2 L_\gamma C}.$$

При цьому отримаємо

$$i_{k1}' = I_d / 2. \quad (14)$$

Друге окреме рішення визначимо з наступного рівняння:

$$\frac{d^2 i_{k2}'}{d\vartheta^2} + \frac{i_{k2}'}{3\omega^2 L_\gamma C} = \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2\omega L_\gamma}.$$

Йому відповідає друга вимушена складова виразу (12)

$$i_{k2}' = \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (15)$$

Урахувавши (12) – (15), закономірність зміни струму комутації у загальному вигляді буде такою

$$i_k = \frac{1}{2}I_d + \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma} + B_1 \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta + B_2 \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (16)$$

Умови визначення сталих інтегрування.

1. У момент початку комутації за $\vartheta = 0$, струм комутації $i_k = 0$, звідки отримаємо

$$B_1 = -\frac{1}{2}I_d - \frac{\sqrt{3}E_m \cos \alpha}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (17)$$

2. Комутація струму починається в момент, коли лінійна напруга вторинної обмотки перетворювального трансформатора зрівняється за величиною з комутуючою напругою фази конденсаторної батареї, включеної між комутуючими вентилями, і різниця зазначених напруг при цьому дорівнюватиме нулю. Тому

$$B_2 = -\frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{3}E_m \sin \alpha}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (18)$$

Ураховуючи три останні співвідношення, остаточний вираз струму комутації електричних вентилів компенсаційної частини досліджуваного перетворювача за варіантом б має вигляд

$$i_k = \frac{1}{2}I_d + \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma} - \left(\frac{1}{2}I_d + \frac{\sqrt{3}E_m \cos \alpha}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma}\right) \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta - \frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{3}E_m \sin \alpha}{2/3\omega C - 2\omega L_\gamma} \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (19)$$

Варіант в. Розрахунок за цим варіантом відповідає режиму роботи перетворювача, за якого імпульси керування транзисторами комутуючої ланки мають 8-кратну частоту. Тож, згідно викладеного вище, розв'язку підлягає співвідношення (7в). Продиференціювавши його, отримаємо

$$2\omega L_\gamma \frac{d^2 i_k}{d\vartheta^2} + \frac{i_k}{2\omega C} - \frac{I_d}{2\omega C} = \sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)$$

або

$$2\omega L_\gamma \frac{d^2 i_k}{d\vartheta^2} + \frac{i_k}{2\omega C} = \sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi) + \frac{I_d}{2\omega C}. \quad (20)$$

Як і дослідженні вище (варіант б), вирішення цього неоднорідного диференціального рівняння щодо струму комутації складається з двох вимушених складових та однієї вільної

$$i_k = i_{k1}' + i_{k2}' + i_k''. \quad (21)$$

Рівняння для визначення коренів характеристичного рівняння

$$2\omega L_\gamma p^2 + \frac{1}{2\omega C} = 0, \quad \text{звідки} \quad p^2 = -\frac{1}{4\omega^2 L_\gamma C}.$$

Таким чином

$$p_{1,2} = \pm j(4\omega^2 L_\gamma C)^{-1/2} = \pm j\omega_0 / \omega, \quad (22)$$

де $\omega_0 = (4L_\gamma C)^{-1/2}$ – власна частота контуру комутації.

Відповідно до характеру коренів характеристичного рівняння, вільну складову струму комутації запишемо так

$$i_k'' = D_1 \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta + D_2 \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (23)$$

Перше окреме рішення отримаємо, розв'язавши рівняння

$$\frac{d^2 i_{k1}'}{d\vartheta^2} + \frac{i_{k1}'}{4\omega^2 L_\gamma C} = \frac{I_d}{4\omega^2 L_\gamma C}.$$

При цьому отримаємо

$$i_{k1}' = I_d. \quad (24)$$

Друге окреме рішення визначимо з наступного рівняння:

$$\frac{d^2 i_{k2}'}{d\vartheta^2} + \frac{i_{k2}'}{4\omega^2 L_\gamma C} = \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{2\omega L_\gamma}.$$

Його розв'язок дає

$$i_{k2}' = \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{1/2\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (25)$$

При цьому закономірність зміни струму комутації у загальному вигляді буде такою

$$i_k = I_d + \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{1/2\omega C - 2\omega L_\gamma} + D_1 \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta + D_2 \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (26)$$

Умови визначення сталих інтегрування такі ж, як і у попередніх варіантах досліджень: у момент початку комутації за $\vartheta=0$ струм комутації $i_k = 0$, а комутація струму починається в момент, коли лінійна напруга вторинної обмотки перетворювального трансформатора зрівняється за величиною з комутуючою напругою фази конденсаторної батареї, включеної між комутуючими вентилями. При цьому обидві сталі інтегрування запишуться наступним чином:

$$D_1 = -I_d - \frac{\sqrt{3}E_m \cos \alpha}{1/2\omega C - 2\omega L_\gamma}, \quad D_2 = -\frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{3}E_m \sin \alpha}{1/2\omega C - 2\omega L_\gamma}. \quad (27)$$

Враховуючи (26) та (27), остаточно вираз струму комутації електричних вентилів компенсаційної частини досліджуваного перетворювача за варіантом *в* має вигляд

$$i_k = I_d + \frac{\sqrt{3}E_m \cos(\vartheta + \psi)}{1/2\omega C - 2\omega L_\gamma} - \left(I_d + \frac{\sqrt{3}E_m \cos \alpha}{1/2\omega C - 2\omega L_\gamma} \right) \cos \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta - \frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\sqrt{3}E_m \sin \alpha}{1/2\omega C - 2\omega L_\gamma} \sin \frac{\omega_0}{\omega} \vartheta. \quad (28)$$

Узагальнений нормований вираз струму комутації силовими електричними вентилями отримаємо наступним чином. Поділимо (10), (19) та (28) на випрямлений струм I_d досліджуваних перетворювачів і застосуємо наступну систему базисних величин:

- базисна напруга: $U_6 = \sqrt{3}E_m$;
- базисний струм: $I_6 = \sqrt{3}E_m / 2x_\gamma$, де x_γ – індуктивний опір фази перетворювального трансформатора, приведений до його вторинної обмотки;
- базисна частота: $\omega_6 = \omega = 314$;
- базисна реактивність кола змінного струму: $x_6 = \sqrt{3}E_m / 2I_d$.

Після деяких математичних перетворень узагальнений нормований вираз струму комутації вентилів компенсаційної частини досліджуваного випрямляча у будь-якому режимі його роботи запишемо наступним чином:

$$i_{k*} = N + \frac{\cos(\vartheta - \alpha)}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} - \left(N + \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \right) \cos \omega_{0*} \vartheta - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0*} x_{\gamma*}(\omega_{0*}^2 - 1)} \sin \omega_{0*} \vartheta. \quad (29)$$

Користуючись останнім співвідношенням, необхідно пам'ятати про залежність числового значення коефіцієнта N від режиму роботи перетворювача та умов перезаряду конденсаторів комутуючої ланки:

- $N = 0$ у режимі роботи за варіантом *а*;
- $N = 0.5$ у режимі роботи за варіантом *б*;
- $N = 1.0$ у режимі роботи за варіантом *в*.

Окрім того також звернімо увагу на те, що у режимі роботи за варіантом *в* власна частота контуру комутації розраховується за співвідношенням (22а), а в режимах роботи за іншими варіантами – за співвідношенням (9а).

У вираз струму комутації (29) входить величина α . Це кут регулювання силових електричних вентилів, які у досліджуваних варіантах трифазного мостового компенсаційного перетворювача є діодами. Кут регулювання встановлюється довільно та залежить від низки факторів: струму навантаження перетворювача, кута комутації струму силовими електричними вентилями γ , ємності фази конденсаторів комутуючої ланки, способу керування транзисторами комутуючої ланки та ін. Але узагальнюючим фактором для усього перерахованого є комутаційна напруга.

Її нормований вираз у разі з'єднання конденсаторної батареї трикутником має вигляд

$$u_{C\Delta*} = \frac{3}{2} x_{\gamma*} \omega_{0*}^2 \int_0^\vartheta i_{C*} d\vartheta + u_{C*}(0). \quad (30)$$

Задля розрахунку двох основних характеристик комутаційного процесу (кута комутації γ та кута регулювання α) необхідно мати два рівняння. Першим з них є співвідношення (29), записане для моменту $\vartheta = \gamma$. Як відомо, у цей момент комутація струму силовими електричними вентилями закінчується, струм комутації набуває усталеного значення, нормована величина якого дорівнює 1.

Другим рівнянням є вираз, за яким розраховується значення комутуючої напруги у момент комутації $u_{C*}(0)$. Для будь-якого режиму роботи трифазного мостового компенсаційного перетворювача це рівняння отримується з (30) після розрахунку комутуючої напруги по окремих інтервалах. З останнього випливає, що варіантів другого рівняння буде значно більше, ніж першого, оскільки досліджувати потрібно усі режими роботи за усіх частотах імпульсів керування транзисторами комутуючої ланки. Універсальність цього рівняння полягає у тому, що за будь-якого режиму роботи компенсаційного перетворювача нормована величина початкового значення комутуючої напруги дорівнює $\sin \alpha$.

Як приклад такого розрахунку розглянемо режим роботи перетворювача за варіантом *a* під час керування транзисторами комутуючої ланки в межах своєї фази. Кількість ділянок кривої комутуючої напруги (дев'ять) така ж, як і кількість ділянок кривої струму:

перша: $i_{C^*} = -2i_{k^*}/3, \quad 0 \leq \vartheta \leq \gamma$; $u_{C\Delta^*(1)} = -x_{\gamma^*}\omega_0^2 \int_0^\vartheta i_{k^*} d\vartheta + u_{C^*}(0)$.

В кінці ділянки за $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(1)k} = -x_{\gamma^*}\omega_0^2 \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta + u_{C^*}(0)$.

Друга: $i_{C^*} = -2/3, \quad 0 \leq \vartheta \leq \theta$; $u_{C\Delta^*(2)} = \frac{3}{2}x_{\gamma^*}\omega_0^2 \int_0^\vartheta i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(1)k} = -x_{\gamma^*}\omega_0^2 \vartheta - x_{\gamma^*}\omega_0^2 \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta + u_{C^*}(0)$.

В кінці ділянки за $\vartheta = \theta$, $u_{C\Delta^*(2)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 (-\theta - \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta) + u_{C^*}(0)$.

Третя: $i_C = 0, \quad 0 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 - \theta - \gamma)$; $u_{C\Delta^*(3)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 (-\theta - \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(3)k}$.

Четверта: $i_{C^*} = i_{k^*}/3, \quad 0 \leq \vartheta \leq \gamma$; $u_{C\Delta^*(4)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \frac{1}{2} \int_0^\vartheta i_{k^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(3)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 (\frac{1}{2} \int_0^\vartheta i_{k^*} d\vartheta - \theta - \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta) + u_{C^*}(0)$.

В кінці ділянки за $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(4)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 (-\theta - \frac{1}{2} \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta) + u_{C^*}(0)$.

П'ята: $i_{C^*} = 1/3, \quad 0 \leq \vartheta \leq \theta$; $u_{C\Delta^*(5)} = \frac{3}{2}x_{\gamma^*}\omega_0^2 \int_0^\vartheta i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(4)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 (\frac{1}{2} \vartheta - \theta - \frac{1}{2} \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta) + u_{C^*}(0)$.

В кінці ділянки за $\vartheta = \theta$, $u_{C\Delta^*(5)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 (-\frac{\theta}{2} - \frac{1}{2} \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta) + u_{C^*}(0)$.

Шоста: $i_C = 0, \quad 0 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 - \theta - \gamma)$; $u_{C\Delta^*(6)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 (-\frac{\theta}{2} - \frac{1}{2} \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta) + u_{C^*}(0) = u_{C\Delta^*(6)k}$.

Сьома: $i_{C^*} = i_{k^*}/3, \quad 0 \leq \vartheta \leq \gamma$; $u_{C\Delta^*(7)} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \frac{1}{2} \int_0^\vartheta i_{k^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(6)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 (\frac{1}{2} \int_0^\vartheta i_{k^*} d\vartheta - \frac{\theta}{2} - \frac{1}{2} \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta) + u_{C^*}(0)$.

В кінці ділянки за $\vartheta = \gamma$, $u_{C\Delta^*(7)k} = -x_{\gamma^*}\omega_0^2 \frac{\theta}{2} + u_{C^*}(0)$.

Восьма: $i_{C^*} = 1/3, \quad 0 \leq \vartheta \leq \theta$; $u_{C\Delta^*(8)} = \frac{3}{2}x_{\gamma^*}\omega_0^2 \int_0^\vartheta i_{C^*} d\vartheta + u_{C\Delta^*(7)k} = x_{\gamma^*}\omega_0^2 (\frac{1}{2} \vartheta - \frac{\theta}{2}) + u_{C^*}(0)$.

В кінці ділянки за $\vartheta = \theta$, $u_{C\Delta^*(8)k} = u_{C^*}(0)$.

Дев'ята: $i_C = 0, \quad 0 \leq \vartheta \leq (2\pi/3 - \theta - \gamma)$; $u_{C\Delta^*(9)} = u_{C^*}(0)$.

Визначимо початкове значення комутуючої напруги, виходячи з умови, що крива комутуючої напруги не має постійної складової, тобто її середнє значення за період дорівнює нулю. Виконавши розрахунок, подробиці якого тут не наведено, отримаємо

$$u_{C^*}(0) = x_{\gamma^*}\omega_0^2 \left(\frac{\theta}{2} + \frac{1}{2} \int_0^\gamma i_{k^*} d\vartheta \right). \quad (31)$$

У вирази кривої комутуючої напруги на окремих ділянках та у (31) входить інтегральна функція струму комутації

$$\begin{aligned} \int_0^\vartheta i_{k^*} d\vartheta &= \int_0^\vartheta \left(\frac{\cos(\vartheta - \alpha)}{x_{\gamma^*}(\omega_0^2 - 1)} - \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma^*}(\omega_0^2 - 1)} \cos \omega_0 \vartheta - \frac{\sin \alpha}{\omega_0 x_{\gamma^*}(\omega_0^2 - 1)} \sin \omega_0 \vartheta \right) d\vartheta = \\ &= \frac{\sin(\vartheta - \alpha) + \sin \alpha}{x_{\gamma^*}(\omega_0^2 - 1)} - \frac{\cos \alpha}{\omega_0 x_{\gamma^*}(\omega_0^2 - 1)} \sin \omega_0 \vartheta + \frac{\sin \alpha}{\omega_0^2 x_{\gamma^*}(\omega_0^2 - 1)} (\cos \omega_0 \vartheta - 1) \end{aligned} \quad (32)$$

З викладеного випливає, що узагальнена система рівнянь для розрахунку кутів регулювання та комутації має бути записана наступним чином:

$$1 = N + \frac{\cos(\gamma - \alpha)}{x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1)} - \left(N + \frac{\cos \alpha}{x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1)}\right) \cos \omega_{0^*} \gamma - \frac{\sin \alpha}{\omega_{0^*} x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1)} \sin \omega_{0^*} \gamma ;$$

$$\sin \alpha = x_{\gamma^*} \omega_{0^*}^2 \left(M + \frac{1}{2} \int_0^{\gamma} i_{k^*} d\vartheta\right).$$

Тобто, для розрахунку кутів регулювання та комутації потрібно розв'язати систему двох нелінійних рівнянь. У роботі для цього використано метод Н'ютона. Причому для режиму роботи перетворювача за варіантом a у разі керування транзисторами комутуючої ланки в межах своєї фази у наведеній вище системі рівнянь, який розглядається як приклад застосування методики розрахунку, $N = 0$, а $M = \theta / 2$.

Сама ж система рівнянь, яка підлягає розв'язку, після деяких математичних перетворень набуває вигляду

$$F(\alpha, \gamma) = \cos(\gamma - \alpha) - \cos \alpha \cdot \cos \omega_{0^*} \gamma - (\sin \alpha \cdot \sin \omega_{0^*} \gamma) / \omega_{0^*} - x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1);$$

$$G(\alpha, \gamma) = \theta \cdot x_{\gamma^*}(\omega_{0^*}^2 - 1) + \sin(\gamma - \alpha) - \sin \alpha + \sin \alpha (\cos \omega_{0^*} \gamma + 1) / \omega_{0^*} - (\cos \alpha \cdot \sin \omega_{0^*} \gamma) / \omega_{0^*}.$$

	ω_{0^*}	x_{γ^*}	Θ радіани	α градуси	γ градуси
1	3.1	0.1	0.2	10.5	28.4
2	3.1	0.1	0.4	16.2	28.5
3	3.1	0.1	0.6	22.0	28.8
4	3.1	0.1	0.8	28.2	29.3
5	3.1	0.1	1.0	34.8	30.1
6	3.1	0.1	1.2	42.1	31.3
7	3.1	0.1	1.4	50.5	33.4
8	3.1	0.1	1.6	61.6	37.3

У таблиці наведено результати числового розрахунку одного з можливих режимів роботи трифазного мостового компенсаційного перетворювача, які отримано шляхом застосування методу Н'ютона. Дані таблиці показують можливість трифазного мостового компенсаційного перетворювача щодо регулювання процесу генерації реактивної енергії за рахунок керування транзисторами комутуючої ланки. Зі збільшенням моменту затримки вступу в роботу транзистора комутуючої ланки своєї фази Θ , у розрахунковому режимі кут регулювання α зростає від 10.5° до 61.6° . В інших режимах роботи зазначені числові показники будуть іншими, але збільшення Θ завжди призводить до зростання кута регулювання α .

Також звернімо увагу на енергетичну характеристику трифазного мостового компенсаційного перетворювача. У роботі досліджуються два варіанти перетворювача: з однією комутуючою ланкою та з двома. Різна технічна реалізація перетворювачів за зазначеними схемами накладає певні обмеження на можливості генерації реактивної енергії ними у різних режимах роботи.

Силкові електричні вентиля анодної частини перетворювача з однією комутуючою ланкою вступають в роботу у момент переходу через нульове значення кривої лінійної напруги вторинної обмотки перетворювального трансформатора. Кут комутації цих вентилів обчислюється за співвідношенням (6), з нормованого виразу якого випливає, що $\cos \gamma = 1 - x_{\gamma^*}$. Для розрахункового режиму, дані якого наведено у таблиці, $x_{\gamma^*} = 0.1$, тож кут комутації силових електричних вентилів анодної частини перетворювача у розрахунковому режимі дорівнює $\gamma = 25.8^{\circ}$.

Якщо далі збільшувати кут Θ , умови комутації струму силовими електричними вентилями анодної групи не зміняться. Момент вступу їх у роботу та величина кута комутації не поміняються. Умови комутації струму силовими електричними вентилями катодної групи залежать від кута Θ . Причиною цього є зростання напруги на конденсаторах комутуючої ланки. Але збільшення величини кутів комутації та регулювання має обмеження. Воно полягає у тому, що в результаті збільшення кута регулювання початок комутації струму силовими електричними вентилями фази катодної частини перетворювача може збігтися з кінцем комутації струму вентилями тієї ж фази анодної частини перетворювача. Така ситуація має місце, коли сума кута комутації силових електричних вентилів анодної частини перетворювача та випереджаючого кута регулювання вентилів катодної частини перетворювача дорівнюватиме 60° .

Для того робочого режиму, який розглядається як приклад числового розрахунку, за $\gamma = 25.8^{\circ}$ межею максимального значення кута регулювання є $\alpha_{\max} = 60^{\circ} - \gamma = 60^{\circ} - 25.8^{\circ} = 34.2^{\circ}$. Це значення приблизно відповідає п'ятому рядку даних таблиці.

Якщо далі збільшувати кут Θ , умови комутації струму силовими електричними вентилями анодної групи не зміняться. Момент вступу їх у роботу та величина кута комутації не поміняються.

Умови комутації струму силовими електричними вентилями катодної групи залежать від кута Θ . Причиною цього є зростання напруги на конденсаторах комутуючої ланки. Але збільшення величини кутів комутації та регулювання має обмеження. Воно полягає у тому, що в результаті збільшення кута регулювання початок комутації струму силовими електричними вентилями фази катодної частини перетворювача може збігтися з кінцем комутації струму вентилями тієї ж фази анодної частини перетворювача. Така ситуація має місце, коли сума кута комутації силових електричних вентилів анодної частини перетворювача та випереджаючого кута регулювання вентилів катодної частини перетворювача дорівнюватиме 60° .

Для того робочого режиму, який розглядається як приклад числового розрахунку, за $\gamma = 25.8^{\circ}$ межею максимального значення кута регулювання є $\alpha_{\max} = 60^{\circ} - \gamma = 60^{\circ} - 25.8^{\circ} = 34.2^{\circ}$. Це значення приблизно відповідає п'ятому рядку даних таблиці.

У досліджуваному перетворювачі з двома комутуючими ланками силові електричні вентиля обох груп працюють у компенсаційному режимі, тому там зазначеного вище обмеження немає. Про це свідчать дані таблиці, які дають підстави для висновку, що перетворювачі електричної енергії, реалізовані за схемами з однією та двома комутуючими ланками, є компенсаційними.

Висновки. Підтверджено, що у перетворювачах, реалізованих за обома варіантами досліджуваних схем, є можливість забезпечення регульованого компенсованого чи компенсаційного режимів роботи. Тож обидва варіанти схемної реалізації трифазного мостового перетворювача є перспективними для застосування у вигляді енергоефективних пристроїв енергетичної електроніки для живлення технологічних споживачів постійного струму.

Створення узагальненої математичної моделі трифазного мостового компенсаційного перетворювача є підґрунтям для дослідження електромагнітних процесів у ньому та розробки методики розрахунку його вихідних характеристик. У публікації, згідно мети роботи, досліджено лише одну характеристику – енергетичну. Тож наукові результати публікації мають перспективу подальшого застосування під час дослідження інших вихідних характеристик перетворювача.

1. Бойко В.С. Трифазний мостовий компенсаційний перетворювач. Патент України на корисну модель № 142864, 2020.
2. Trainer D., Withanage R., Whitehouse R., Cross A. Multilevel voltage source converter. Patent US No 8879291 B2, 2014.
3. Gan Wei, Ji Hongchao, Yang Xingwu. A three-phase PWM rectifier with reactive power compensation function. IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC). Hong Kong, China, 07-10 December 2014. DOI: <https://doi.org/10.1109/APPEEC.2014.7066073>.
4. Зайцев А.И., Тихонов Н.К., Смирнов Ю.В. Компенсационный преобразователь. Патент РФ № 2407137, 2010.
5. Хохлов Ю.И., Федорова М.Ю. Компенсированная система электроснабжения удаленных потребителей электрической энергии. Патент РФ № 2557065, 2015.
6. Чиженко А.И. Анализ электромагнитных процессов в компенсационном выпрямителе при ограниченных значениях индуктивности сглаживающего дросселя. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України. Енергоефективність*. 2001. С. 17-27.
7. Butkevych O., Chyzenko O., Popovych O., Trach I., Golovan I. A study of transitional modes of the electric network with the powerful electromechanical load and FACTS. IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS). Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 261-266. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764223>.
8. Chyzenko O.I., Trach I.V. An impact of changes in the inductance of distributions network on the modes and parameters of equipment of thyristor compensator of reactive power. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 4. Pp. 48-54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.04.048>.
9. Буткевич О.Ф., Чиженко О.І., Попович О.М., Трач І.В., Вплив FACTS на режим електричної мережі за прямого пуску потужної асинхронної машини у складі комплексного навантаження. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 6. С. 62-68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.062>.
10. Boiko V., Sotnyk M. Commutating process in a bridge compensation rectifier. IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek). Kharkiv, Ukraine, 05-10 October 2020. Pp. 328-333. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250147>.
11. Бойко В.С., Шкардун О.В., Клочков І.О. Залежність конденсаторної напруги від частоти перемикання ключів комутуючої ланки. *Сучасні проблеми електроенергетичної та автоматики*. 2022. С. 645-651.
12. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники. М.: Высшая школа, 1980. 423 с.

THE FEATURES OF COMMUTATING PROCESSES IN A THREE-PHASE BRIDGE COMPENSATION CONVERTER

V.S. Boiko, O.V. Shkardun

National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,
37, Peremohy Ave., Kyiv, 03056, Ukraine.

E-mail: vsboiko1941@gmail.com.

Electromagnetic processes are investigated in two versions of a three-phase bridge converter with improved energy characteristics, one of which contains one switching link, and the other two. The commutating link consists of a three-

phase capacitor battery and a three-phase group of fully controlled devices. This technical solution makes it possible to ensure the recharging of the capacitors of the commutating link and the control of the energy process of the converter. The main content of the study is the analysis of electromagnetic processes in terms of the features of commutating processes and the proof of the energy capabilities of the options for implementing the converter. The amount of scientific research required for this is divided into three options. Each takes into account the peculiarities of electromagnetic processes associated with different modes of operation of converters, at different frequencies of control pulses of transistors of a commutating link and a shift in the moment of switching on transistors relative to the interval of operation of power electric diodes. As a result, a generalized mathematical model was created. She describes a variety of electromagnetic processes in converters, allows you to calculate the commutating and adjustment angles. They are the main characteristics of the energy process and prove that the developed versions of the converter are compensation. They are able not only to compensate for their own reactive energy, but also, if necessary, to generate reactive energy to the grid. References 12, figures 2, table 1.

Keywords: capacitor battery, commutating, commutating voltage, electric diod.

1. Boiko V.S. Three-phase bridge compensation converter: Patent UA for utility model No 142864, 2020. (Ukr)
2. Trainer D., Withanage R., Whitehouse R., Cross A. Multilevel voltage source converter. Patent US No 8879291 B2, 2014.
3. Gan Wei, Ji Hongchao, Yang Xingwu. A three-phase PWM rectifier with reactive power compensation function. *IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*. Hong Kong, China, 07-10 December 2014. DOI: <https://doi.org/10.1109/APPEEC.2014.7066073>.
4. Zaitsev A.I., Tikhonov N.K., Smirnov Yu.V. Compensating rectifier. Patent RF No 2407137, 2010. (Rus)
5. Khokhlov Yu.I., Fedorova M.Yu. Compensated power supply system for remote consumers of electrical energy. Patent RF No 2557065, 2015. (Rus)
6. Chizhenko A.I. Analysis of electromagnetic processes in a compensation rectifier with limited values of the inductance of the smoothing choke. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy. Enerhoefektyvnist*. 2001. Pp. 17–27. (Rus)
7. Butkevych O., Chyzhenko O., Popovych O., Trach I., Golovan I. A study of transitional modes of the electric network with the powerful electromechanical load and FACTS. *IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*. Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 261-266. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764223>.
8. Chyzhenko O.I., Trach I.V. An impact of changes in the inductance of distributions network on the modes and parameters of equipment of thyristor compensator of reactive power. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 4. Pp. 48-54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.04.048>.
9. Butkevych O.F., Chizhenko O.I., Popovych O.M., Trach I.V., Influence of FACTS on the electric network mode during direct start of a powerful asynchronous machine as part of a complex load. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 6. Pp. 62-68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.062>. (Ukr)
10. Boiko V., Sotnyk M. Commutating process in a bridge compensation rectifier. *IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, Ukraine, 05-10 October 2020. Pp. 328-333. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250147>.
11. Boiko V.S., Shkardun O.V., Klochkov I.O. Dependence of the capacitor voltage on the switching frequency of the switches of the commutating link. *Suchasni problemy elektroenergetiki ta avtomatyki*. 2022. Pp. 645-651. (Ukr)
12. Rudenko V.S., Senko V.I., Chizhenko I.M. Fundamentals of converting technology. Moskva: Vysshaya shkola, 1980. 423 p. (Rus)

Надійшла 06.02.2023
Остаточний варіант 23.03.2023

АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ В КОЛІ «ОБМЕЖУВАЧ НАПРУГИ – ФІЛЬТР НИЖНІХ ЧАСТОТ» ЗА ДІЇ ВИСОКОВОЛЬТНОЇ ІМПУЛЬСНОЇ ЗАВАДИ З МЕРЕЖІ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

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

У роботі проведено теоретичний аналіз проходження високовольтної імпульсної завади (ВІЗ) з мережі електроживлення через тракт «обмежувач напруги – фільтр нижніх частот» з метою кількісної оцінки впливу фільтра на зменшення амплітуди залишкової ВІЗ на електромережному вході електротехнічної та/або радіоелектронної апаратури. За фільтр нижніх частот (ФНЧ) вибрано Г-подібну ланку ФНЧ типу k . Наведено типові засоби обмеження амплітуди ВІЗ (газонаповнені розрядники, варистори, супресори) та показано їхні недоліки. Дано обґрунтування еквівалентної схеми для проведення теоретичного аналізу. Проведений аналіз виявив прямий зв'язок між частотою зрізу ФНЧ, яка визначається номіналами його елементів, і амплітудою залишкової ВІЗ на електромережному вході апаратури, а також підтвердив ефективність увімкнення ФНЧ між виходом типового обмежувача напруги ВІЗ та електромережним входом згаданої апаратури задля подальшого зменшення амплітуди залишкової ВІЗ у разі необхідності. Бібл. 18, рис. 6.

Ключові слова: високовольтна імпульсна завада, розрядник, варистор, супресор.

Вступ. Стійкість електротехнічної та радіоелектронної апаратури до дії високовольтних імпульсних завад ВІЗ з мережі електроживлення є важливим показником надійності та якості згаданої апаратури. Крім того, цей показник регламентується низкою міжнародних і національних стандартів з електромагнітної сумісності [1–4].

Складність зменшення амплітуди ВІЗ до рівня, за якого апаратура «не відчуває» їхню дію, полягає в тому, що амплітуда ВІЗ може сягати 2-х кіловольт і більше, а тривалість фронтів знаходиться в межах від десятків наносекунд до декількох мікросекунд. Тому останні десятиліття фахівці приділяють цьому питанню серйозну увагу [5–13].

Так в роботах [10, 14, 15] показано, що ефективним засобом зменшення ВІЗ є двополюсники з нелінійною вольт-амперною характеристикою (ВАХ) – варистори, супресори та газонаповнені розрядники; їх включають на електромережному вході апаратури. Кожному з цих засобів притаманні ті чи інші недоліки: для газонаповнених розрядників це інерційність спрацьовування, для варисторів та супресорів – високий залишковий рівень напруги ВІЗ (500...800 В) на виході схеми її обмеження.

Щоб додатково зменшити амплітуду ВІЗ на електромережному вході апаратури, в роботі [15] запропоновано включати одну-дві ланки фільтра нижніх частот (ФНЧ) між обмежувачем амплітуди ВІЗ та електромережним входом апаратури. Разом з тим таке інженерне рішення не підкріплене аналізом проходження ВІЗ з мережі електроживлення через тракт «обмежувач напруги – фільтр нижніх частот», що зменшує ефективність та універсальність використання згаданого інженерного рішення.

Мета та постановка задачі. Провести аналіз проходження ВІЗ через тракт «обмежувач напруги – фільтр нижніх частот» з метою кількісної оцінки впливу ФНЧ на зменшення амплітуди залишкової ВІЗ на електромережному вході апаратури.

На рис. 1 показано електричну принципову схему досліджуваного кола.

Імпульс ВІЗ від джерела напруги $u_{ВІЗ}(t)$ з внутрішнім опором $R_{Г}$ поступає на обмежувач напруги VR і далі через Г-подібну ланку ФНЧ з елементами L_{ϕ} , C_{ϕ} на електромережний вхід апаратури (на рис. 1 цей вхід представлений резистором $R_{н}$).

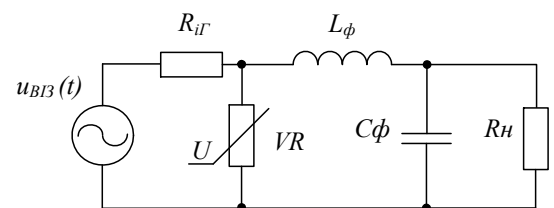


Рис.1

© Павловський В.О., Гурін В.К., Юрченко О.М., 2023
 ORCID ID: *<https://orcid.org/0000-0001-5768-101X>; ** <https://orcid.org/0000-0003-2541-216X>;
 *** <https://orcid.org/0000-0002-2107-2308>

Для спрощення аналізу прийнято, що ФНЧ є найпростішим фільтром типу k , причому параметр $k = \sqrt{L_\phi / C_\phi}$ [16].

Типову ВАХ обмежувача напруги показано на рис. 2.

Напруга ВІЗ являє собою імпульс з амплітудою від сотень вольт до декількох кіловольт та фронтом і зрізом експоненційної форми. Наприклад, ВІЗ мікросекундного діапазону тривалостей [1] має фронт $\tau_\phi = 1$ мкс, тривалість імпульсу на половині амплітуди $\tau_{\text{імп}} = 50$ мкс (рис. 3).

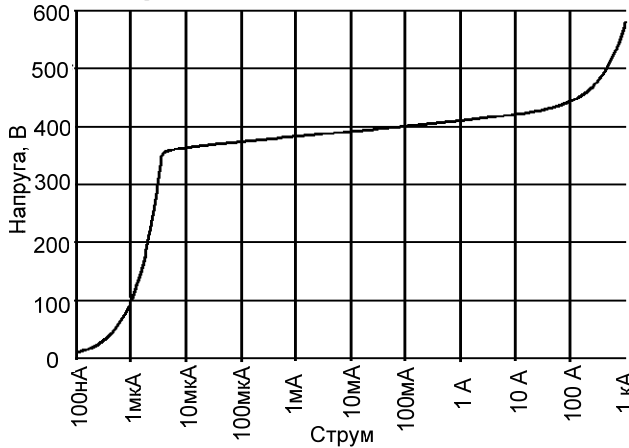


Рис. 2

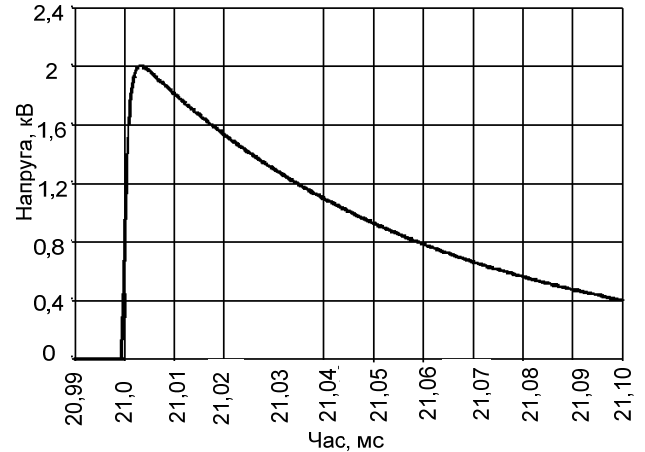


Рис. 3

Напругу $u_{\text{обм}}(t)$, що поступає з обмежувача напруги на вхід ФНЧ, наведено на рис. 4. Вона являє собою двополярне коливання форми, близької до прямокутної, з «хвостом» у вигляді загасаючої синусоїди. Амплітуди позитивної та негативної півхвилі приблизно однакові та дорівнюють напрузі обмеження. Це дає змогу спростити схему на рис. 1 і для проведення подальшого аналізу вважати, що на вході ФНЧ увімкнене джерело напруги $u_{\text{обм}}(t)$ (рис. 4). Таку схему показано на рис. 5.

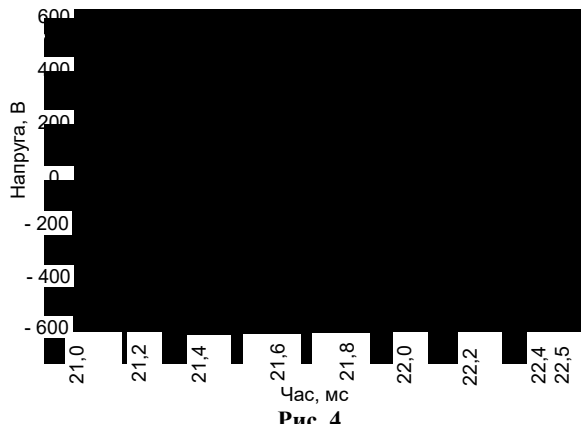


Рис. 4

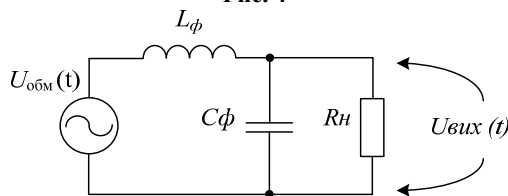


Рис. 5

L_ϕ , C_ϕ та R_n ; $u'(\tau)$ – перша похідна напруги $u_{\text{обм}}(t) = u_{\text{обм}}(\tau)$ на вході ФНЧ; $h(t-\tau)$ – перехідна функція за напругою $h(t)$, в якій аргумент t замінено на $(t-\tau)$.

В нашому випадку стрибка напруги $u(0)$ на вході ФНЧ немає, тому можемо записати

$$u_{\text{вих}}(t) = \int_0^t u'(\tau)h(t-\tau)d\tau. \quad (2)$$

Напругу на вході ФНЧ (рис. 4) можна апроксимувати кусково-ламанною лінією або, іншими словами, сукупністю лінійно зростаючих або лінійно спадних фрагментів напруги. Тоді на кожному

У цій схемі потрібно знайти напругу $u_{\text{вих}}(t)$ на виході ФНЧ, якщо задана вхідна напруга $u_{\text{обм}}(t)$, а також відомі елементи L_ϕ , C_ϕ та R_n . Рішення такої задачі є типовим розрахунком перехідного процесу у лінійному електричному колі, викликаного дією напруги $u_{\text{обм}}(t)$. Тому для її вирішення потрібно скористатися одним з трьох методів розрахунку – класичним методом зі складанням інтегродиференціальних рівнянь, операторним методом або методом розрахунку з використанням інтеграла Дюамеля [16, 17]. Подальший аналіз показав, що для даного випадку, коли вхідна напруга $u_{\text{обм}}(t)$ являє собою коливання складної форми (рис. 4), найбільш зручним є третій зі згаданих методів розрахунку [17], тобто інтеграл Дюамеля.

Згідно з основною формою запису цього інтеграла напруга $u_{\text{вих}}(t)$ на виході ФНЧ (рис. 5) дорівнює

$$u_{\text{вих}}(t) = u(0)h(t) + \int_0^t u'(\tau)h(t-\tau)d\tau, \quad (1)$$

де $u(0)$ – стрибок напруги з нульовим фронтом на вході ФНЧ в момент часу $t = 0$; $h(t)$ – перехідна функція за напругою [17] електричного кола з елементами

інтервалі лінійного зростання або спаду напруги $u_{обм}(t)$ її залежність від часу має вигляд $u_{обм}(t) = \pm At + b$, де A – коефіцієнт нахилу прямої $u_{обм}(t)$; b – коефіцієнт зміщення цієї прямої.

Знак перед коефіцієнтом нахилу A залежить від того, зростає напруга $u_{обм}(t)$ в даному інтервалі часу чи зменшується.

Перша похідна такої напруги дорівнює $[u_{обм}(t)]' = \pm A$. Підставивши цей вираз у (2), одержимо

$$u_{вих}(t) = \pm A \cdot \int_0^t h(t-\tau) dt. \quad (3)$$

З виразу (3) видно, що для того, щоб знайти напругу $u_{вих}(t)$ на виході ФНЧ, потрібно одержати вираз для перехідної функції за напругою $h(t-\tau)$ згаданого вище електричного кола і потім проінтегрувати його по змінній τ в інтервалі часу $(0, t)$.

У роботі [18] проведено аналіз реакції Г-подібної ланки ФНЧ, зображеної на рис. 5, за дії на його вході одиночного стрибка напруги та показано, що за умови, коли

$$R_n = k = \sqrt{L_\phi / C_\phi}, \quad (4)$$

перехідна функція за напругою $h(t)$, тобто напруга на виході згаданого електричного кола у разі дії на його вході одиночного стрибка напруги, дорівнює

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{\Omega_3}{2}t} \left[\cos\left(\sqrt{3}\frac{\Omega_3}{2}t\right) + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin\left(\sqrt{3}\frac{\Omega_3}{2}t\right) \right] = 1 - e^{-\frac{\Omega_3}{2}t} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left[\frac{\pi}{3} + \left(\sqrt{3}\frac{\Omega_3}{2}t\right)\right], \quad (5)$$

де $\Omega_3 = (L_\phi \cdot C_\phi)^{-1/2}$.

Умова (4) легко виконується і не накладає додаткових обмежень ні на R_n , ні на L_ϕ та/або на C_ϕ . Тому для подальшого аналізу можемо скористатися виразом (5). Замінивши у ньому аргумент t на $(t - \tau)$, одержимо

$$h(t-\tau) = 1 - e^{-\frac{\Omega_3}{2}(t-\tau)} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left[\frac{\pi}{3} + \sqrt{3}\frac{\Omega_3}{2}(t-\tau)\right] \quad (6)$$

і підставимо (6) у (3)

$$u_{вих}(t) = \pm A \cdot \int_0^t \left\langle 1 - e^{-\frac{\Omega_3}{2}(t-\tau)} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left[\frac{\pi}{3} + \sqrt{3}\frac{\Omega_3}{2}(t-\tau)\right] \right\rangle d\tau.$$

Після проведення необхідних перетворень одержимо

$$u_{вих}(t) = \pm A \cdot \left\langle t - \frac{1}{\Omega_3} \cdot \left\{ 1 - e^{-\frac{\Omega_3}{2}t} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left[\frac{\pi}{3} - \sqrt{3}\frac{\Omega_3}{2}t\right] \right\} \right\rangle, \quad t \geq 0. \quad (7)$$

Якщо інтервал часу $(0, t)$ у виразі (7) розбитий на декілька підінтервалів $(0 \dots t_1, t_1 \dots t_2, t_2 \dots t_3$ тощо), то в загальному випадку

$$u_{вих}(t) = \pm A \cdot \left[\left[(t-\alpha) - \frac{1}{\Omega_3} \left\langle 1 - e^{-\frac{\Omega_3}{2}(t-\alpha)} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left[\frac{\pi}{3} - \sqrt{3}\frac{\Omega_3}{2}(t-\alpha)\right] \right\rangle \right] \right]. \quad (8)$$

Тут α – нижня границя кожного підінтервалу часу.

Вираз (8) справедливий для кожного відрізка часу, з яких складається загальний інтервал $(0, t)$ напруги $u_{обм}(t)$ (рис. 4). Він дає можливість визначити напругу $u_{вих}(t)$ для будь-якого моменту часу, що входить до заданого інтервалу, за відомим або заданим значенням параметра ФНЧ Ω_3 . З цього виразу видно, що параметр ФНЧ $\Omega_3 = (L_\phi \cdot C_\phi)^{-1/2}$ безпосередньо впливає на значення напруги $u_{вих}(t)$: чим більший параметр Ω_3 , (тобто чим менші значення L_ϕ і C_ϕ), тим менша різниця між вхідною та вихідною напругою ФНЧ, і навпаки. Якщо $\Omega_3 \rightarrow \infty$, то $u_{вих}(t) \rightarrow u_{обм}(t)$.

Для наочності на основі виразу (8) побудовано графіки напруги $u_{вих}(t)$ для трьох значень параметра Ω_3 (рис. 6) та наступних параметрів ВІЗ: амплітуда $U_m = 2$ кВ, тривалість ВІЗ на половині амплітуди $\tau_{имп} = 50$ мкс, час наростання напруги $\tau_\phi = 1$ мкс. На вході ФНЧ амплітуда ВІЗ обмежена значенням приблизно 500 В.

Параметр k у ФНЧ прийнятий рівним 75 Ом, опір резистора R_n згідно з умовою (4) дорівнює 75 Ом, що відповідає установленій потужності навантаження $P_n \approx 650$ ВА.

Значення параметра Ω_3 прийняті такими: $\Omega_{31} \approx 3,1$ кГц, $\Omega_{32} \approx 1,6$ кГц, $\Omega_{33} \approx 0,63$ кГц.

З кривих на рис. 6 видно, що найбільший сплеск напруги на виході ФНЧ, зумовлений реакцією ФНЧ на дію ВІЗ, приблизно пропорційний параметру Ω_3 : чим менший цей параметр, тим менша

амплітуда сплеску напруги на електромережному вході апаратури. Так, якщо, наприклад, $\Omega_3=0,63$ кГц, то найбільший сплеск напруги на виході ФНЧ не перевищує 80 В; при цьому амплітуда ВІЗ дорівнює 2 кВ, а амплітуда напруги на вході ФНЧ сягає 550 В (рис. 4). Це свідчить про те, що увімкнення навіть однієї Г-подібної ланки ФНЧ між виходом обмежувача напруги та електромережним входом апаратури значно зменшує остаточний сплеск напруги на вході згаданої апаратури.

Разом з тим необхідно зазначити, що зменшення параметра Ω_3 означає збільшення значень L_ϕ і C_ϕ (рис. 1). Тому під час вибору цього параметра необхідно дотримуватися розумного компромісу.

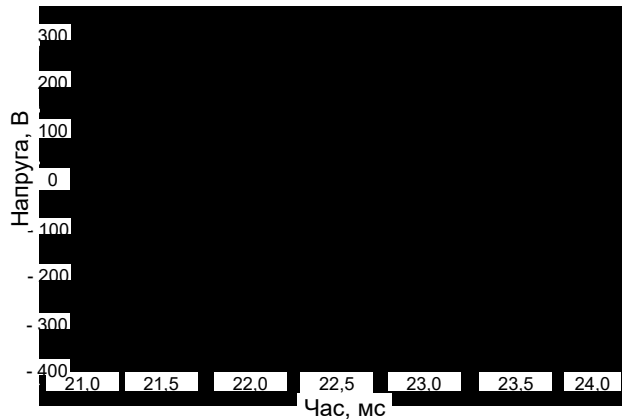


Рис.6

Висновок. Теоретичний аналіз процесу проходження високовольтної імпульсної завади з мережі електроживлення у вигляді одиночного імпульсу напруги заданих форми, амплітуди та тривалості, а також тривалостей його фронту і зрізу через тракт «обмежувач напруги – фільтр нижніх частот» дав можливість встановити кількісні співвідношення між параметрами вхідного імпульсу напруги з мережі електроживлення, параметрами елементів фільтра та миттєвими значеннями сплеску напруги на електромережному вході електротехнічної або радіо-

електронної апаратури. Це, в свою чергу, дало можливість кількісно оцінити вплив фільтра на зменшення амплітуди залишкової завади та встановити прямий зв'язок між елементами фільтра і найбільшим сплеском напруги на електромережному вході апаратури, а також об'єктивно оцінити шкідливу дію згаданого сплеску напруги та побудувати правильну стратегію задля зменшення амплітуди залишкової імпульсної завади до безпечного рівня.

Роботу виконано за бюджетною темою: «Розвиток теорії високочастотних транзисторних перетворювачів на основі резонансних інверторів для систем електроживлення технологічного обладнання (Частота-3)», КПКВК 6541030.

1. Електромагнітна сумісність. Частина 4-5. Методики випробування та вимірювання. Випробування на несприйнятливості до сплесків напруги та струму. ДСТУ EN 61000-4-5:2019. Київ: ДП УкрНДНЦ, 2020.
2. Електромагнітна сумісність. Частина 4-4. Методики випробування та вимірювання. Випробування на несприйнятливості до електричних швидких перехідних процесів/пакетів імпульсів (EN 61000-4-4:2012, IDT; IEC 61000-4-4:2012, IDT). ДСТУ EN 61000-4-4:2019. Київ: ДП УкрНДНЦ, 2020.
3. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-5: Testing and measurement techniques - Surge immunity test. IEC/SC 77B - IEC_SC_77B. EN 61000-4-5:2014/A1:2017.
4. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-4: Testing and measurement techniques - Electrical fast transient/burst immunity test. IEC/SC 77B - IEC_SC_77B. EN 61000-4-4:2012.
5. Radasky W.A., Koepeke G. Considerations of high power electromagnetics (HPEM) transients with respect to Smart Grid. *US National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM)*. Boulder, CO, USA, 09-12 January 2013. DOI: <https://doi.org/10.1109/USNC-URSI-NRSM.2013.6525041>.
6. Tao Liang, Spadacini G., Grassi F., Pignari S.A. Coupling of Wideband Radiated IEMI to Wiring Harness: A Statistical Analysis of the Main Influencing Parameters. *IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI & PI)*. Long Beach, CA, USA, 30 July - 03 August 2018. DOI: <https://doi.org/10.1109/EMCSI.2018.8495256>.
7. Tao Liang, Yan-zhao Xie. Maximizing Radiated High-Power Electromagnetic Threat to Transmission Line System Under the Constraints of Bounded Bandwidth and Amplitude. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2021. Vol. 63. Issue 3. Pp. 840-847. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEMC.2020.3040271>.
8. Qiwei Li, Wen Cao, Jun Ding, Jinyong Fang, Jing Sun, Chenjiang Guo. Research on High-Power Electromagnetic Effect and Protective Technology of Electronic Equipments. *IEEE 9th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE)*. Chengdu, China, 26-29 August 2022. DOI: <https://doi.org/10.1109/MAPE53743.2022.9935158>.
9. Marzieh Amirkhani, Abdollah Amirkhani, Alireza Karimian. Reducing the effect of high power electromagnetic waves on electrical equipment. *International Congress on Technology, Communication and Knowledge (ICTCK)*. Mashhad, Iran, 11-12 November 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICTCK.2015.7582721>.

10. Ott H.W. *Electromagnetic Compatibility Engineering*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2009. 843 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9780470508510>.
11. Radasky W.A., Hoad R. Recent Developments in High Power EM (HPEM) Standards With Emphasis on High Altitude Electromagnetic Pulse (HEMP) and Intentional Electromagnetic Interference (IEMI). *IEEE Letters on Electromagnetic Compatibility Practice and Applications*. 2020. Vol. 2. Issue 3. Pp. 62-66. DOI: <https://doi.org/10.1109/LEMCPA.2020.3009236>
12. Lanzrath M., Suhrke M., Hirsch H. HPEM - Based Risk Assessment of Substations Enabled for the Smart Grid. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2020. Vol. 62. Issue 1. Pp. 173-185. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEMC.2019.2893937>.
13. Giri D.V., Hoad R., Sabath F. Implications of high-power electromagnetic (HPEM) environments on electronics. *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*. 2020. Vol. 9. Issue 2. Pp. 37-44. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEMC.2020.9133238>.
14. Павловський В.О., Гурін В.К., Юрченко О.М. Підвищення ефективності захисту електротехнічної та радіоелектронної апаратури від високовольтних короткочасних сплесків напруги в мережі електроживлення. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 5. С. 34-37. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2022.05.034>.
15. Рикетс Л.У., Бриджес Дж.Э., Майлетта Дж. *Электромагнитный импульс и методы защиты*. М.: Атомиздат, 1979. 328 с.
16. Атабеков Г.И. *Теоретические основы электротехники. Часть I: Линейные электрические цепи*. М.-Л.: Энергия 1966, 320 с.
17. Бессонов Л.А. *Теоретические основы электротехники. Электрические цепи*. М.: Высшая школа, 1978. 528 с.
18. Гоноровский И.С. *Радиотехнические цепи и сигналы*. М.: Сов. Радио, 1964. 693 с.

ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC PROCESSES IN THE "VOLTAGE LIMITER - LOW-FREQUENCY FILTER" CIRCUIT DURING THE INFLUENCE OF HIGH-VOLTAGE SURGE FROM THE POWER SUPPLY NETWORK

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

In the work, a theoretical analysis of high-voltage surge (HVS) passing from a power supply network through the path "voltage limiter - low-pass filter" is carried out, with the aim to evaluate the effectiveness of the filter on reducing the amplitude of the residual HVS at the input of electrical and/or radio-electronic equipment. As a low-pass filter (LPF), an L-shaped filter was chosen. Typical means of limiting the amplitude of the HVS (gas-filled arresters, varistors, and suppressors) are analyzed, and their shortcomings are shown. The justification of the equivalent scheme for theoretical analysis is given. The analysis revealed a direct relationship between the cut-off frequency of the LPF, which is determined by the nominal values of its elements, and the amplitude of the residual HVS at the mains input of the equipment, and also showed the effectiveness of inserting the LPF between the output of a typical HVS voltage limiter and the mains input of the mentioned equipment from the point of view of additional reduction of the residual HVS amplitude. References 18, figures 6.

Keywords: high-voltage surge, gas arrester, varistor, suppressor.

1. *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-5: Testing and measurement techniques – Surge immunity test*. State standard of Ukraine EN 61000-4-5:2019. Kyiv: DP UkrNDNTs, 2019. (Ukr)
2. *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-4: Testing and measurement techniques – Electrical fast transient/burst immunity test*. (EN 61000-4-4:2012, IDT; IEC 61000-4-4:2012, IDT). State standard of Ukraine EN 61000-4-4:2019. Kyiv: DP UkrNDNTs, 2020. (Ukr)
3. *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-5: Testing and measurement techniques - Surge immunity test*. IEC/SC 77B - IEC_SC_77B. EN 61000-4-5:2014/A1:2017.
4. *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-4: Testing and measurement techniques - Electrical fast transient/burst immunity test*. IEC/SC 77B - IEC_SC_77B. EN 61000-4-4:2012.
5. Radasky W.A., Koepke G. Considerations of high power electromagnetics (HPEM) transients with respect to Smart Grid. *US National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM)*. Boulder, CO, USA, 09-12 January 2013. DOI: <https://doi.org/10.1109/USNC-URSI-NRSM.2013.6525041>.
6. Tao Liang, Spadacini G., Grassi F., Pignari S.A. Coupling of Wideband Radiated IEMI to Wiring Harness: A Statistical Analysis of the Main Influencing Parameters. 2018 IEEE Symposium

on *Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity* (EMC, SI & PI). Long Beach, CA, USA, 30 July - 03 August 2018. DOI: <https://doi.org/10.1109/EMCSI.2018.8495256>.

7. Tao Liang, Yan-zhao Xie. Maximizing Radiated High-Power Electromagnetic Threat to Transmission Line System Under the Constraints of Bounded Bandwidth and Amplitude. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2021. Vol. 63. Issue 3. Pp. 840-847. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEMC.2020.3040271>.

8. Qiwei Li, Wen Cao, Jun Ding, Jinyong Fang, Jing Sun, Chenjiang Guo. Research on High-Power Electromagnetic Effect and Protective Technology of Electronic Equipments. IEEE 9th International Symposium on *Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications* (MAPE). Chengdu, China, 26-29 August 2022. DOI: <https://doi.org/10.1109/MAPE53743.2022.9935158>.

9. Marzieh Amirkhani, Abdollah Amirkhani, Alireza Karimian. Reducing the effect of high power electromagnetic waves on electrical equipment. International Congress on *Technology, Communication and Knowledge* (ICTCK). Mashhad, Iran, 11-12 November 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICTCK.2015.7582721>.

10. Ott H.W. *Electromagnetic Compatibility Engineering*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2009. 843 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9780470508510>.

11. Radasky W.A., Hoad R. Recent Developments in High Power EM (HPEM) Standards With Emphasis on High Altitude Electromagnetic Pulse (HEMP) and Intentional Electromagnetic Interference (IEMI). *IEEE Letters on Electromagnetic Compatibility Practice and Applications*. 2020. Vol. 2. Issue 3. Pp. 62-66. DOI: <https://doi.org/10.1109/LEMCPA.2020.3009236>.

12. Lanzrath M., Suhrke M., Hirsch H. HPEM - Based Risk Assessment of Substations Enabled for the Smart Grid. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2020. Vol. 62. Issue 1. Pp. 173-185. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEMC.2019.2893937>.

13. Giri D.V., Hoad R., Sabath F. Implications of high-power electromagnetic (HPEM) environments on electronics. *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*. 2020. Vol. 9. Issue 2. Pp. 37-44. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEMC.2020.9133238>.

14. Pavlovskiy V.O., Gurin V.K., Yurchenko O.M.. Increasing of electrical and radioelectronic equipment's immunity against high voltage short-duration pulse disturbances in the mains. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 5. Pp. 34-37. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.034>. (Ukr)

15. Ricketts L.W., Bridges J.E., Myletta J. *Electromagnetic impulse and protection methods*. Moskva: Atomizdat, 1979. 328 p. (Rus)

16. Atabekov G.I. *Theoretical foundations of electrical engineering*. In three parts. Part I: Linear electrical circuits. Moskva-Leningrad: Energiia, 1966. 320 p. (Rus)

17. Bessonov L.A. *Theoretical foundations of electrical engineering*. Electrical circuits. Moskva: Vysshaia shkola, 1978. 528 p. (Rus)

18. Gonorovsky I.S. *Radio engineering circuits and signals*. Moskva: Sov. Radio, 1964. 693 p. (Rus)

Надійшла 21.02.2023

Остаточний варіант 26.04.2023

**ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК
РІЗНИХ ТИПІВ СИНХРОННИХ ТЯГОВИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ**

Ю.М. Васьковський*, докт. техн. наук, **В.В. Павлюк**
Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.
E-mail: vun157@gmail.com; 2812vova@gmail.com.

Методами математичного моделювання проведено порівняльний аналіз характеристик електромагнітного моменту та потужності трьох варіантів тягових синхронних двигунів: синхронного реактивного двигуна, гібридного синхронного реактивного двигуна з додатковими постійними магнітами на роторі та синхронного двигуна з встановленими на поверхні ротора постійними магнітами. Порівняльний аналіз проведено за умов однакових габаритів двигунів, номінальних величин струму обмотки статора та швидкості обертання ротора. Встановлено, що за заданих умов найбільшу потужність і момент розвиває синхронний двигун з постійними магнітами на поверхні, але в ньому спостерігаються і найбільші пульсації моменту. Конструктивні заходи щодо зменшення пульсацій моменту одночасно призводять до помітного зменшення номінальної потужності двигунів. Отримані результати можуть бути використані під час вибору доцільного типу синхронного тягового двигуна з урахуванням заданих компромісних вимог до характеристик двигунів і умов експлуатації транспортно-технічного засобу. Бібл. 12, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: тяговий синхронний двигун, постійні магніти ротора, електромагнітний момент, пульсації електромагнітного моменту.

Постановка задачі. Розвиток і створення нових сучасних електротранспортних засобів (ЕТЗ) вимагає подальшого підвищення ефективності та надійності тягових електродвигунів (ТЕ), що входять до їхнього складу. Тому науково-технічна проблема удосконалення конструкцій ТЕ та вибору їхніх оптимальних типів для ЕТЗ з урахуванням особливостей їхнього функціонування залишається актуальною.

Серед значної кількості відомих типів ТЕ (постійного струму, асинхронних, синхронних реактивних, синхронних з електромагнітним збудженням або з постійними магнітами на роторі тощо) перспективними для широкого використання в ЕТЗ різного типу та призначення є безконтактні синхронні ТЕ. Це обумовлено їхніми добрими масо-габаритними показниками та достатньо високим рівнем надійності. Але в межах класу синхронних ТЕ існують конструктивні різновиди, які суттєво відрізняються перш за все конструкцією ротора [1]. У роботах різних авторів досліджуються окремі варіанти синхронних ТЕ, багато з них присвячено синтезу оптимальних методів керування ТЕ для покращення їхніх характеристик [2-5]. Але характеристики двигунів, головним чином, визначаються особливостями їхніх конструкцій. Тому актуальним є порівняльний аналіз номінальних енергетичних характеристик синхронних ТЕ різного типу для оцінки їхньої конкурентної спроможності та перспектив використання в ЕТЗ різного призначення [6-8]. У даній роботі виконано порівняльний аналіз трьох варіантів потужного синхронного ТЕ. *Перший* – це синхронний реактивний двигун (СРД) (англійська назва – synchronous reluctance motor (SRM)). Добре відомі його переваги – простота конструкції, висока надійність, невелика вартість – роблять його конкурентоспроможним серед інших можливих варіантів безконтактних синхронних ТЕ. Електромагнітний (реактивний) момент в СРД виникає внаслідок силової взаємодії явнополюсного феромагнітного ротора з магнітним полем обмотки статора. За величиною електромагнітного моменту СРД за інших рівних умов, зазвичай, поступається ТЕ, в яких момент створюється внаслідок силової взаємодії магнітного поля обмотки статора і магнітного поля постійних магнітів (ПМ) ротора. Тому *другий* розглянутий у статті варіант – це СРД з додатково встановленими в роторі ПМ (СРДПМ) (permanent magnet assisted synchronous reluctance motor (PMSRM)). Цей варіант являє собою “підсилена” за рахунок ПМ конструкцію СРД [9, 10]. Його мож-

на розглядати як гібридну конструкцію, в якій електромагнітний момент складається з суми реактивного моменту СРД і моменту, утвореного взаємодією магнітних полів ПМ і струмів обмотки статора. Третій варіант – синхронний двигун з зовнішніми постійними магнітами (СДЗПМ) (permanent magnet assisted synchronous motor (PMSM)), які встановлені на поверхні ротора та мають радіальний напрямок вектора намагнічування. Як свідчать результати досліджень, такий двигун у порівнянні з іншими конструктивними варіантами має більш високі техніко-економічні показники [1]. Зазначені варіанти ТЕ відрізняються лише конструкцією ротора, а статори є однаковими і мають розподілену трифазну обмотку, яка живиться синусоїдним струмом. Всі зазначені варіанти ТЕ є безконтактними. Хоча обрані варіанти синхронних ТЕ не вичерпують усі можливі конструктивні варіанти їхнього виконання, але порівняння їх характеристик надає конкретну практичну інформацію щодо доцільності їхнього використання в ЕТЗ.

Порівняльний аналіз проводиться за однакових наступних умов: 1) габарити та геометричні характеристики двигунів, у тому числі зовнішній діаметр статора та внутрішній діаметр ротора, активна довжина, висота повітряного проміжку; 2) схема та конструкція обмотки статора; 3) величина струму обмотки статора в номінальному режимі, що забезпечує однаковий нагрів двигунів; 4) номінальна частота обертання ротора; 5) кут навантаження. Остання умова означає, що внаслідок різних кутівих характеристик кожен з двигунів за одного і того ж кута навантаження буде створювати різний електромагнітний момент і, відповідно, мати різну потужність. Зазначена порівняльна база дає можливість чітко визначити вплив на величину електромагнітного моменту та потужність двигуна особливостей конструкції ротора.

Мета роботи – порівняльний аналіз характеристик електромагнітного моменту і потужності трьох зазначених варіантів ТЕ задля визначення їхньої конкурентної спроможності та можливих сфер застосування в ЕТЗ.

Об'єкт дослідження. Дослідження проведено на прикладі потужного ТЕ, який є перспективним для використання в різних ЕТЗ і має наступні характеристики: фазний номінальний струм 310 А (діюче значення); число пар полюсів ротора 2; номінальна частота обертання ротора 1500 об/хв. Активна потужність двигунів і напруга живлення визначаються за результатами розрахунків. Габаритні та геометричні дані: зовнішній діаметр статора 0,46 м; діаметр розточки статора 0,3 м; активна довжина статора 0,3 м; повітряний проміжок 0,002 м; кількість пазів статора 36; обмотка статора – трифазна двошарова; кількість ефективних провідників у пазу 6; кількість паралельних гілок 1; висота пазу 0,04 м; ширина пазу 0,0145 м. Постійні магніти – NdFeB (залишкова індукція 1 Тл; коерцитивна сила 850 кА/м). Оскільки аналізуються сталі номінальні режими, а пуск і керування швидкості двигунів виконується частотним перетворювачем, то демпферна система ротора не розглядається. На рис. 1 зображено поперечні розрізи активної зони варіантів ТЕ. Явнополюсна конструкція ротора в СРД утворюється шляхом виконання в роторі немагнітних потокових бар'єрів, які зазвичай є повітряними проміжками (рис. 1, а). В СРДПМ в потокові бар'єри додатково вкладаються ПМ (рис. 1, б). В СДЗПМ (рис. 1, в) ПМ укладаються на поверхні ротора та мають радіальний напрямок намагнічування. Об'єм ПМ в СРДПМ і СДЗПМ є однаковим, що забезпечує й однакові величини МРС ротора.

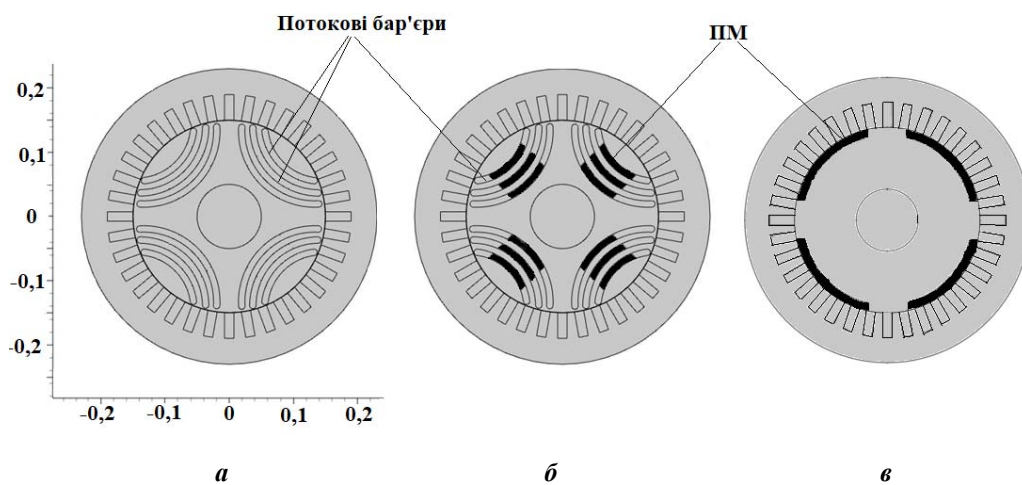


Рис. 1

Математична модель. Кінцевим результатом математичного моделювання є часові залежності електромагнітного моменту. Для аналізу сталого режиму роботи достатньо розрахувати зазначені

часові залежності за один повний оборот ротора [11]. Струми в фазах трифазної обмотки статора є синусоїдними і змінюються згідно наступних формул:

$$I_A = I_m \cos(\omega t + \theta); \quad I_B = I_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \theta\right); \quad I_C = I_m \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{3} + \theta\right), \quad (1)$$

де I_m , ω – амплітуда та кутова частота струму відповідно; θ – кут навантаження двигуна. За допомогою кута θ в формулах (1) формується зсув осі магнітного поля, утвореного струмами обмотки статора, по відношенню до осі полюсів ротора, що відображає рівень навантаження синхронного двигуна.

Аналіз поля достатньо виконати в двовимірному наближенні. Враховуючи, що магнітопроводи статора і ротора шихтовані, а ПМ є практично неелектропровідними, приймаємо, що електропровідність усіх середовищ в активній зоні двигунів дорівнює нулю, тобто нехтуємо індукованими вихровими струмами. Тому для двовимірного магнітного поля в декартових координатах отримаємо наступне нелінійне стаціонарне рівняння відносно векторного магнітного потенціалу A_z :

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -\mu J_{z\text{статор}}, \quad (2)$$

де $J_{z\text{статор}}$ – густина струму в пазах статора, яка задається у відповідності до рівнянь (1) з урахуванням наявної площі поперечного перерізу пазів статора. Магнітна проникність μ на ділянках феромагнітних осердь двигуна визначається за допомогою відповідних кривих намагнічування. Для отримання часових залежностей моменту рівняння (2) розв'язується з урахуванням зміни у часі струмів згідно (1) і кутового положення ротора, який обертається з незмінною кутовою швидкістю ω_R .

Таким чином, шляхом чисельного розв'язання задачі шукані часові залежності електромагнітного моменту $M_{EM}(t)$ знаходяться у вигляді сукупності дискретних значень моменту, отриманих під час розв'язання рівняння (2) в моменти часу $t_k = t_{k-1} + \Delta t$, $k = 1, N$ з заданим кроком по часу Δt . При цьому кожному моменту часу відповідає певна кутова координата ротора

$$\gamma_k = \gamma_{k-1} + \omega_R \Delta t$$

і миттєві значення струмів фаз статора

$$I_{Ak} = I_m \cos(\omega t_k + \theta); \quad I_{Bk} = I_m \cos\left(\omega t_k + \frac{2\pi}{3} + \theta\right); \quad I_{Ck} = I_m \cos\left(\omega t_k + \frac{4\pi}{3} + \theta\right).$$

Рівняння (2) разом з однорідними граничними умовами на зовнішній поверхні осердя статора розв'язується методом скінченних елементів в середовищі програми Comsol Multiphysics. Отримана в такий спосіб сукупність значень векторного магнітного потенціалу в моменти часу t_k відображає функціональну залежність векторного потенціалу від часу $A_z(t)$.

Миттєве значення електромагнітного моменту знаходиться за допомогою наступної формули, яка ґрунтується на використанні тензора магнітного натягнення на поверхні ротора

$$M_{EM}(t) = \frac{2pR_\delta l_\Pi}{\mu_0} \int_0^\tau B_n B_\tau dl, \quad (3)$$

де p , τ – число пар полюсів і полюсна поділлка відповідно; l_Π , R_δ – активна довжина та радіус ротора.

Вектор магнітної індукції \vec{B} в будь-якій точці поверхні ротора можна представити у вигляді суми нормальної B_n (направленої уздовж вектора нормалі до точки поверхні) і тангенціальної B_τ (направленої уздовж дотичного вектора) проєкцій. Момент також можна розрахувати через миттєві значення тангенціальної складової тензора магнітного натягнення T_τ або його проєкцій T_x , T_y в декартовій системі координат

$$M_{EM}(t) = 2pl_\Pi R_\delta \int_0^\tau T_\tau dl = 2pl_\Pi \int_0^\tau (yT_x - xT_y) dl, \quad (4)$$

де $T_\tau = B_n B_\tau / \mu$; μ – магнітна проникність.

Середнє значення електромагнітного моменту знаходиться інтегруванням миттєвого значення моменту в межах періоду часу T повного обороту ротора

$$M_{EM\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^\tau M_{EM}(t) dt. \quad (5)$$

Миттєве магнітне потокозчеплення фази, що складається з q послідовно з'єднаних котушок, кожна з яких має w_k витків, знаходиться інтегруванням векторного магнітного потенціалу по сумарній площі $S_{\Sigma q}$ поперечного перерізу сторін усіх котушок фази, що мають струми одного напрямку

$$\Psi_{\Phi}(t) = \frac{2w_k l_{\Pi}}{S_{1q}} \int_{S_{\Sigma q}} A_z(t) ds, \quad (6)$$

де S_{1q} – площа перерізу однієї котушки. Знайдене за формулою (6) потокозчеплення фази обмотки враховує сумарне потокозчеплення від усіх магнітних потоків, які в класичній теорії електричних машин прийнято розглядати окремо (потоки взаємодукції, пазового та диференційного розсіювання, вищих гармонік). Не враховуються лише потоки лобового розсіювання. Але в синхронних машинах з ПМ ротора вплив лобового розсіювання незначний, а вразі необхідності його можна врахувати окремим доданком. Миттєве значення ЕРС в фазі статора знаходиться згідно формули

$$e_{\Phi}(t) = -\frac{d\Psi_{\Phi}(t)}{dt} = -\frac{2w_k l_{\Pi}}{S_{1q}} \int_{S_{\Sigma q}} \frac{\partial A_z(t)}{\partial t} ds. \quad (7)$$

Напруженість електричного поля $E_z(t)$ за умови відсутності незмінних електричних зарядів в активній зоні електричної машини визначається формулою $E_z(t) = -\frac{\partial A_z(t)}{\partial t}$. Тому ЕРС можна знайти як

$$e_{\Phi}(t) = \frac{2w_k l_{\Pi}}{S_{1q}} \int_{S_{\Sigma q}} E_z(t) ds. \quad (8)$$

Якщо нехтувати падінням напруги на активному опорі обмотки статора, то прикладена до обмотки статора напруга мережі живлення урівноважується внутрішньою ЕРС двигуна $u_{\Phi}(t) = -e_{\Phi}(t)$.

Коефіцієнт потужності двигуна можна знайти в наступний спосіб. Маючи дві відомі періодичні функції часу – струму за формулою (1) і напруги за формулою (8) та відобразивши їхні графіки разом на осі часу, можна знайти кут фазового зсуву φ між ними і, відповідно, коефіцієнт потужності $\cos\varphi$.

Діюче (середнє) значення активної потужності двигуна знаходиться після розрахунку середнього значення електромагнітного моменту за формулою (5)

$$P = M_{EMcp} \omega_R. \quad (9)$$

З іншого боку активна потужність, яку споживає двигун з мережі

$$P = \sqrt{3}/2 I_m U_{\Pi} \cos\varphi. \quad (10)$$

З формул (9), (10) можна знайти діюче значення лінійної напруги живлення, яка потрібна для протікання заданих струмів в фазах обмотки статора двигуна

$$U_{\Pi} = \sqrt{2/3} M_{EMcp} \omega_R / (I_m \cos\varphi). \quad (11)$$

Для оцінки пульсацій моменту використовується коефіцієнт пульсацій, який відображає відношення різниці максимального M_{EMmax} і мінімального M_{EMmin} моментів до їхнього середнього значення

$$K_{\Pi} = \frac{M_{EMmax} - M_{EMmin}}{2M_{EMcp}}. \quad (12)$$

Розроблена комплексна математична модель (1) – (12) дає змогу визначити та проаналізувати усю сукупність номінальних енергетичних характеристик зазначених типів двигунів.

Пульсації електромагнітного моменту. Значні пульсації електромагнітного моменту в синхронних двигунах даного типу є головним їхнім недоліком. Тому потрібне чітке обґрунтування конструктивних рішень, направлених на зменшення пульсацій моменту, та визначення впливу кожного із них. Ця проблема розглядалася в роботах різних авторів, наприклад [9, 12].

Проаналізуємо причини виникнення пульсацій моменту на прикладі СДЗПМ.

На рис. 2 показано зміну картини поля СДЗПМ через зміну навантаження машини. На рис. 2, *a* наведено картину поля в режимі умовного холостого ходу (за відсутності струмів в обмотці статора); на рис. 2, *б* – картину поля в режимі роботи зі струмами статора, які дорівнюють половині номінального струму; на рис. 2, *в* – картину поля за номінальних струмів в обмотці статора.

Очевидні суттєві відмінності розподілу магнітного поля в зазначених режимах роботи двигуна. За холостого ходу вісь симетрії поля *a* співпадає з поздовжньою віссю *d* полюсу ротора, і магніт-

ний потік замикається від ПМ однієї полярності до ПМ іншої полярності через ярмо статора та значні за величиною немагнітні проміжки, які дорівнюють товщині ПМ. Під час навантаження машини завдяки реакції струмів обмотки статора результуючий магнітний потік поступово зміщується в зону феромагнітних проміжків між ПМ (до поперечної осі q). Причому основна частина потоку кожного полюсу тепер замикається в межах одного ПМ через відносно невеликі повітряні проміжки між статором і ротором. Між віссю d і віссю симетрії результуючого поля α утворюється кут навантаження θ .

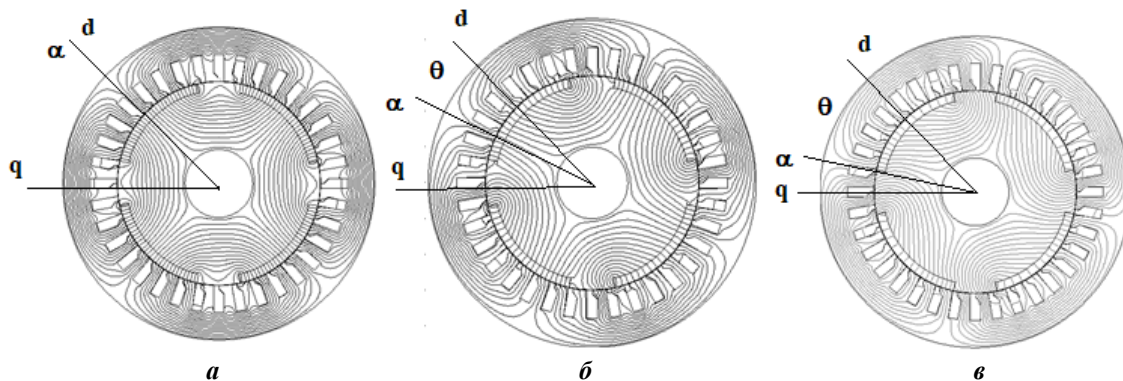


Рис. 2

Під час обертання ротора завдяки зубцево-пазовій структурі осердя статора періодично змінюється магнітний опір на шляху магнітного потоку, що викликає пульсації потоку i , як наслідок, пульсації електромагнітного моменту. У даному варіанті конструкції ротора СДЗПМ над феромагнітними проміжками між ПМ через обертання ротора періодично чергуються 2 і 3 зубця статора. При цьому магнітний опір зубцево-пазової зони статора змінюється приблизно в 1,5 рази. Тобто наявність зубцево-пазової структури статора є одною з головних причин вібрацій моменту двигуна. Іншою причиною є дискретність розташування котушок обмотки статора по пазах. Результати моделювання показали, що в ідеальному випадку безпазової конструкції статора, коли на гладкій внутрішній поверхні статора укладається неперервна ідеальна (синусна) обмотка, пульсації потоку та моменту зникають. Таким чином пульсації моменту виникають внаслідок обертання ротора відносно неоднорідної структури статора. Аналогічними є і причини пульсацій моменту в СРД і СРДПМ.

В ряді опублікованих робіт запропоновано заходи щодо зменшення пульсацій моменту в двигунах даного типу. Більшість цих заходів запозичено з теорії синхронних електричних машин. Зниження пульсацій можна досягти зменшенням неоднорідності зубцево-пазової зони статора та оптимізацією конструкції ротора. Серед таких заходів відмітимо: а) зменшення відкриття пазів статора – чим менше відкриття пазів, тим більш “гладкою” є внутрішня поверхня осердя статора. З урахуванням існуючої технології укладанням провідників в пази статора для машин середньої потужності пази доцільно виконувати напівзакритими; б) виконання обмотки статора двошаровою з вкороченим кроком; в) збільшення висоти повітряного проміжку. Але вибір висоти проміжку потрібно узгоджувати з вимогами щодо необхідної величини магнітного потоку взаємодукції, потужності двигуна та іншими чинниками.

У разі оптимізації конструкції ротора зниження пульсацій потоку можливо за рахунок зменшення ширини ПМ і відповідного збільшення ширини феромагнітних проміжків між ПМ. Наприклад, якщо кількість зубців статора над феромагнітними проміжками чергується в межах 4 і 5 зубців, то магнітний опір зубцево-пазової зони статора змінюється в 1,25 рази. Але зменшення ширини ПМ, навіть за пропорційного збільшення їхньої товщини (тобто без зміни об’єму ПМ), призводить до зростання магнітних потоків розсіювання ПМ і зниження корисного магнітного потоку взаємодукції.

На рис. 3 показано розподіл магнітної індукції в повітряному проміжку уздовж полюсної поділки τ для двох варіантів ротора: рис. 3, а – ширина ПМ дорівнює $2/3\tau$; на рис. 3, б – $1/2\tau$. Хоча у другому варіанті індукція в повітряному проміжку дещо зростає (на 10 %), але корисний магнітний потік за рахунок меншої оберненої до повітряного проміжку площі ПМ зменшується в 1,5 рази. Цей результат підкреслює протиріччя, притаманні машинам з магнітоелектричним збудженням – конструктивні рішення по зменшенню пульсацій моменту одночасно призводять до зменшення середнього електромагнітного моменту і потужності двигунів. Це вимагає обґрунтування компромісних оптимальних технічних рішень. Ефективним рішенням щодо зниження пульсацій моменту є скіс пазів ротора або статора (простіше виконувати скіс пазів ротора). Через скіс осі пазів статора і ротора по-

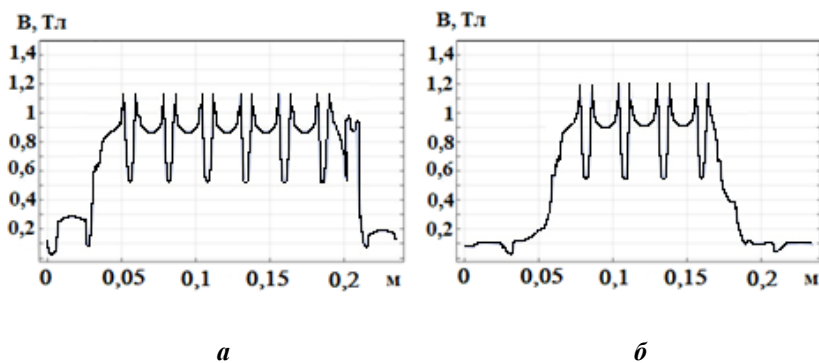


Рис. 3

зів ротора враховувався приблизно. Ротор по довжині розділявся на 4 частини і для кожного моменту часу склалися 4 криві електромагнітного моменту, зменшені в 4 рази, причому кожна крива моменту розраховувалася при повороті ротора відносно статора на кут $3,33^{\circ}$, що відповідає $1/3$ зубцевої поділки статора.

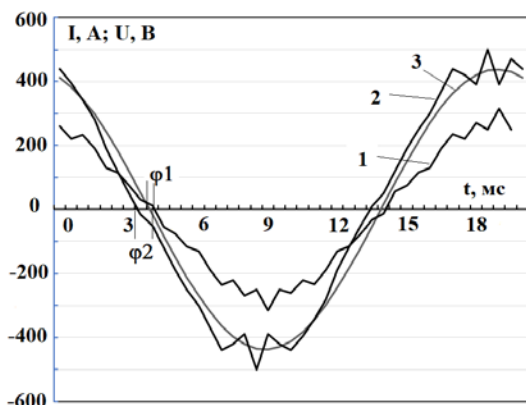


Рис. 4

Результати дослідження. На рис. 4 на інтервалі часу $0 \dots 0,02$ с (20 мс) зображено розраховані за виразом (8) часові залежності ЕРС в фазах А статора СРДПМ (крива 1), СДЗПМ (крива 2) і заданого за виразом (1) струму в фазі А статора (крива 3) в номінальному режимі роботи. За зазначених умов порівняння двигунів діюче значення ЕРС фази СДЗПМ складає 310 В, що в 1,44 рази вище, ніж в СРДПМ (215 В). ЕРС в СРД складає 185 В. З рис. 4 можна визначити $\cos(\varphi)$ в номінальних режимах. Зокрема, в СРДПМ $\cos(\varphi_1) = 0,96$ (індуктивний характер – струм відстає по часовій фазі від ЕРС), а в СДЗПМ $\cos(\varphi_2) = 0,94$ (ємнісний характер). В СРД $\cos(\varphi) = 0,87$ (індуктивний). Тобто за однакового струму статора і однакового об'єму ПМ конструкція СДЗПМ ефективніша, ніж СРДПМ.

На рис. 5 зображено часові залежності електромагнітного моменту. На рис. 5, а показано залежність для СРД, на рис. 5, б – для СРДПМ, на рис. 5, в – для СДЗПМ. Більш складний спектр пульсацій моменту в СРД і СРДПМ обумовлено наявністю потокових бар'єрів ротора.

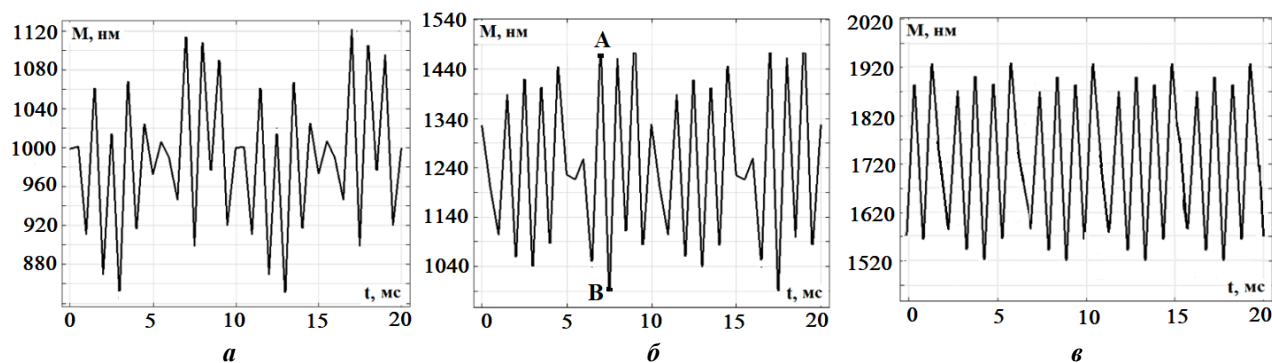


Рис. 5

Наведені залежності відповідають вихідним варіантам двигунів. В табл. 1 та 2 наведено характеристики моменту і потужності двигунів до та після їхньої оптимізації. Коефіцієнт пульсацій (12) характеризує амплітуду коливань моменту відносно його середнього значення, причому під час його розрахунку розглядається найбільше за амплітудою коливання. Наприклад, для СРДПМ (рис. 5, б) максимальний перепад моменту між точками А і В дорівнює 456 Нм, що при середньому моменті 1240 Нм відповідає амплітуді коливань 228 Нм і коефіцієнту пульсацій 0,184.

Часткова оптимізація двигунів виконувалася з метою зменшення пульсацій моменту, зокрема були застосовані такі конструктивні заходи: виконання напівзакритих пазів статора замість відкритих (відкриття пазів статора у напівзакритих пазах дорівнювало 50 % від ширини відкритих пазів); виконання осевого скошу пазів (магнітів) ротора на величину зубцевої поділки статора; скорочення кроку секцій обмотки статора (крок по пазам дорівнює 7). В СДЗПМ для зменшення пульсацій моменту ще застосовують профілювання феромагнітних проміжків (полюсів) між ПМ – під серединою полюсів повітряний проміжок має меншу висоту, ніж на краях полюсів. Але оскільки для СРД і СРДПМ таке профілювання є технологічно складним і недоцільним, то з метою адекватного порівняльного аналізу двигунів таке профілювання в СДЗПМ не розглядалося.

Таблиця 1

Двигун	Середній момент, Нм	Коефіцієнт пульсацій	Активна потужність, кВт	Фазна напруга живлення, В
СРД	955	0,114	150	185
СРДПМ	1240	0,184	195	215
СДЗПМ	1720	0,213	270	310

Таблиця 2

Двигун	Середній момент, Нм	Коефіцієнт пульсацій	Активна потужність, кВт	Фазна напруга живлення, В
СРД	860	0,068	136	168
СРДПМ	1130	0,117	178	200
СДЗПМ	1590	0,156	250	289

З наведених даних видно, що найбільші момент і потужність утворює СДЗПМ – його момент в 1,84 разів перевищує момент СРД та в 1,4 рази момент СРДПМ. Суттєво більший момент СДЗПМ у порівнянні з СРДПМ пояснюється ближчим розташуванням ПМ до повітряного проміжку, що зменшує їхні магнітні потоки розсіювання. Ця різниця залежить від марки та об'єму ПМ, розмірів поточкових бар'єрів ротора, діаметру ротора тощо, але у цілому таке співвідношення є характерним під час порівняння двигунів цих типів. Суттєво різними є фазні напруги живлення, потрібні для забезпечення однакового струму статора. Це пов'язано з необхідністю подолання проти-ЕРС в обмотці статора, яка індуквана магнітними потоками ПМ через обертання ротора. В таких же межах відрізняються і потужності двигунів, тобто найкращі питомі масо-габаритні показники (кВт/кг) має СДЗПМ. Задля отримання в СРД і СРДПМ такої ж потужності потрібно збільшувати їхні габарити або струм статора, що вимагає підсилення системи охолодження двигунів. Разом з тим найбільші пульсації моменту виникають також в СДЗПМ – максимальна амплітуда коливання моменту дорівнює (табл. 2) 248 Нм, в СРДПМ – 132 Нм, в СРД – 59 Нм. Це протиріччя між досяжною потужністю двигуна та рівнем пульсацій моменту потребує компромісних рішень з урахуванням інших умов функціонування двигунів (допустимі габарити, рівень шуму та вібрацій тощо). Зазначені заходи зі зниження пульсацій моменту дають змогу зменшити коефіцієнт пульсацій в 1,3...1,5 рази. Але при цьому відбувається помітне – на (8...10) % – зменшення середнього моменту і потужності двигунів. Це можна пояснити зменшенням ЕРС в обмотці статора внаслідок скошу пазів ротора, збільшенням магнітних потоків пазового розсіювання статора тощо.

Висновки. 1. Розроблено комплексну математичну модель і проведено порівняльний аналіз номінальних величин потужності та електромагнітного моменту трьох варіантів синхронних двигунів, призначених для використання в електротранспортних засобах: синхронного реактивного двигуна з пасивним ротором – СДР, синхронного реактивного двигуна з постійними магнітами на роторі – СРДПМ і синхронного двигуна з розташованими на поверхні ротора постійними магнітами – СДЗПМ. Порівняння проводилося за заданих однакових габаритів, номінального струму обмотки статора та швидкості обертання ротора.

2. Встановлено, що за вказаних однакових умов найбільшу потужність і електромагнітний момент має СДЗПМ – у порівнянні з СРД його потужність і момент більші в 1,84 разів. Варіант СРДПМ у порівнянні з СРД має більшу потужність і момент в 1,3 рази, тобто додавання ПМ в ротор СРД збільшує його потужність на 30%. Задля забезпечення однакової величини струму в обмотці статора напруга її живлення має змінюватися приблизно в таких же межах. Задля отримання однакової потужності потрібно збільшувати або габарити СРД і СРДПМ, або струм статора. Разом з тим найбільші пульсації моменту виникають також в СДЗПМ – максимальне коливання моменту майже в

4 рази більше, ніж в СРД і в 1,8 разів більше, ніж в СРДПМ. Чим кращим є двигун за питомими енергетичними показниками, тим гіршим він є за рівнем пульсацій моменту.

3. Застосування конструктивних заходів з метою зменшення пульсацій електромагнітного моменту дають змогу у всіх варіантах двигунів знизити коефіцієнт пульсацій в 1,3...1,5 рази. Але при цьому на (8...10) % зменшується потужність і середній момент двигунів.

4. Отримані результати можуть бути використані під час вибору доцільного типу синхронного тягового двигуна з урахуванням заданих компромісних вимог до характеристик двигунів і умов експлуатації транспортного засобу: для отримання найкращих масо-габаритних і енергетичних показників може бути застосований СДЗПМ; для зменшення вібрацій – СРДПМ. Для отримання найбільшої надійності експлуатації з урахуванням негативного впливу зовнішніх факторів (вологість, нагрів, вібрації) доцільним є використання СРД, незважаючи на їхні суттєво гірші енергетичні показники.

1. Jacek F. Gieras, Jian-Xin Shen. Modern Permanent Magnet Electric Machines. Theory and Control. CRC Press, 2023. 307 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/9781003103073>.
2. Woldegiorgis A.T., Ge X., Zuo Y., Wang H., Hassan M. Sensor less Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives Considering Resistance and Permanent Magnet Flux Linkage Variation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2023. Vol. 70. Issue 8. Pp. 7716-7730. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2022.3224152>.
3. Brosch A., Wallscheid O., Böcker J. Model Predictive Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motors Using a Stator-Fixed Harmonic Flux Reference Generator in the Entire Modulation Range. *German Research Foundation (DFG) under the reference number BO 2535/20-1*. 2022. Pp. 1-15. DOI: <https://doi.org/10.36227/techrxiv.21590766.v1>.
4. Raja Ram Kumar, Priyanka Devi, Chandan Chetri, Ankita Kumari, Papu Moni Saikia, Ram Khelawan Saket, Kundan Kumar, Baseem Khan. Performance analysis of dual stator six-phase embedded-pole permanent magnet synchronous motor for electric vehicle application. *IET Electrical Systems in Transportation*. 2023. Vol. 13. Issue 1. Pp. 1-13. DOI: <https://doi.org/10.1049/els2.12063>.
5. Muhammad R.Z., Junaid I., Saleem I.S., Syed S.H., Salman A., Marignetti F. Performance Improvement of Axial Flux Permanent Magnet Machine with Phase Group Concentrated Coil Winding. *Energies*. 2022. Vol. 15 (19). Issue 7337. Pp. 2-22. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15197337>.
6. Zhi Yang, Fei Shang, Ian P. Brown, Mahesh Krishnamurthy. Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction and Switched Reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2015. Vol. 1. Issue 3. Pp. 245-254. DOI: <https://doi.org/10.1109/TTE.2015.2470092>.
7. Bianchini C., Bisceglie G., Torreggiani A., Davoli M., Macrelli E., Bellini A., Frigieri M. Effects of the Magnetic Model of Interior Permanent Magnet Machine on MTPA, Flux Weakening and MTPV Evaluation. *Machines*. 2023. Vol. 11(1). Issue 77. Pp. 2-20. DOI: <https://doi.org/10.3390/machines11010077>.
8. Grebenikov V.V., Gamaliia R.V., Dadychyn S.A. Comparative analysis of magnetic systems of permanent magnet motors for tram. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 5. С. 27-37. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.027>.
9. Stipetic S., Zarko D., Kovacic M. Optimized design of permanent magnet assisted synchronous reluctance motor series using combined analytical–finite element analysis based approach. *IET Electric Power Applications*. 2016. Vol. 10. No 5. Pp. 330-338. DOI: <https://doi.org/10.1049/IET-EPA.2015.0245>.
10. Любарський Б.Г., Овер'янова Л.В., Рябов Є.С., Якунін Д.І., Островерх О.О., Воронін Ю.В. Оцінка головних розмірів тягового синхронно-реактивного електродвигуна з постійними магнітами. *Електротехніка і електромеханіка*. 2021. № 2. С. 3-8. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.01>.
11. Васьковський Ю.М., Гайденко Ю.А. Дослідження електромагнітних процесів в синхронних машинах з постійними магнітами на основі коло-польових математичних моделей. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 2. С. 47-54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.02.047>.
12. Гребеников В.В., Прыймак М.В. Способы уменьшения пульсаций электромагнитного момента в электрических машинах с постоянными магнитами и зубцово-пазовым статором. *Праці ІЕД НАН України*. 2010. Вип. 27. С. 52-58.

COMPARATIVE ANALYSIS OF ENERGY CHARACTERISTICS OF DIFFERENT TYPES OF SYNCHRONOUS TRACTION ELECTRIC MOTORS

Yu.M. Vaskovsky, V.V. Pavluk

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

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

E-mail: yun157@gmail.com;

2812vova@gmail.com.

Using the methods of mathematical modeling, a comparative analysis of the electromagnetic torque and power characteristics of three versions of traction synchronous motors was carried out: a synchronous jet engine, a hybrid synchronous jet engine with additional permanent magnets on the rotor, and a synchronous engine with permanent magnets installed on the rotor surface. The comparative analysis was carried out under the conditions of the same dimensions of the engines, the nominal values of the stator winding current and the speed of rotation of the rotor. It was established that under the given conditions, the synchronous motor with permanent magnets on the surface develops the greatest power and torque, but it also has the largest torque pulsations. Design measures to reduce torque pulsations at the same time led to a noticeable decrease in the nominal power of engines. The obtained results can be used when choosing an appropriate type of synchronous traction motor, taking into account the given compromise requirements for engine characteristics and vehicle operating conditions. References 12, figures 5, table 2.

Key words: traction synchronous motor, rotor permanent magnets, electromagnetic moment, pulsations of electromagnetic moment.

1. Jacek F. Gieras, Jian-Xin Shen. Modern Permanent Magnet Electric Machines. Theory and Control. CRC Press, 2023. 307 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/9781003103073>.
2. Woldegiorgis A.T., Ge X., Zuo Y., Wang H., Hassan M. Sensor less Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives Considering Resistance and Permanent Magnet Flux Linkage Variation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2023. Vol. 70. Issue 8. Pp. 7716-7730. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2022.3224152>.
3. Brosch A., Wallscheid O., Böcker J. Model Predictive Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motors Using a Stator-Fixed Harmonic Flux Reference Generator in the Entire Modulation Range. *German Research Foundation (DFG) under the reference number BO 2535/20-1*. 2022. Pp. 1-15. DOI: <https://doi.org/10.36227/techrxiv.21590766.v1>.
4. Raja Ram Kumar, Priyanka Devi, Chandan Chetri, Ankita Kumari, Papu Moni Saikia, Ram Khelawan Saket, Kundan Kumar, Baseem Khan. Performance analysis of dual stator six-phase embedded-pole permanent magnet synchronous motor for electric vehicle application. *IET Electrical Systems in Transportation*. 2023. Vol. 13. Issue 1. Pp. 1-13. DOI: <https://doi.org/10.1049/els2.12063>.
5. Muhammad R.Z., Junaid I., Saleem I.S., Syed S.H., Salman A., Marignetti F. Performance Improvement of Axial Flux Permanent Magnet Machine with Phase Group Concentrated Coil Winding. *Energies*. 2022. Vol. 15 (19). Issue 7337. Pp. 2-22. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15197337>.
6. Zhi Yang, Fei Shang, Ian P. Brown, Mahesh Krishnamurthy. Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction and Switched Reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2015. Vol. 1. Issue 3. Pp. 245-254. DOI: <https://doi.org/10.1109/TTE.2015.2470092>.
7. Bianchini C., Bisceglie G., Torreggiani A., Davoli M., Macrelli E., Bellini A., Frigieri M. Effects of the Magnetic Model of Interior Permanent Magnet Machine on MTPA, Flux Weakening and MTPV Evaluation. *Machines*. 2023. Vol. 11(1). Issue 77. Pp. 2-20. DOI: <https://doi.org/10.3390/machines11010077>.
8. Grebenikov V.V., Gamaliia R.V., Dadychyn S.A. Comparative analysis of magnetic systems of permanent magnet motors for tram. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 5. Pp. 27-37. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.027>.
9. Stipetic S., Zarko D., Kovacic M. Optimized design of permanent magnet assisted synchronous reluctance motor series using combined analytical–finite element analysis based approach. *IET Electric Power Applications*. 2016. Vol. 10. No 5. Pp. 330-338. DOI: <https://doi.org/10.1049/IET-EPA.2015.0245>.
10. Lyubarskyi B.G., Overianova L.V., Ryabov E.S., Yakunin D.I., Ostroverkh O.O., Voronin Yu.V. Evaluation of the main dimensions of traction synchronous jet electric motor with permanent magnets. *Elektrotekhnika i elektromekhanika*. 2021. No 2. Pp. 3-8. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.01>. (Ukr)
11. Vaskovsky Yu. M., Haydenko Yu. A. Research of electromagnetic processes in synchronous machines with permanent magnets based on circle-field mathematical models. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2018. No 2. Pp. 47-54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.02.047>. (Ukr)
12. Grebenikov V.V., Pryimak M.V. Ways to reduce pulsations of the electromagnetic moment in electric machines with permanent magnets and a tooth-groove stator. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii nauk Ukrainy*. 2010. Vyp. 27. Pp. 52-58. (Rus)

Надійшла 06.03.2023

Остаточний варіант 20.04.2023

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ МОМЕНТИ УПРАВЛІННЯ ПРЕЦЕСІЙНИМ РУХОМ ТРИСТУПЕНЕВОЇ ЕЛЕКТРИЧНОЇ МАШИНИ

І.С. Петухов*, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: igor_petu@ukr.net

Розглянуто основні відомі структури та принципи функціонування електричних машин з трьома ступенями свободи обертального руху ротора. Виділено тип таких машин, в яких можливо реалізувати високу частоту обертання ротора, що надає їм властивості гіростабілізації. Наведено структуру магнітної системи машини розглянутого типу та висунуто гіпотезу про адекватність виразів класичної аналітичної математичної моделі, але відмічено необхідність точного обчислення зосереджених параметрів, що її складають. На основі чисельної математичної моделі тривимірного магнітного поля проведено аналіз розподілу магнітної індукції, обчислено залежності складових електромагнітного моменту та потокозчеплення обмотки управління від кутів орієнтації осі ротора та кута його обертання. Зроблено висновок про адекватність залежностей, що складають класичну аналітичну математичну модель, за умов обчислення коефіцієнтів, що входять до неї, на основі результатів розрахунку тривимірного магнітного поля в активній зоні машини та оточуючому просторі. Так амплітуду вектора потокозчеплення обмотки управління і коливань його складових для використання в моделі з зосередженими параметрами необхідно обчислювати за відповідними значеннями амплітуд складових електромагнітного моменту. Врахування результатів аналізу тривимірного поля демонструє значні зменшення швидкості керованої прецесії та зростання розмаху нутації. Бібл. 9, рис. 10, табл. 2.

Ключові слова: триступенева електрична машина, гіростабілізований ротор, прецесія, електромагнітний момент, обмотка управління, потокозчеплення, точність.

Вступ. Електричні машини з триступеневим ротором (ЕМТР) являють окремий клас електро-механічних перетворювачів, вісь ротора яких здатна змінювати свій напрям у двох взаємно ортогональних кутових координатах. Для реалізації можливості трьох ступенів свободи руху виконавчого органу використовуються різноманітні електромагнітні структури. У роботі [1] досліджено ЕМТР, яка працює за принципом індукторної машини. Вона містить два поєднаних статори для обертального та хитального руху відповідно з системою з восьми обмоток для кожного з п'яти можливих фіксованих кутів нахилу осі ротора. Можна відмітити низку досліджень так званих двигунів сферичного типу, де для збудження магнітного поля використовується постійний магніт, а регулювання за трьома координатами реалізується за принципом крокового двигуна, що містить у своїй структурі обмоток 12 або 24 секції. Ці технічні рішення описано відповідно в роботах [2, 3]. Кожен зі згаданих принципів – принцип індукторної машини та принцип крокового двигуна – для своєї реалізації потребує досить складної конструкції магнітної системи і не може бути використаним у випадку, коли виникає необхідність швидкообертового руху ротора.

На відміну від вищерозглянутих типів ЕМТР набув певного розвитку тип таких машин, в яких можливо реалізувати високу частоту обертання ротора. Такі структури мають властивість гіроскопу – зберігати напрям осі обертання та змінювати цей напрям під дією зовнішніх моментів завдяки явищу прецесії. Ця властивість визначає сфери застосування ЕМТР в мобільних електромеханічних системах стабілізації, спостереження та стеження [4–6]. Відповідно, до цих систем висувуються вимоги точності та швидкості відпрацювання завдання системи управління. Конструктивно можливість змінювати напрям осі обертання досягається за рахунок мініатюрного карданового підвісу, розташованого у внутрішній порожнині ротора [4]. Така конструкція забезпечує невелику інерційність системи підвісу, що позитивно позначається на показниках пристрою. Платою за відмову від класичної кінематичної структури триступеневого гіроскопу є менші припустимі кути відхилення виконавчого пристрою, які обмежуються конструктивними можливостями карданового підвісу, розташованого в середині ротора.

Дослідженням ЕМТР, що мають властивості гіроскопу, присвячені роботи [4, 5], в яких проаналізовано структури таких машин та розроблено засади їхнього математичного моделювання. Од-

нією з ефективних структур в цих роботах визнано структуру з двома магнітопроводами, що механічно жорстко з'єднані і тому обертаються синхронно, причому систему збудження розташовано на зовнішньому магнітопроводі. Рішення з синхронним обертанням обох магнітопроводів дає змогу позбутися втрат на вихрові струми від обертального поля, внаслідок чого зменшуються паразитні моменти, які викликають небажану прецесію. Іншим рішенням, що надає можливість зменшити рівень полів розсіювання, є переніс магнітів системи збудження на зовнішній магнітопровід, що, у свою чергу, знижує втрати на вихрові струми у металевих елементах карданового підвісу, розташованого всередині внутрішнього магнітопроводу.

Розглянуті у роботах [4–7] математичні моделі багатоступеневих електричних машин засновані на класичних принципах, у відповідності до яких електричну машину представлено схемою з зосередженими параметрами у припущенні, що індуктивності та потокозчеплення змінюються з обертанням ротора за гармонічними законами. Це давало змогу отримати наближені аналітичні рішення або звести нестационарну задачу до системи звичайних диференціальних рівнянь, в яких ЕМТР представлена зосередженими параметрами. Але в деяких випадках доводилося робити досить вільні припущення, коректність яких перевірялася вже на стадії макетування машини [4]. У зв'язку з появою нових програмних засобів та обчислювальних потужностей з'являється можливість оцінити адекватність розроблених математичних моделей або визначити область та межі їх придатності.

Електромеханічна математична модель будь-якої електричної машини чи виконавчого пристрою складається з рівнянь, що описують електромагнітне поле (рівнянь електричних кіл як граничний випадок), та рівнянь механіки, що моделюють переміщення рухомих частин. Результатом електромагнітної групи рівнянь є електромагнітні зусилля та моменти, які є вхідними даними для механічних рівнянь. В класичних (аналітичних) моделях ЕМТР спрощенню та лінеаризації підлягають як перша, так і друга складова математичної моделі [8]. Але якщо рівняння механіки є звичайними диференціальними рівняннями, то електромагнітна складова математичної моделі описує тривимірне магнітне поле, для чого використовуються рівняння в частинних похідних. Електромагнітна складова в значно більшій мірі враховує особливості конструкції магнітопроводів та обмоток, і дослідження меж її адекватності є найбільш нагальним питанням.

Рух ротора ЕМТР визначається двома, хоча і пов'язаними між собою, процесами, але такими, що дуже відрізняються за швидкістю та характером переміщень. Так обертальний рух ротора є добре відомим і вивченим процесом, який для ЕМТР відрізняється від класичних електричних машин тільки дещо незвичною формою обмоток. Проблеми, що постають у дослідженні в цьому питанні, є тільки забезпечення потрібного часу розгону і підтримання номінальної швидкості, яка буває досить великою задля досягнення потрібного рівня інерційної стабілізації ротора. В той же час прецесійний рух незрівнянно повільніший, і саме він визначає швидкість та точність відпрацювання сигналів управління. Поряд з небажаною прецесією від дії паразитних моментів шкідливим явищем є нутація. Вона призводить до нечіткої орієнтації осі обертання ротора та розмиття образу об'єкту спостереження. Зменшення нутації досягається збільшенням частоти обертання та за допомогою конструктивних демпфуючих засобів, які теж необхідно моделювати. Оскільки припустима амплітуда нутації різна для різних застосувань і для її зменшення застосовуються, відповідно, різні заходи, вивчення означеної проблеми є самостійним завданням.

Тому **метою дослідження** було обрано аналіз адекватності виразів для знаходження електромагнітних моментів управління в класичній математичній моделі ЕМТР на основі обчислення цих моментів за допомогою чисельного розрахунку тривимірного магнітного поля. Інакше кажучи, чи припустимо без значної втрати точності використовувати гармонічні залежності потокозчеплень (і як наслідок – індуктивностей) від кутів повороту та нахилу ротора.

За **об'єкт дослідження** обрано ідеалізовану структуру ЕМТР, магнітна система якої є симетричною відносно трьох площин, і в якій відсутні будь-які сили, що роблять механічну систему неконсервативною.

Структура ЕМТР та математична модель. На рис. 1 зображено поперечний переріз по площі симетрії полюсного поділу структури магнітної системи ЕМТР, що згадана вище [4]. Рухому частину цієї структури складають магнітопроводи: зовнішній (з магнітами, що намагнічені радіально) та внутрішній. Елементи статора представлено обмотками, що розташовані в проміжку між магнітопроводами. Задля отримання загальних результатів і відкидання вторинних факторів не будемо розглядати в структурі конструктивні елементи, що не входять до активної зони машини (карданів підвіс, тощо), та обмежимося розгляданням симетричної у трьох взаємно ортогональних площинах маг-

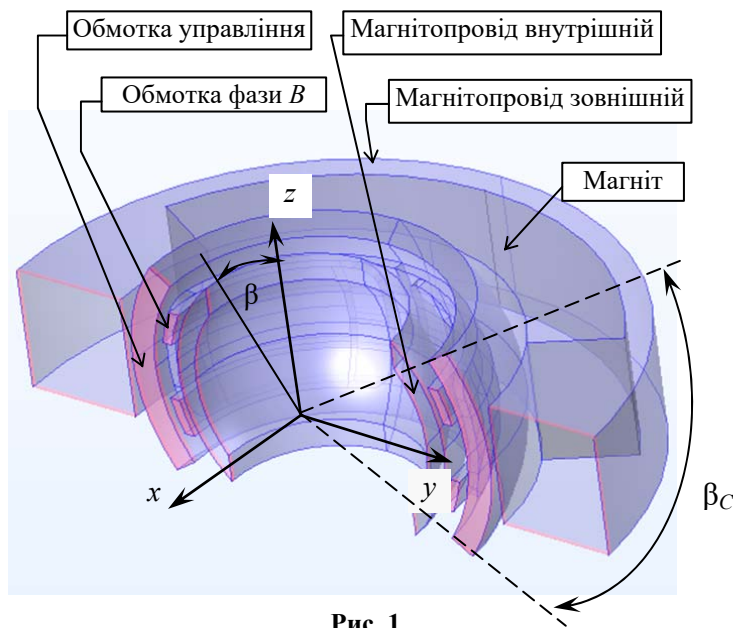


Рис. 1

нітної системи. Відмова розглядати згадані конструктивні елементи в аналізі магнітного поля обґрунтована тим, що карданів підвіс розташовано всередині внутрішнього магнітопроводу і значною мірою екранується їм від магнітного поля системи збудження та обмоток, а зовнішні елементи (зокрема корпус пристрою) виконуються, як правило, зі слабоелектропровідних або діелектричних матеріалів. На рис. 1 наведено систему координат (x, y, z) , пов'язану зі статором, а також вказано відлік куту нахилу осі обертання ротора β (кут нутації) та кутовий розмір обмотки управління β_c . Будемо вважати також, що карданів підвіс забезпечує обертання відносно всіх трьох осей координат. Таким чином, маємо механічну систему, ротор якої обертається навколо свого центру мас [1].

Поряд з розглядом симетричної

магнітної системи приймемо такі припущення.

1. Центр мас ротора ЕМТР є нерухомим.
2. Вплив обмоток обертання на момент обмотки управління відсутній.
3. На ротор діють тільки електромагнітні моменти управління, а будь-які моменти, що чинять механічний опір, не враховуються.

Для руху тіла відносно нерухомої точки осі системи координат є головними осями інерції, якщо вони лежать у площинах симетрії, і динамічні рівняння Ейлера мають вигляд [8]

$$\begin{cases} I_{xx} \dot{\omega}_x - (I_{yy} - I_{zz}) \omega_y \omega_z = M_x; \\ I_{yy} \dot{\omega}_y - (I_{zz} - I_{xx}) \omega_z \omega_x = M_y; \\ I_{zz} \dot{\omega}_z - (I_{xx} - I_{yy}) \omega_x \omega_y = M_z, \end{cases} \quad (1)$$

де I_{xx}, I_{yy}, I_{zz} – моменти інерції тіла відносно відповідних осей; $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ – кутові швидкості відносно відповідних осей, точка над змінною позначає повну похідну за часом; M_x, M_y, M_z – електромагнітні моменти відносно відповідних осей. Розв'язання рівнянь (1) реалізовано в інтерфейсі «Multibody Dynamics» пакету «Comsol Multiphysics», в якому враховуються всі особливості, притаманні гіроскопічному ефекту, і де вхідними даними є геометрія тіла, властивості матеріалів та вищезгадані електромагнітні моменти, що входять до правої частини рівнянь (1).

В теорії ЕМТР [4, 5] визначення моментів базується на уявленні про гармонічний розподіл компонентів векторів магнітного поля вздовж кутової координати. Таке представлення дає змогу перейти до аналізу електромагнітної взаємодії у вигляді векторів, що зображають амплітуди поточкозчеплень та струму, або МРС обмотки. Також векторне представлення МРС і поточкозчеплень дає можливість, як згадувалося вище, здійснити перехід до зосереджених параметрів машини та звести задачу моделювання нестационарного електромагнітного процесу до системи звичайних диференціальних рівнянь. Для аналізу положення ротора будемо використовувати кути повороту системи координат в послідовності $(Z-Y-Z)$ (послідовність осей, навколо яких відбувається обертання об'єкту). На рис. 2 показано магнітну систему (зовнішній магнітопровід ротора позначено контурами, внутрішній не показано) та обмотку управління, котра є нерухомою. Ротор зображено послідовно повернутим навколо осі z на кут прецесії $\alpha \approx 45^\circ$, його вісь нахилена на кут нутації $\beta \approx 20^\circ$ навколо осі Y , та в цьому положенні ротор далі повернуто на кут $\omega t = \gamma \approx 30^\circ$ (кут обертання). В результаті двох перших поворотів отримаємо систему координат (X, Y, Z) , що включає вісь обертання Z , а в результаті третього повороту – синхронну систему (D, Q, Z) , що пов'язана з ротором.

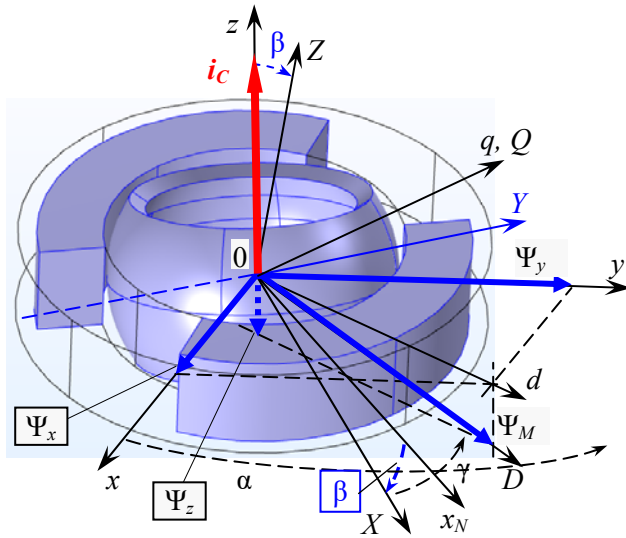


Рис. 2

менту. В результаті з (4) отримаємо компоненти електромагнітного моменту в системі координат статора

$$\begin{cases} M_x = -\Psi_y i_c \\ M_y = \Psi_x i_c \end{cases} \quad (5)$$

У роботі [1] представлені повні вирази складових електромагнітних моментів для загального випадку прецесійного руху ротора ЕМТР, обмотки якої живляться синусоїдальними струмами. Ці рівняння основані на припущенні про гармонійну залежність потокозчеплень від кутових координат, що визначають просторове положення ротора. Оскільки струми можуть бути будь-якої форми (наприклад, за умов живлення від інвертора), тобто значно відрізняться від синусоїдальних, забезпечення точності апроксимуючих виразів для складових електромагнітного моменту (5) визначається адекватністю кутових залежностей складових потокозчеплення.

У синхронній системі координат (D, Q, Z) вектор потокозчеплення має одну складову $\Psi_D = (\Psi_D, 0, 0)$. Вирази для складових потокозчеплення у системі координат (X, Y, Z) (на рис. 2 не показано) вочевидь мають вигляд

$$\begin{cases} \Psi_X = \Psi_D \cos \gamma \\ \Psi_Y = \Psi_D \sin \gamma \end{cases} \quad (6)$$

Щоб отримати складові потокозчеплення (3) в системі координат статора виконаємо перетворення складових (6) шляхом двох зворотних поворотів на кути β та α . В результаті переходу складових потокозчеплення до системи координат (x_N, Y, z) у горизонтальній площині симетрії статора шляхом зворотного повороту системи координат відносно осі Y на кут β отримаємо

$$\begin{cases} \Psi_{x_N} = \Psi_D \cos \beta \cos \gamma \\ \Psi_Y = \Psi_D \sin \gamma \end{cases} \quad (7)$$

Подальший перехід до системи координат статора (x, y, z) шляхом зворотного повороту на кут α у площині $z=0$ дає значення для складових потокозчеплення у системі координат статора (рис. 2)

$$\begin{cases} \Psi_x = \Psi_{x_N} \cos \alpha - \Psi_Y \sin \alpha \\ \Psi_y = \Psi_{x_N} \sin \alpha + \Psi_Y \cos \alpha \end{cases} \quad (8)$$

що, нарешті, призводить до шуканих виразів складових потокозчеплення обмотки управління через амплітуду взаємного потокозчеплення з системою збудження

$$\begin{cases} \Psi_x = \Psi_D (\cos \alpha \cos \beta \cos \gamma - \sin \alpha \sin \gamma) \\ \Psi_y = \Psi_D (\sin \alpha \cos \beta \cos \gamma + \cos \alpha \sin \gamma) \end{cases} \quad (9)$$

В системі координат статора вектор струму обмотки управління спрямовано вздовж осі z

$$\mathbf{i} = (0, 0, i_c), \quad (2)$$

а вектор Ψ_D взаємного потокозчеплення намагніченого ротора з обмоткою управління спрямовано вздовж осі D (вісь поля магнітів, рис. 2)

$$\Psi_D = (\Psi_x, \Psi_y, \Psi_z). \quad (3)$$

Електромагнітний момент, прикладений до статора, представимо як детермінант векторного добутку векторів потокозчеплення та струму

$$\mathbf{M} = -\det \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \Psi_x & \Psi_y & \Psi_z \\ 0 & 0 & i_c \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Оскільки ми знехтували впливом обмоток обертання та в магнітопроводах відсутні вихрові струми, векторний добуток (4) є єдиним виразом для обчислення електромагнітного моменту.

Кут α змінюється в процесі прецесійного руху ротора, але для визначення адекватності залежностей (9) його можна покласти нульовим, оскільки він визначає лише напрям нахилу осі обертання ротора та, за визначенням, викликає лише гармонічну зміну складових потокозчеплення. Кути ж β та γ визначають взаємне положення магнітів системи збудження та обмотки управління і впливають на розподіл магнітного поля. Зазначимо, що внаслідок обнуління кута прецесії α вісь x_N співпадає з віссю x . Також співпадають осі y та Y . Тому надалі замість x_N будемо використовувати позначення x . Проклавши кут α нульовим, отримаємо

$$\begin{aligned}\Psi_x &= \Psi_D \cos\beta \cos\gamma \\ \Psi_y &= \Psi_D \sin\gamma\end{aligned}\quad (10)$$

Нарешті, вирази (1) для складових моменту, що діє на статор, будуть виглядати таким чином:

$$\begin{aligned}M_x &= -\Psi_D i_C \sin\gamma \\ M_y &= \Psi_D i_C \cos\beta \cos\gamma\end{aligned}\quad (11)$$

Хоча залежності (11) прості для аналізу і за умов нульового кута нутації є синусоїдами, вони, як буде показано нижче, все ж таки не завжди є зручними для аналізу похибок визначення електромагнітних моментів. Більш зручними і такими, що дають змогу підвищити точність моделювання, є криві складових моменту в системі координат (d, q, z) , що обертається навколо осі z з кутовою швидкістю ротора, як і система (D, Q, Z) . Для цього вирази (11) зліва помножимо на матрицю повороту на кут $-\gamma$

$$\begin{bmatrix} M_d \\ M_q \end{bmatrix} = \Psi_D i_C \begin{bmatrix} \cos\gamma & \sin\gamma \\ -\sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin\gamma \\ \cos\beta \cos\gamma \end{bmatrix} = \Psi_D i_C \begin{bmatrix} -\sin\gamma \cos\gamma + \cos\beta \cos\gamma \sin\gamma \\ \sin^2\gamma + \cos\beta \cos^2\gamma \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Легко побачити, що вирази для складових вектора потокозчеплень (10), помножені на матрицю повороту в системі координат статора (d, q, z) , мають симетричний до (12) вигляд, а саме:

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \Psi_D \begin{bmatrix} \cos\beta \cos^2\gamma + \sin^2\gamma \\ -\cos\beta \sin\gamma \cos\gamma + \sin\gamma \cos\gamma \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Причина зручності для аналізу виразів (12), (13) полягає в тому, що за умов нульового кута β одна складова є постійною, а друга – дорівнює нулю. Це дає змогу оцінити в цих залежностях похибки чисельного розрахунку.

В теорії електричних машин традиційно прийнято визначати потокозчеплення обмоток, електромагнітний момент та потужність за значенням

першої гармоніки нормальної складової магнітної індукції вздовж середньої лінії повітряного проміжку. У безпазовій конструкції обмотки розташовано безпосередньо у повітряному проміжку, і тому цілком резонно задля досягнення точності обчислення потокозчеплення визначати магнітну індукцію уздовж середньої лінії відповідної обмотки.

Розрахункове дослідження проводилося для фізичної моделі, дані якої наведено у табл. 1. Результати розрахунку розподілу модулю магнітної індукції $B(\phi_R)$ вздовж полюсного поділу в площині симетрії $z=0$ досліджуваної структури ЕМТР для декількох матеріалів постійного магніту наведено на рис. 3. Там же наведені результати п'яти тестових вимірювань максимального значення індукції в зоні розташування обмотки управління. Задля візуальної оцінки вмісту гармонічних складових на рис. 3 наведено косинусоїдальну криву. З огляду на розподіл магнітної індукції можна заключити, що в нормальній складовій присутній помітний внесок непарних гармонік. Чи впливають вони на потокозчеплення обмотки та в підсумку на електромагнітний момент можна за-

Таблиця 1

Параметр	Розмір відносно полюсного поділу
Повний повітряний проміжок між магнітопроводами 4,5 мм	0,104
Товщина шару обмоток 3,5 мм	0,081
Висота ярма внутрішнього магнітопроводу 1,5 мм	0,035
Висота ярма зовнішнього магнітопроводу 2 мм	0,045
Висота магніту 7 мм	0,162
Кутовий розмір магніту (площина X, Y)	120°
Кутовий розмір обмотки управління (площина X, Z)	70°
Кутовий крок секції обмотки обертання (площина X, Y)	154°
Кутлова ширина активної частини секції обмотки обертання	13°
Співвідношення товщини шарів обмоток управління і обертання	8/3
Коефіцієнт заповнення обмоток міддю	0,34
Матеріал постійного магніту	КС37А
Повітряний проміжок між рухомими і нерухомими частинами 0,5 мм	0,0116

ключити по чисельному розрахунку потокозчеплень обмотки, що входять до співвідношень (5).

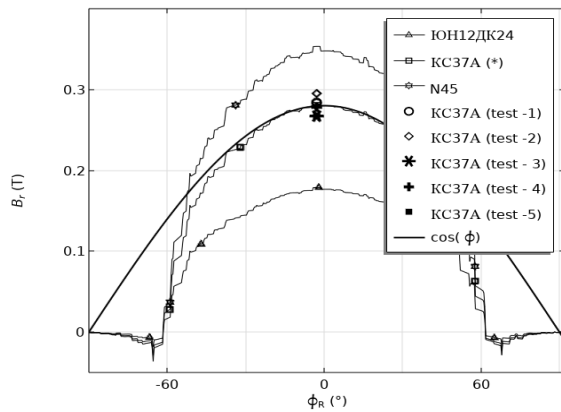


Рис. 3

ніть потокозчеплення. Дійсно, змінна частина енергії магнітного поля збудження W_{MC} , що зчеплене з обмоткою управління і змінюється з нахилом ротора, визначається виразом

$$W_{MC}(\beta) = \Psi_d(\beta) i_C. \quad (14)$$

А електромагнітний момент визначається через похідну по координаті, якою в даному випадку є кут β , тобто

$$M_q = -\frac{\partial W_{MC}}{\partial \beta} = -\frac{\partial \Psi_d(\beta)}{\partial \beta} i_C. \quad (15)$$

Таким чином, апроксимація залежності потокозчеплення від кута β повинна забезпечувати точність у визначенні похідної (15) в околі точки $\beta=0$. Тому апроксимуюча крива не є першою гармонікою, і амплітуда її ніяк не пов'язана з екстремумом дійсної залежності $\Psi_d(\beta)$. Причиною є те, що обмотка управління та обидва магнітопроводи – зовнішній та внутрішній – мають скінчені кутові розміри (рис. 1, табл. 1).

Пошук апроксимуючої синусоїди, а фактично її амплітуди, є тривіальною задачею. Наприклад, у відповідності до гіпотези про синусоїдальну залежність потокозчеплення від кута β (рис. 4) залежність похідної потокозчеплення у формулі (15) буде косинусоїдальною. З цього витікає, що розрахункове значення максимального моменту $M_{q,max}(\beta=0)$ треба поділити на амплітуду струму обмотки управління (який природно задати постійним під час розрахунку)

$$\Psi_{d,max} = M_{q,max} / i_C. \quad (16)$$

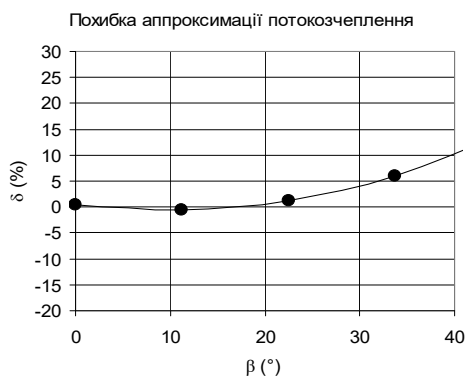


Рис. 5

Відмітимо тільки, що відносна похибка такої апроксимації синусоїдою з амплітудою 150% від реального максимуму потокозчеплення (рис. 4) невелика і для конкретної геометрії не перевищує 4% за умов кута відхилення ротора до 30° , що показано на рис. 5.

Обчислення електромагнітного моменту, що входить до формули (16), в інтерфейсі «Magnetic fields» виконується інтегруванням відповідних електромагнітних зусиль. В даній безпазовій структурі ЕМТР для обчислення електромагнітних зусиль доцільно використовувати формулу Лоренца [9]

$$\mathbf{F} = \mathbf{J} \times \mathbf{B}, \quad (15)$$

Результати моделювання. Як вже відмічалось, внаслідок відсутності вихрових струмів в магнітопроводі визначення потокозчеплень можна проводити на основі розрахунку статичного магнітного поля. Моделювання виконувалося в середовищі пакету «COMSOL Multiphysics» у інтерфейсі «Magnetic fields». На рис. 4 маркованими кривими наведено залежності розрахункового значення потокозчеплення обмотки управління Ψ_d від кута β та його апроксимації синусоїдою $\approx \Psi_d$ за умови обертання навколо осі у (Y). Чорним прямокутником показано реально досяжний діапазон кутів нутації для конструкції ЕМТР, що використовує карданів підвіс у внутрішній порожнині ротора. І саме в цьому діапазоні апроксимуюча крива повинна з найбільшою точністю відображати кутову залежність потокозчеплення.

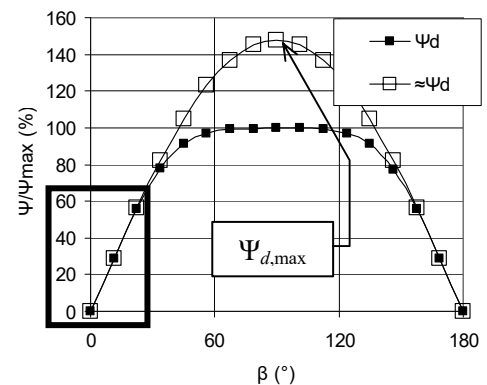


Рис. 4

де \mathbf{J} – вектор густини струму; \mathbf{B} – вектор магнітної індукції. В свою чергу компоненти електромагнітного моменту в системі координат статора (x, y, z) можна отримати інтегруванням просторових складових електромагнітної сили $f_{x,y,z}$ по об'єму V_C обмотки управління за виразами

$$\begin{cases} M_x = \int_{V_C} (f_x \cdot z - f_z \cdot x) dV \\ M_y = \int_{V_C} (-f_y \cdot z + f_z \cdot y) dV \end{cases} \quad (16)$$

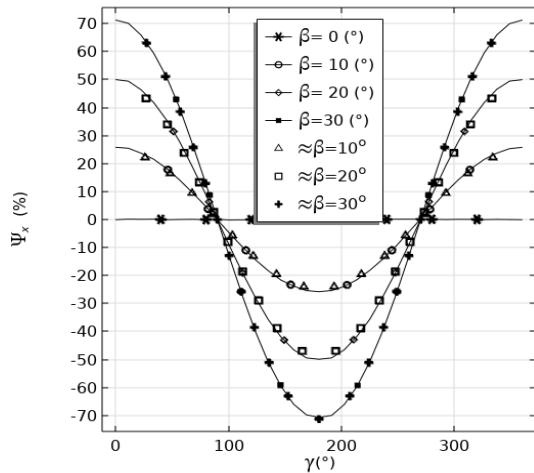


Рис. 6

Розглянемо придатність апроксимації залежності складової Ψ_x потокозчеплення обмотки управління від кута обертання γ гармонічною функцією. На рис. 6 представлено залежності потокозчеплення цієї обмотки від кута обертання для чотирьох значень кута нахилу ротора β ($0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ$). Там же маркерами позначено відповідні апроксимуючі залежності. Близькість наведених залежностей до синусоїдальної не викликає сумнівів. Апроксимація виконувалася простим підбором амплітуди для кута $\beta = 30^\circ$, а для кутів 10° та 20° криві обчислювалися пропорційним перерахунком. Додамо, що амплітуди кривих на рис. 6 співпадають з даними кривої на рис. 4, де відповідну зону робочих кутів нутації помічено чорним прямокутником. Аналогічний характер, вочевидь, мають залежності $\Psi_y(\gamma)$. Таким чином підтверджено, що в робочому діапазоні кутів нахилу ротора β залежності потокозчеплень обмотки управління від кута

обертання γ близькі до синусоїдальних.

Графіки складових моменту та потокозчеплення в системі координат (d, q, z), обчислені в пакеті MatLab відповідно до виразів (12), (13), наведено на рис. 7. Найбільш наглядно поведінку графіків можна простежити за характером кривих для складової моменту M_q . Ця складова спадає до мінімуму за умов кута обертання $\gamma = (0^\circ, 180^\circ)$, коли вісь D ротора нахилена на максимальний кут (він дорівнює куту β), і відновлює максимальне значення, коли кут γ є кратним до 90° , а вісь D перетинає площину $z = 0$.

Співвідношення (12), (13) отримані у припущенні про гармонічний розподіл магнітного поля. Але на розподіл поля впливають геометричні особливості структури магнітопроводів та обмоток, зокрема обмежені кутові розміри цих елементів (табл. 1). На рис. 8 наведено аналогічні графіки складової моменту M_q для ряду значень кутів нутації та складової M_d (для значень кута нутації $\beta = 30^\circ, 40^\circ$), обчислені в інтерфейсі «Magnetic fields» середовища «COMSOL Metaphysics» (точки помічено

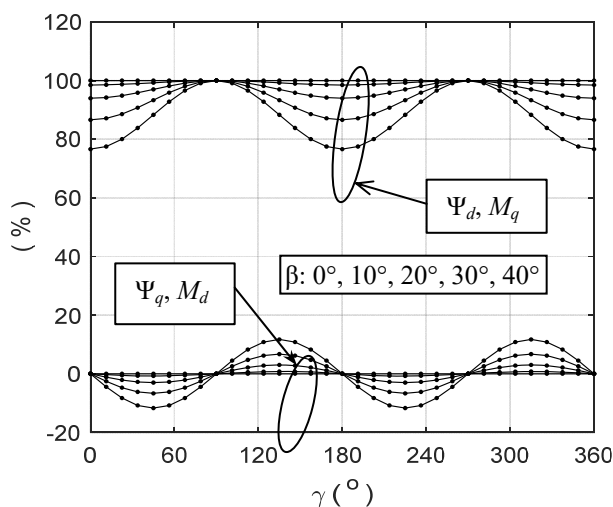


Рис. 7

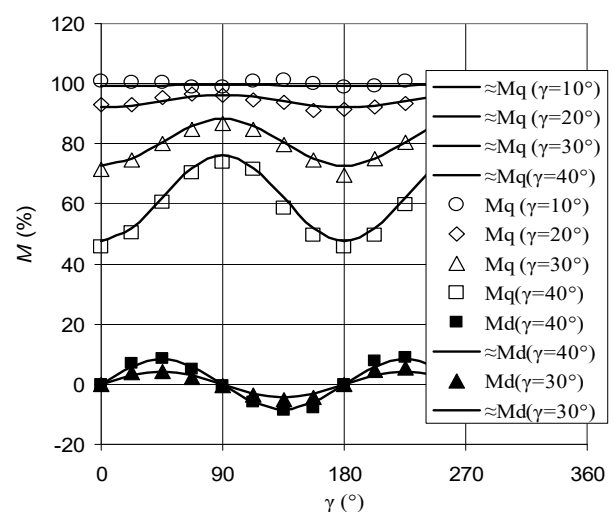


Рис. 8

маркерами), та апроксимовані залежності, що зображені гладкими кривими. Всі залежності є подібними до відповідних аналітичних залежностей (рис. 7), побудованих за виразами (12), містять другу

гармонічну складову, але постійна складова та екстремуми зменшуються набагато швидше із зростанням кута β .

Для апроксимуючої функції отриманих залежностей було обрано косинусоїду з постійною складовою. Постійна складова $M_{q,\text{mid}}$ та амплітуда змінної складової $M_{q,2}$ обчислювалися через екстремуми $M_q(\beta, 90^\circ)$ та $M_q(\beta, 0^\circ)$ відповідно за формулами

$$M_{q,\text{mid}}(\beta) = (M_q(\beta, 90^\circ) + M_q(\beta, 0^\circ)) / 2; \quad M_{q,2}(\beta) = (M_q(\beta, 90^\circ) - M_q(\beta, 0^\circ)) / 2. \quad (17), (18)$$

Таким чином, залежність складової моменту вздовж осі q апроксимувалася за формулою

$$M_q(\beta, \gamma) = M_{q,\text{mid}}(\beta) - M_{q,2}(\beta) \cos 2\gamma. \quad (19)$$

Компонента моменту M_d не має постійної складової (рис. 8) і для її апроксимації досить визначити амплітуду синусоїди подвійної частоти. Оскільки компонента електромагнітного моменту M_q має найбільший вплив на прецесію ротора розглянемо можливий варіант обчислення апроксимуючих функцій. Виходячи з прийнятого вигляду (19) апроксимуючої функції, для її побудови потрібні значення екстремумів $M_q(\beta, 0^\circ)$ та $M_q(\beta, 90^\circ)$ у виразах (17), (18).

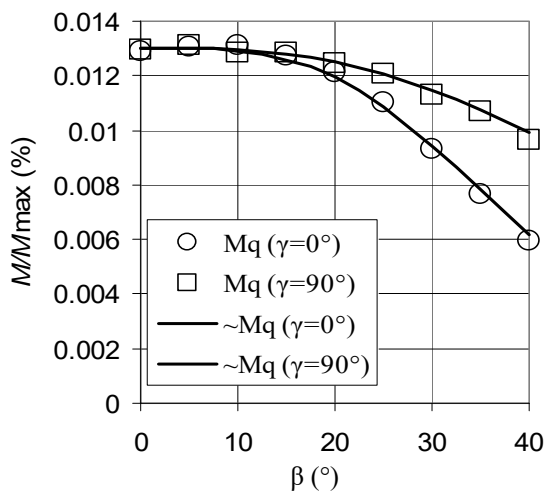


Рис. 9

Таблиця 2

	β_{05}	M
$M_q(0^\circ)$	39	3,7
$M_q(90^\circ)$	59	3

На рис. 9 наведено розрахункові дані, обчислені в середовищі «COMSOL Multiphysics», що позначені маркером, та криві, що апроксимують залежності екстремумів складової моменту $M_q(\gamma)$ (рис. 8). Для апроксимуючої функції обох екстремумів було обрано функцію Фр'юліха (Fröhlich)

$$M_{q,\text{extr}}(\beta) = M_q(0) / \left(1 + \left(\frac{\beta}{\beta_{05}} \right)^m \right), \quad (20)$$

де коефіцієнт β_{05} визначається за абсцисою половинного значення шуканої функції; коефіцієнт m визначає крутість спадання функції. Значення даних коефіцієнтів для шуканих залежностей екстремумів від кута β (рис. 9) наведено в табл. 2.

Чисельний експеримент. Для перевірки впливу розглянутих вище коливань електромагнітного моменту з подвійною (до частоти обертання) частотою було проведено розрахунок динамічного процесу. Розглянуто старт корекції напрямку осі

обертання з кутових координат $\alpha=180^\circ$, $\beta=20^\circ$ в напрямку нульового значення кута нутації. Значна величина початкового кута нутації обрана, щоб «потрапити» у зону найбільшої присутності другої гармоніки у складових електромагнітного моменту.

Оскільки рух осі ротора необхідно здійснювати у площині $y = 0$, треба забезпечити позитивний прецесійний момент по осі $0y$. Для цього прикладався позитивний електромагнітний момент по осі $0x$. Проаналізовано два випадки: 1) складова моменту M_q пульсує відповідно до аналітичного рішення (рис. 7); 2) ця складова пульсує відповідно до апроксимації чисельного рішення (рис. 8). Складовою моменту M_d нехтувалося, оскільки її амплітуда для даного значення кута нутації β складає менше десяти відсотків від постійної складової моменту M_q (рис. 8).

Результати розрахунку, що виконувався в інтерфейсі «Multibody dynamics», наведено на рис. 10, де годограф для чисельного розрахунку за апроксимованими залежностями (рис. 8) позначено $M_q = \text{var}$ (верхній графік), а нижній графік, позначений $M_q = \text{analytic}$, відповідає використанню аналітичних залежностей (12) (рис. 7). Для оцінки швидкості процесу прецесії, а також амплітуди нутації, реєструвався годограф осі ротора Z за період часу 0,3 с від моменту старту.

Порівняння отриманих кривих показує, що за умов урахування результатів чисельного розрахунку залежності електромагнітного моменту від кута нутації β процес прецесії протікає приблизно на 15 відсотків повільніше, а розмах (подвійна амплітуда) нутації на 30% більший. Цей факт свідчить про меншу, ніж передбачає класична аналітична модель, швидкість відпрацювання збурення та меншу чіткість зображення об'єкту спостереження. Експеримент на фізичній моделі процесу аретування ротора дає стартове значення максимальної амплітуди нутації $0,050^\circ$, що близько до відповідної амплітуди (рис. 10, верхній графік), отриманої в чисельному експерименті. Таким чином, підвищення

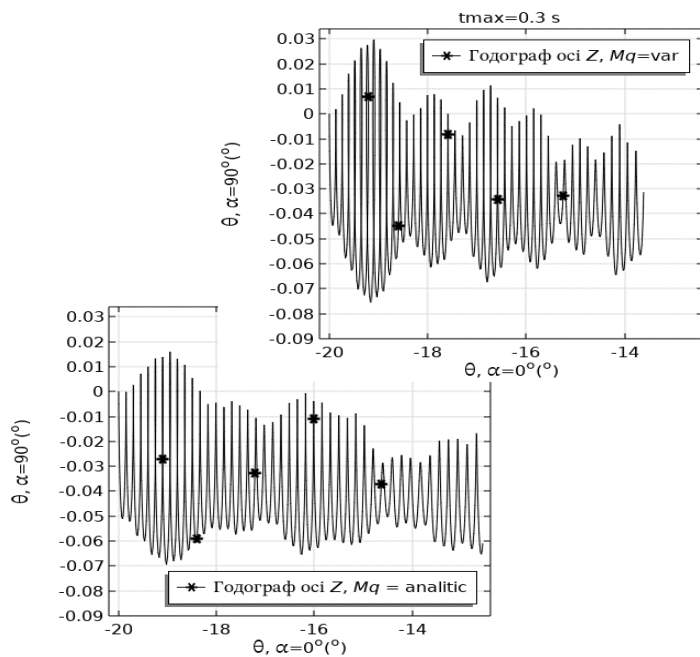


Рис. 10

льного струму обмотки управління. За значенням цієї амплітуди можна обчислювати компоненти потокозчеплення і індуктивність обмотки управління для використання у моделі з зосередженими параметрами.

3) Чисельне моделювання на основі аналізу тривимірного магнітного поля дає можливість з урахуванням конструктивних особливостей активної зони ЕМТР з більшою точністю визначити залежність середнього значення та амплітуди пульсацій електромагнітного моменту від кута нутації. За умов значної величини кута нутації (близько 30°) використання апроксимованих залежностей складових електромагнітного моменту від кутів нутації та обертання, отриманих на основі чисельного розрахунку, замість їхніх аналітичних аналогів дає меншу на 15% швидкість прецесії та більший на 30% розмах нутації.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розробити наукові засади та принципи побудови керованих n -ступеневих магнітоелектричних систем з екстремальними характеристиками» («Екстремум»), КПКВК 6541030.

1. Wenqiang Tao, Guoli Li, Lufeng Ju, Rui Zhou, Cungang Hu. Design and Analysis of a Novel Spherical Motor Based on the Principle of Reluctance. *IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition*. Shenzhen, China, 04-07 November 2018. Pp. 7–13. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590483>.

2. Lee H.J., Park H.J., Ryu G.H., Oh S.Y., Lee J. Performance Improvement of Operating Three-Degree-of-Freedom Spherical Permanent-Magnet Motor. *IEEE Transactions on magnetics*. 2012. Vol. 48. No 11. Pp. 4654–4657. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2012.2200470>.

3. Yan Wen, Guoli Li, Qunjing Wang, Xiwen Guo, Wenping Cao. Modeling and Analysis of Permanent Magnet Spherical Motors by a Multitask Gaussian Process Method and Finite Element Method for Output Torque. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2021. Vol. 68. Issue 9. Pp. 8540–8549. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3018078>.

4. Антонов А. Е. Электрические машины магнитоэлектрического типа. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2011. 216 с.

5. Милых А.Н., Барабанов В.А., Двойных В.В. Трехступенные электрические машины. Київ: Наукова думка, 1979. 308 с.

6. Милых А.Н., Барабанов В.А., Лавриненко В.А., Киреев В.Г. Уравнения трехступенных электрических машин с постоянными магнитами *Техническая электродинамика*. 1981. № 2. С. 65–70.

7. Соловьев А.Э., Теплова В.А. Особенности движения трехступенной электрической машины с радиально намагниченным ротором и дополнительными статорными обмотками. *Известия ТулГУ. Технические науки. Электротехника*. 2016. Вып. 7. Ч. 1. С. 175–183.

адекватності математичної моделі – більш точне врахування коливань електромагнітного моменту (рис. 8) – дало змогу отримати більшу точність моделювання.

Висновки. 1) В робочих діапазонах кута відхилення осі ротора від осі статора (до 30°) залежності компонент електромагнітного моменту та потокозчеплення обмотки управління від кутових координат можна з достатньою точністю апроксимувати гармонічними функціями. Це відповідає класичній аналітичній моделі. Але визначення амплітуд згаданих компонент необхідно проводити на основі чисельного моделювання тривимірного магнітного поля.

2) Амплітуду гармонічної функції, що апроксимує залежність потокозчеплення обмотки управління від кута нутації в класичній аналітичній моделі необхідно розраховувати тільки за максимальним значенням електромагнітного моменту по поперечній осі у відповідності до формули (14) за умов нульового кута нутації та реального струму обмотки управління.

8. Петрищев В.Ф. Элементы теории гироскопа и его применение для управления космическими аппаратами. Самара: Самар. гос. аэрокосм. ун-т., 2004. 68 с.

9. Comsol multiphysics modeling and simulation software. URL: <http://www.comsol.com/> (дата доступу 29.06.2022).

ELECTROMAGNETIC MOMENTS OF CONTROLLING THE PRECESSION MOVEMENT OF A THREE-DEGREE-OF-FREEDOM ELECTRIC MACHINE

I.S. Petukhov

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

E-mail: petuhov@ied.org.ua.

The main known structures and principles of functioning of electric machines with three degrees of freedom of rotational motion of the rotor are considered. The type of such machines in which it is possible to realize a high frequency of the rotor rotation is highlighted, which gives it the property of gyro-stabilization. The structure of the magnetic system of the machine of this type is presented and a hypothesis is put forward about the adequacy of the expressions of the classical analytical mathematical model, but the need for accurate calculation of the concentrated parameters that make up it. The distribution of magnetic flux density is analyzed based on a numerical mathematical model of a three-dimensional magnetic field. The dependences of electromagnetic torque components and flux linkages on the rotor axis orientation and the angle of its rotation are calculated. It was concluded that the classical analytical mathematical model are adequate provided that the calculating of its coefficients is based on the results of the modeling of three-dimensional magnetic field in the machine active volume and the surrounding space. It is underlined that, the amplitude of the flux linkage vector of the control winding and the fluctuations of the vector components to use in lumped parameter model must be calculated from the corresponding values of the electromagnetic torque components. Taking into account the results of the analysis of the three-dimensional field demonstrates a significant decrease in the speed of controlled precession and an increase in the amplitude of nutation. References 9, figures 10, tables 2.

Key words: three-degree-of-freedom electric machine, gyro-stabilized rotor, precession, electromagnetic moment, control winding, flux linkage, precision.

1. Wenqiang Tao, Guoli Li, Lufeng Ju, Rui Zhou, Cungang Hu. Design and Analysis of a Novel Spherical Motor Based on the Principle of Reluctance. *IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition*. Shenzhen, China, 04-07 November 2018. Pp. 7–13. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590483>.

2. Lee H.J., Park H.J., Ryu G.H., Oh S.Y., Lee J. Performance Improvement of Operating Three-Degree-of-Freedom Spherical Permanent-Magnet Motor. *IEEE Transactions on magnetics*. 2012. Vol. 48. No 11. Pp. 4654–4657. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2012.2200470>.

3. Yan Wen, Guoli Li, Qunjing Wang, Xiwen Guo, Wenping Cao. Modeling and Analysis of Permanent Magnet Spherical Motors by a Multitask Gaussian Process Method and Finite Element Method for Output Torque. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2021. Vol. 68. Issue 9. Pp. 8540–8549. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3018078>.

4. Antonov A.E. Electric machines of magnetoelectric type. Kyiv: Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, 2011. 216 p. (Rus)

5. Miliakh A.N., Barabanov V.A., Dvoynikh V.V. Three-degree-of-freedom electric machines. Kyiv: Naukova Dumka, 1979. 308 p. (Rus)

6. Miliakh A.N., Barabanov V.A., Lavrinenko V.A., Kireyev V.G. Equations of three-degree-of-freedom permanent magnet electric machines *Tekhnicheskaiia elektrodynamika*. 1981. No 2. Pp. 65–70. (Rus)

7. Soloviev A.E., Teplova V.A. Features of the movement of a three-stage electric machine with a radially magnetized rotor and additional stator windings. *Izvestiia TulGU. Tekhnicheskie nauki. Elektrotekhnika*. 2016. Vyp. 7. Part 1. Pp. 175–183. (Rus)

8. Petrishchev V.F. Elements of the gyroscope theory and its application for spacecraft control. Samara: Samarskii gosudarstvennyi aerokosmicheskii universitet, 2004. 68 p.

9. Comsol multiphysics modeling and simulation software. URL: <http://www.comsol.com/> (accessed at 29.06.2022).

Надійшла 15.12.2022

Остаточний варіант 16.05.2023

MODELING OF A CONTROLLED ELECTROMAGNETIC VIBRATION DRIVE WITH A VARIABLE RESONANT FREQUENCY

O.O. Chernó*, A.Yu. Kozlov

Admiral Makarov National University of Shipbuilding,
Heroiv Ukrainy Ave, 9, Mykolaiv, 54007, Ukraine.

E-mail: alexcherno@gmail.com.

The technology for the production of high-quality concrete products includes the vibration of the concrete mixture at various frequencies. For this, an electromagnetic vibration drive can be used, which has high reliability, durability and controllability. For its effective application, it is necessary to adjust the resonance frequency of the oscillating system in order to ensure the near-resonance mode of operation at different frequencies. This is possible by using devices with adjustable stiffness, in particular, controlled dynamic vibration absorbers with nonlinear elastic elements. In the article the electromagnetic, electromechanical, mechanical, and energy processes in a controlled vibration system, which includes an electromagnetic vibrator and a vibration absorber with conical springs, the stiffness of which is regulated by compression using a press, have been investigated. Using the circle-field method, a mathematical and simulation model of electromagnetic and electromechanical processes in the vibrator has been developed. For this purpose, numerical calculations of the magnetic field in the vibrator have been performed and, based on the obtained results, the functional dependences between the electromagnetic force, magnetic flux, magnetomotive force and the size of the air gap have been determined. A model of the mechanics of the oscillating system, processes in the vibration absorber press drive and processes in the control system has been also developed. The built simulation models were combined into a general model in the Simulink environment, by means of which the time diagrams of the processes have been obtained. The modeling results show that the system provides a smooth transition from one vibration frequency to another while maintaining the specified amplitude of the working body oscillations and near-resonance mode with high energy efficiency. References 12, figures 10, tables 3.

Keywords: electromagnetic drive; vibrating device; controlled vibration absorber; automatic control.

Introduction. Vibrating equipment is used for many technological processes, in particular, for compaction of concrete mixtures. One of the ways to improve the quality of concrete products is to apply sequential vibrations at different frequencies. This makes it possible to improve the compaction of stones of different sizes in the concrete mix: large crushed stone fractions are better compacted at low frequencies and the small ones – at high frequencies [1]. Today, regulation of the vibration frequency is implemented mainly with the help of a frequency-controlled unbalanced vibration drive [2, 3]. But when working at high frequencies, it has rapid wear of mechanical components, particularly of bearings [4]. The electromagnetic drive, which is able to work in a wide range of frequencies and has high reliability and durability [4, 5], is devoid of this drawback. But, for its effective use, it is necessary that it works in a mode close to resonance [6]. To ensure such a mode at different frequencies, it is necessary to use elements with adjustable stiffness, by means of which the resonant frequency of the system can be changed according to the vibration frequency. This can be done by the controlled dynamic vibration absorbers installed on the intermediate mass of the vibration devices [6], in particular, it can be vibration absorber with conical springs [7]. To provide the operation of such a system, it is necessary to ensure compatible control of the frequency and amplitude of the electromagnetic drive and the stiffness of the vibration absorber springs, which requires taking into account the peculiarities of electromagnetic and mechanical processes during their interaction. Therefore, the study of these processes in order to control them is an actual problem.

Analysis of previous studies. In different works the processes in vibration devices were investigated when applying various algorithms for the simultaneous control of an electromagnetic drive and an electromagnetic dynamic vibration absorber. In [6] a control algorithm that can be used to implement sequential vibration at different frequencies is considered. That is, when the vibration frequency is not adjusted to the resonant frequency of the device, but is set by an external signal, and the task of controlling the vibration absorber is not to achieve anti-resonance of the intermediate mass, but to ensure resonance mode of the drive operation. When modeling electromagnetic and electromechanical processes in the

vibrator, the circle-field method was used in [6], and the method of conformal transformations was used for the vibration absorber modelling.

The use of non-linear elastic elements to change mechanical stiffness makes it possible to use larger values of the reactive mass than with electromagnetic control [7], which expands the scope of application of such systems to larger vibrating devices. However, vibration absorbers with nonlinear elastic elements, in particular, with conical springs, unlike electromagnetic ones, have a significant adjustment time. This is due to the necessity of the elastic elements compression to achieve the necessary value of their stiffness [7]. Therefore, the processes for the simultaneous control of vibration absorbers of this type and the vibration drive can fundamentally differ from those described in [6], where only electromagnetic devices are considered.

The goal of the work. The purpose of this work is the research of electromagnetic, electro-mechanical, mechanical and energy processes in a resonant vibration system, which contains a frequency and amplitude controlled electromagnetic drive and a controlled dynamic vibration absorber with conical springs, which operates in the mode of sequential vibration at different frequencies.

The general structure of the vibrating device. Let's take as a basis a vibrating device for compacting concrete mixtures, which is used as an experimental stand in the laboratory of the Admiral Makarov National University of Shipbuilding. Its functional scheme is shown in Fig. 1. Notations defined in this scheme: 1 is the working body of the vibration device; 2 is the electromagnetic vibrator; 3 is the intermediate mass; 4 is the controlled dynamic vibration absorber with conical springs; 5 is the relay device for commutation of the motor coils of the vibration absorber press electric drive; 6 is the a transistor converter with PWM powering the coils of the electromagnetic vibrator; 7 is the control system; 8 is the vibrator coil current sensor; 9 is the accelerometer installed on the working body.

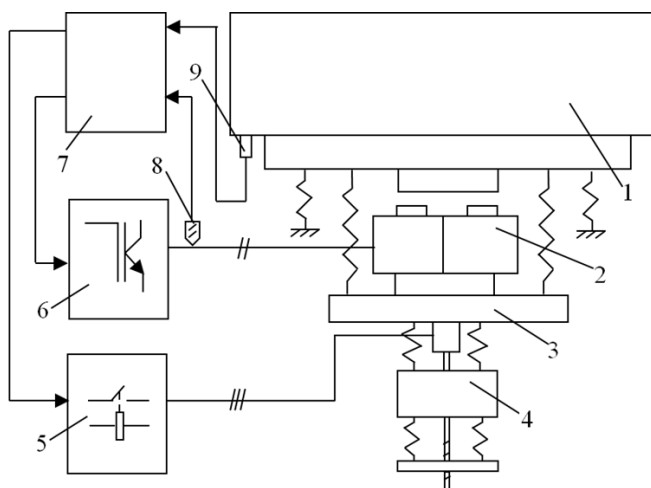


Fig. 1

The device works as follows. As a result of processing the signals of the accelerometer and the current sensor in the control system, the amplitude of the working body oscillations and their phase relative to the electromagnetic force are determined. This information is used to control the amplitude and frequency of the current in the vibrator coils, providing oscillation with given amplitude at the resonant frequency. If it is necessary to change the vibration frequency, the vibration absorber press is set in motion. It changes the value of initial compression of the conical springs, changing their stiffness and, accordingly, the resonant frequency of the system. In response to this, the frequency control system changes the frequency of the forced oscillations, adjusting to the new resonance. Thus, the vibration amplitude and frequency are controlled while maintaining the energy-efficient resonant mode of operation.

Thus, the vibration amplitude and frequency are controlled while maintaining the energy-efficient resonant mode of operation.

Model of electromagnetic and electromechanical processes. The parameters of the electromagnetic vibrator are listed in Table 1.

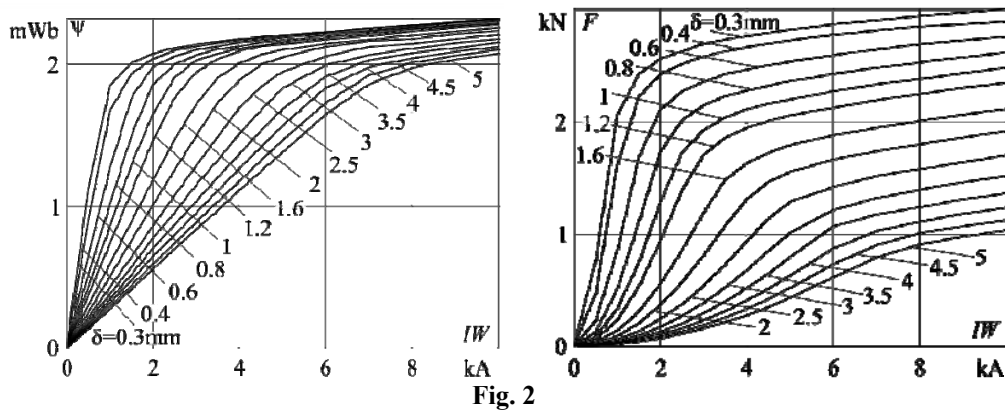
Table 1

Number of the electromagnets $n_{el\text{magn}}$	2	Electrical steel	3413
Number of the electromagnet coil turns W	612	The shape of the core and of the armature	U
Connection of the coils	parallel	Length of the core and of the armature, mm	45
The initial value of the air gap size δ , mm	1.9	Core height, mm	76
Active resistance of the electromagnet coil R , Ohm	2	Armature height, mm	75
Parameters of the electromagnet equivalent circuit [6], characterizing losses in steel, kOhm	$R_{e.c}^*$	14.7	Pole width, mm
	$R_{h.st}^*$	34	Distance between poles, mm

Let's use the circle-field method to simulate processes in the electromagnet. It is based on the approximation of the dependences of the flux coupling and the electromagnetic force on the magnetomotive force and the size of the air gap, obtained by numerical calculations of the magnetic field [8, 9]. To do this, we build a model of an electromagnet in the specialized Ansoft Maxwell program, in which for a number of combinations of magnetomotive force values and the size of the air gap, we calculate the flux coupling and the electromagnetic force using the formulas:

$$\Psi = \sum_{j=1}^W \int \mathbf{B} \mathbf{n}_{wj} dS_{wj}; F_e = \frac{1}{\mu_0} \oint_S \left((\mathbf{B} \mathbf{n}) \mathbf{B} - \frac{1}{2} B^2 \mathbf{n} \right) dS,$$

where S_{wj} is the area of the j -th turn of the coil; \mathbf{B} is the magnetic induction vector; \mathbf{n}_{wj} is the normal to the plane of the j -th coil turn; S is the armature surface; \mathbf{n} is a the normal vector to the surface of the armature. The resulting dependencies are presented in Fig. 2.



In order for the dependences between magnetomotive force IW and flux coupling Ψ to be used for modeling dynamics, they must be reduced to $IW(\Psi)$ functions [6]. For this purpose, let's use the method used in [10]. We approximate the obtained dependences $\Psi_j(IW)$ by hyperbolic functions:

$$y_j(x) = \left(y_{c_j} - k_{r_j} x_{c_j} \right) \left(1 - \sqrt{\frac{(x - x_{c_j})^2 + b_j^2}{x_{c_j}^2 + b_j^2}} \right) + k_{r_j} x,$$

where j is the dependency number corresponding to a certain value of the air gap size; (x_c, y_c) are the coordinates of the hyperbola center; b is the value specifying the focal length; k_r is the rotation ratio.

For the dependence $\Psi_7(IW)$ which corresponds to the size of the air gap $\delta = 1.6$ mm, we determine the coefficients of the approximating function by the method of least squares by sorting through four nested loops and find the slope coefficient of the upper asymptote:

$$k_a = \frac{k_{r_7} x_{c_7} - y_{c_7}}{\sqrt{x_{c_7}^2 + b_7^2}} + k_{r_7} = 2.465 \cdot 10^{-8} \text{ Wb/A.}$$

This coefficient will be the same for all hyperbolas $y_j(x)$. Therefore, for other values of j , we perform an enumeration of only the values of x_c, y_c and b , and the coefficient k_r is determined by the formula:

$$k_r = \left(y_c (x_c^2 + b^2)^{-1/2} + k_a \right) \left(x_c (x_c^2 + b^2)^{-1/2} + 1 \right)^{-1}.$$

As a result, we get the coefficients of the approximating functions listed in Table 2.

Table 2

j	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
$\delta, \text{ mm}$	0.3	0.4	0.6	0.8	1	1.2	1.6	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
$x_c, \text{ kA}$	0.829	1.037	1.53	1.95	2.34	2.75	3.44	4.07	4.74	5.3	5.86	6.34	6.8	7.18
$y_c, \text{ mWb}$	2.113	2.116	2.118	2.116	2.116	2.116	2.11	2.105	2.093	2.077	2.071	2.052	2.043	2.027
$b, \text{ kA}$	0.355	0.440	0.506	0.567	0.63	0.67	0.764	0.790	0.919	1.01	1.105	1.065	1.115	1.084
$k_r, \text{ mWb/kA}$	1.234	0.991	0.687	0.544	0.457	0.392	0.316	0.269	0.231	0.207	0.188	0.173	0.162	0.153

For a range of fixed flux linkage values $\Psi = 0, 0.1 \dots 2.5$ (mWb) we create the equation:

$$\Psi_j(IW) = \Psi_k,$$

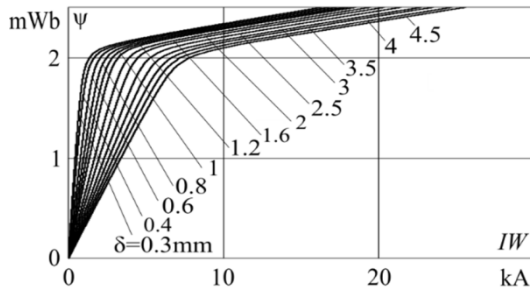


Fig. 3

where $k = 1..26$. Using the bisection method, we obtain a number of magnetomotive force values $IW_{j,k}$, which correspond to the set values of flux coupling Ψ_k at the values of the air gap δ_j . By interpolation we get a family of functions $IW_j(\Psi)$, the graphs of which are shown in Fig. 3.

Derived dependencies $IW(\Psi, \delta)$ and $F_e(IW, \delta)$ enter in the appropriate blocks "IW" and "Magnetic force" of the simulation model of the electromagnet in the Simulink environment (Fig. 4).

Using the electromagnet equivalent circuit [6], which takes into account the influence of eddy currents and hysteresis, we create the equations of electromagnetic processes:

$$i(t) = \frac{1}{W} IW(\Psi(t), \delta(t)) + i_h^*(t) + i_{e.c}^*(t); \quad \frac{d\Psi}{dt} = u(t) - Ri(t), \quad (1), (2)$$

$$i_{e.c}^*(t) = \frac{1}{R_{e.c}^*} (u(t) - Ri(t)); \quad i_h^*(t) = \frac{f_{l.st}}{R_{h.st}^* f_l(t)} (u(t) - Ri(t)), \quad (3), (4)$$

where $i_{e.c}^* = i_{e.c}/W$; $i_h^* = i_h/W$; $R_{e.c}^* = R_{e.c}W^2$; $R_{h.st}^* = R_{h.st}W^2$; i is a coil current; f_l is a current frequency; $i_{e.c}$ is a magnetomotive force, which is created by eddy currents; i_h is a magnetomotive force, which determines the reactive component of magnetization; $R_{e.c}$ is a equivalent resistance of eddy current circuit; $R_{h.st}$ is a fictitious resistance characterizing hysteresis losses at standard current frequency $f_{l.st}$, for which loss reference data is provided. Based on these equations we create a simulation model of electromagnetic and electromechanical processes, shown in Fig. 4.

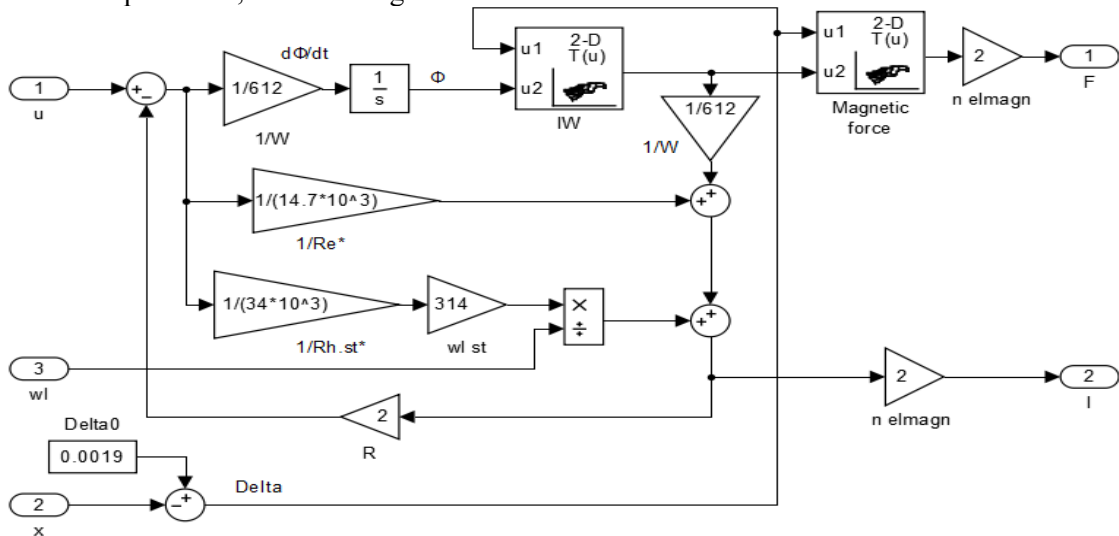
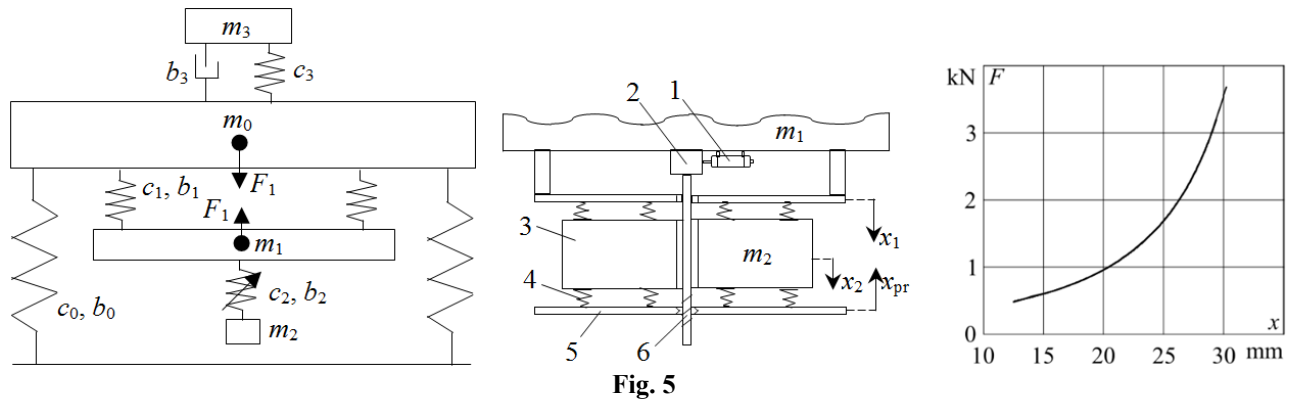


Fig. 4

The model works as follows. The instantaneous value of the coil voltage is applied to the "u" input, the voltage drop across the active resistance is subtracted from it and determined electromotive force, which is divided by the number of coil turns to obtain the time derivative of the magnetic flux. Then it is integrated to determine the magnetic flux, which enters the input of the "IW" block, where the interpolation of the dependence $IW(\Phi, \delta)$ is performed. The second input of the "IW" block receives the value of the air gap, and at its output we get the magnetomotive force, which enters the input of the "Magnetic force" block, which calculates the electromagnetic force. According to the equation (1), the current in the electromagnet coil is determined. Then it is multiplied by the active resistance and the voltage drop across it is determined. The value of the armature movement relative to the core enters the input "x". It is subtracted from the initial value of the air gap and the current value of δ is determined. It enters the second inputs of the "IW" and "Magnetic force" blocks.

The model of the oscillating system mechanics and processes in the drive of the vibration absorber press. Figure 5 shows the mechanics diagram of the oscillating system, the diagram of the vibration absorber with conical springs, and the stiffness characteristic of the spring. Notations defined in the figure: $m_0...m_2$ are the mass of the working body, the intermediate platform and the moving part of the vibration absorber; $c_0...c_2$ are the stiffness of shock absorbers, springs in the suspension of the intermediate platform and springs of the vibration absorber; $b_0...b_2$ are loss coefficients in the corresponding springs; m_3 , c_3 and b_3 are the parameters reflecting the inertial, elastic and dissipative properties of the concrete mixture [11]; 1 is the DC motor; 2 is the reducer; 3 is the moving part of the vibration absorber; 4 is the conical springs; 5 is the press; 6 is the helical gear; x_1 , x_2 , x_{pr} are the moving the intermediate platform, vibration damping mass and the press; $F_{spr}(\Delta x)$ is a reaction force of a conical spring depending on its deformation.



The values of the mechanics diagram parameters and the characteristics of the vibration absorber press drive are given in Table 3.

Table 3

Parameters of the mechanics diagram											
m_0	m_1	m_2	m_3	c_0	c_1	c_2	c_3	b_0	b_1	b_2	b_3
kg				MN/m				N·s/m			
149	41	10	10	1.45	8.96	0.5..1.5	1	43.5	610	48	1700
Characteristics of the vibration absorber press drive											
Type of drive motor	Electrical time constant T_e, s	Mechanical time constant T_m, s	Motor voltage constant $K_m, (V \cdot s)^{-1}$	Motor torque constant $K_t, (N \cdot m \cdot s)^{-1}$	Gear ratio of the reducer i_r	Screw pitch h, m					
УЛ-042-18	0.01	0.09	9.615	1202	741	0.005					

For the convenience of modeling, the characteristic of the conical spring can be approximated in the working area $\Delta x = 0.013..0.03$ m by a polynomial [7]:

$$F_{spr}(\Delta x) = \sum_{i=0}^5 a_i \cdot (\Delta x \cdot 10^3)^i, \quad (5)$$

where $a_0 = -1.02 \cdot 10^4$ N; $a_1 = 2.842 \cdot 10^3$ N/m; $a_2 = -302.762$ N/m²; $a_3 = 16.086$ N/m³; $a_4 = -0.422$ N/m⁴; $a_5 = 4.479 \cdot 10^{-3}$ N/m⁵.

Based on the diagrams in Fig. 5 we create the equations of the oscillating system mechanics:

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{m_0} (F_1(t) - b_0 v_0(t) - b_1 \cdot (v_0(t) - v_1(t)) - b_3 \cdot (v_0(t) - v_3(t)) - c_0 x_0(t) - c_1 \cdot (x_0(t) - x_1(t)) - c_3 \cdot (x_0(t) - x_3(t))); \quad (6)$$

$$\frac{dv_1}{dt} = \frac{1}{m_1} (-F_1(t) + b_1 \cdot (v_0(t) - v_1(t)) - b_2 \cdot (v_1(t) - v_2(t)) + c_1 \cdot (x_0(t) - x_1(t)) - F_2(t)); \quad (7)$$

$$\frac{dv_2}{dt} = \frac{1}{m_2} (F_2(t) - b_2 \cdot (v_2(t) - v_1(t))); \quad \frac{dv_3}{dt} = \frac{1}{m_3} (b_3 \cdot (v_0(t) - v_3(t)) + c_3 \cdot (x_0(t) - x_3(t))); \quad (8), (9)$$

$$\frac{dx_i}{dt} = v_i(t), i = 0..3; \quad (10)$$

$$F_2(t) = 4F_{spr} \left(x_1(t) - x_2(t) + \frac{1}{2} x_{pr}(t) \right) - 4F_{spr} \left(x_2(t) - x_1(t) + \frac{1}{2} x_{pr}(t) \right). \quad (11)$$

Based on these equations, we build a simulation model of mechanical processes in the oscillating system in the Simulink environment (Fig. 6).

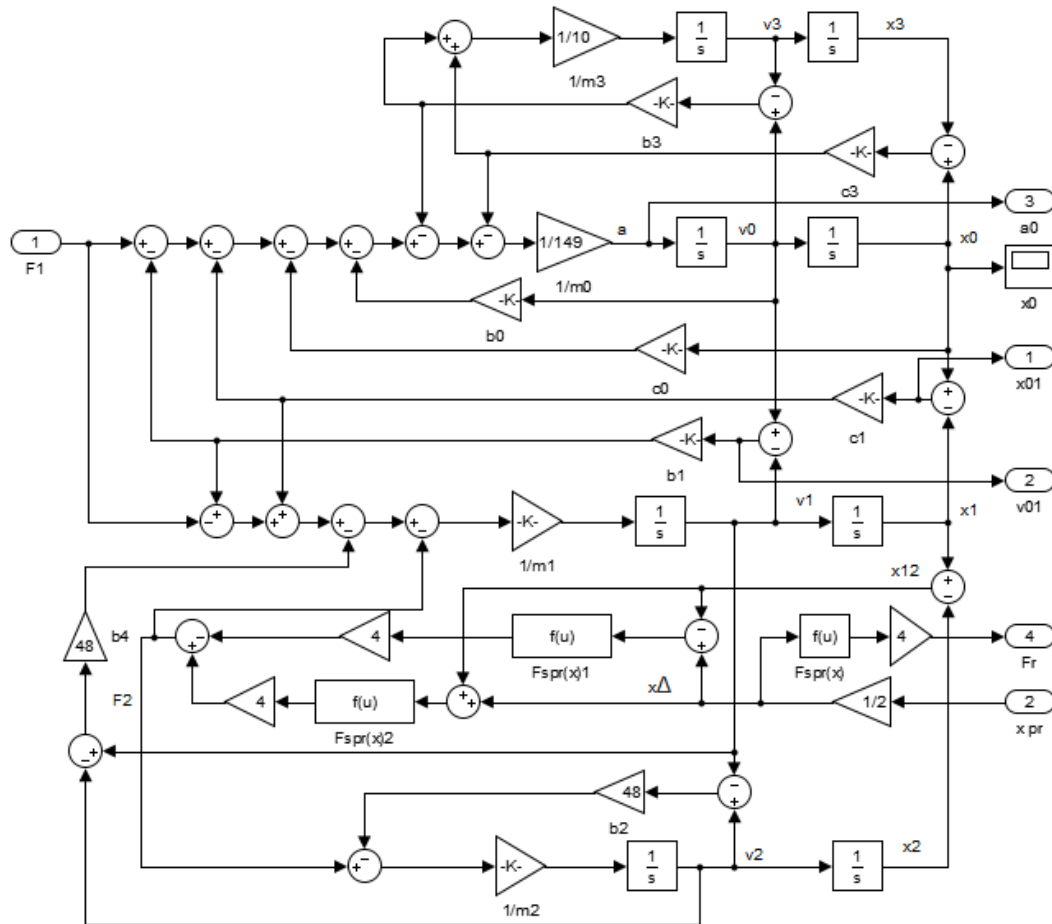


Fig. 6

The press drive of the vibration absorber with conical springs, which is used in the considered system, contains a direct current motor YJI-042-18, reducer and helical gear (Table 3).

The motor speed without load $\omega_{m.idl}$ is determined by the differential equation:

$$T_e T_m \frac{d^2 \omega_{m.idl}}{dt^2} + T_m \frac{d\omega_{m.idl}}{dt} + \omega_{m.idl}(t) = k_m u_m(t), \quad (12)$$

where u_m is the input voltage.

The reaction force of conical springs when they are compressed by a press:

$$F_r(t) = 4F_{spr} \left(\frac{1}{2} x_{pr}(t) \right). \quad (13)$$

This force creates a resistance torque acting on the motor rotor:

$$M_r(t) = \frac{h}{i_r \eta_{gear}} F_r(t), \quad (14)$$

where η_{gear} is the efficiency of the mechanism, which takes into account losses in the reducer and helical gear.

When the press moves, the resistance torque causes a decrease in the rotation frequency by the value of $\Delta\omega_m$, which is determined by the differential equation:

$$T_e T_m \frac{d^2 \Delta \omega_m}{dt^2} + T_m \frac{d \Delta \omega_m}{dt} + \Delta \omega_m(t) = k_t \cdot \left(T_m \frac{d M_r}{dt} + M_r(t) \right). \quad (15)$$

A peculiarity of helical transmission is a sliding friction, which at low speeds has a significantly nonlinear characteristic [12]. But in this model this nonlinearity can be neglected. It is enough to take into account only the fact that the reaction force of the springs cannot cause the screw to rotate in the direction opposite to the torque created by the motor. That is, the movement of the motor, screw and press occurs when the frequency $\omega_{m,idl}$ exceeds the value $\Delta \omega_m$, or when they are directed in the same direction (during the reverse movement of the press). Thus, the motor shaft rotation frequency will be determined by the following equation:

$$\omega_m(t) = \begin{cases} \omega_{m,idl}(t) - \Delta \omega_m(t) & \text{if } (\omega_{m,idl}(t) > \Delta \omega_m(t)) \vee (\omega_{m,idl}(t) < -\omega_{min}); \\ 0 & \text{otherwise,} \end{cases} \quad (16)$$

where ω_{min} is the minimum angular velocity sufficient to overcome the force of viscous friction.

On the basis of equations (12) – (16), we build a simulation model of the vibration absorber press drive in the Simulink environment in the form of the "Vibroabsorber drive system" subsystem (Fig. 7).

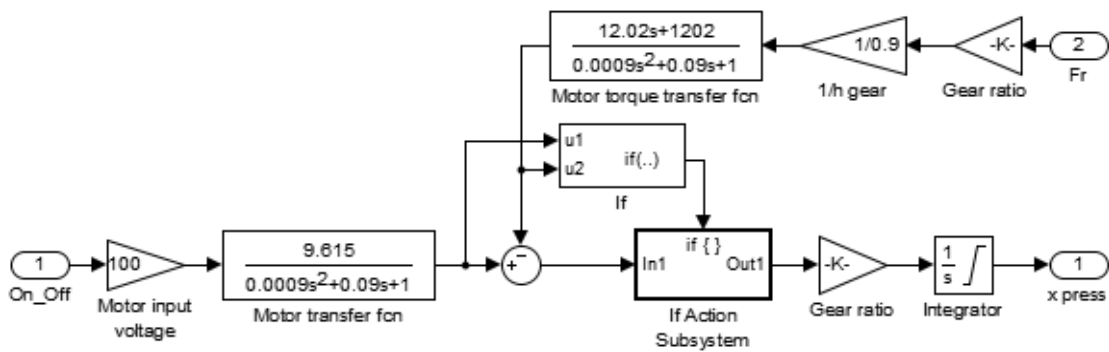


Fig. 7

A control signal is sent to the "On_Off" input, which can take the value -1, 0 or 1. The output of the subsystem is the calculated value of the movement of the press x_{pr} , taking into account the resistance force and the characteristics of the drive.

Model of processes in the control system. The simulation model of the electromagnetic vibration drive control system was developed in [6]. In [11] it is represented by a separate Control system subsystem. We add to this subsystem the control circuit of the vibration absorber press (Fig. 8).

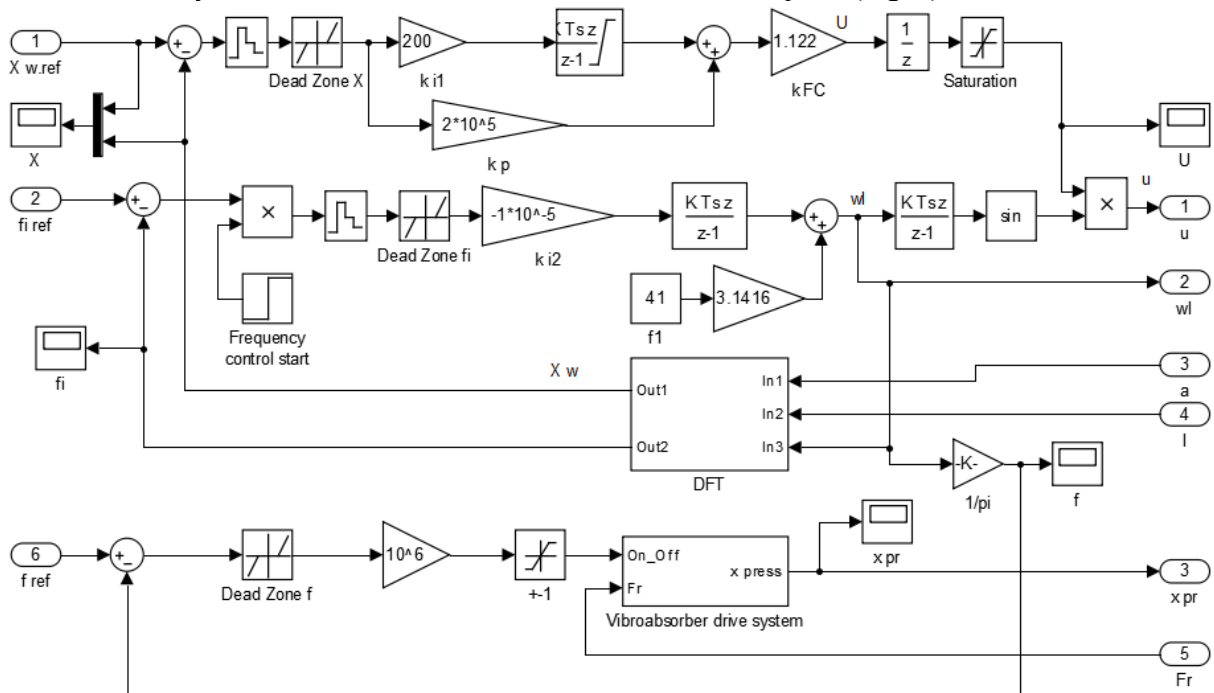


Fig. 8

The input signal of the press control circuit is the assigned value of the vibration frequency f_{ref} , which is compared with its real value f . If the difference between them (error) exceeds the value of the insensitivity zone specified by the "Dead zone f" block, 1 or -1 is applied to the "On_Off" input, depending on the sign of the error.

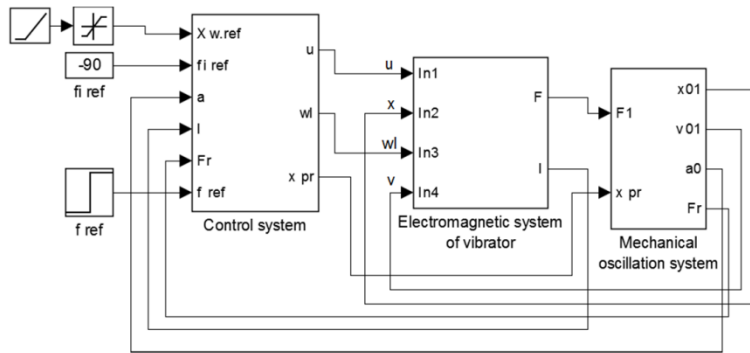


Fig. 9

Simulation results. The complete simulation model of the controlled vibration system is shown in Fig. 9. It consists of three subsystems: "Control system", "Electromagnetic system of vibrator" and "Mechanical oscillation system". The structure of the first one is shown in Fig. 8, the second one – in Fig. 4, the third one – in Fig. 6.

The input signals are the reference values of the working body oscillation amplitude $X_{w.ref}$, the vibration frequency

f_{ref} and the phase shift between the electromagnetic force and the movement of the working body φ_{ref} . To maintain the resonant mode, the value $\varphi_{ref} = -90^\circ$ is set.

The Figure 10 shows the result of the simulation: the time diagrams of the working body vibration amplitude X_w (the reference value and the real one), the frequency of vibration f , the phase shift between the electromagnetic force and the movement of the working body φ , the movement of the press x_{pr} , the output (mechanical) power of the vibrator P_{out} , the efficiency of the vibrator η .

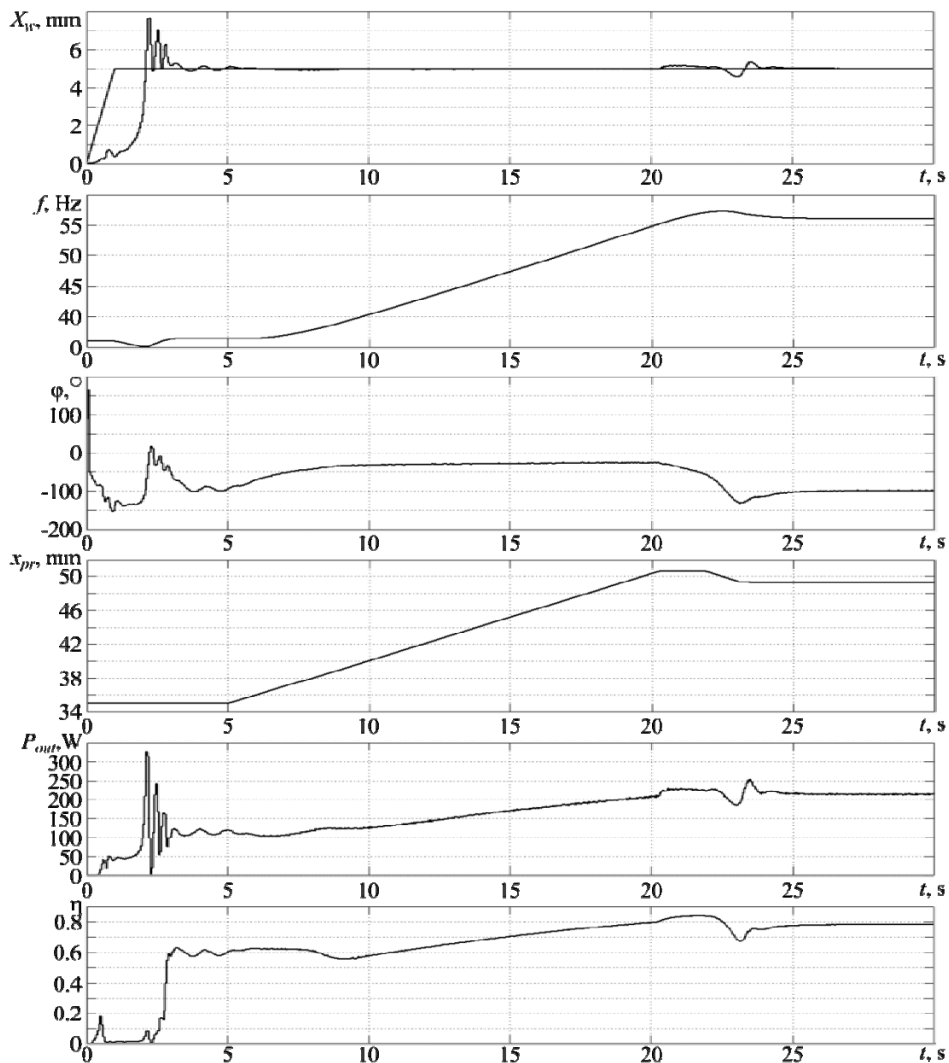


Fig. 10

The graphs show the following processes. The drive starts with a frequency of 41 Hz. The reference amplitude value $X_{w.ref}$ increases linearly to 0.5 mm within 1 s and then remains at this level. At a time of 1 s, the automatic frequency adjustment system is turned on, at a time of 3.2 s it sets a frequency of 41.4 Hz, which corresponds to resonance ($\varphi \approx -90^\circ$). At the moment of 3.3 s, the oscillatory transient process of adjusting the vibration amplitude is finished, the amplitude value reaches the reference one and does not deviate from it by more than 5%. At a time of 5 s, a new reference value of frequency $f_{ref} = 61$ Hz is set. The difference in frequencies f_{ref} and f goes beyond of the dead zone ± 1 Hz, and the press movement drive is turned on. The movement of the press is accompanied by compression of the conical springs, an increase in their stiffness and the resonant frequency of the oscillating system. In response to this, the automatic frequency adjustment system increases the frequency of forced oscillations f . As a result, the frequency increases smoothly and after a small overshoot is set at the level of 61.05 Hz. The press drive corrects the frequency error, after which it stops. This is also accompanied by a single fluctuation of the vibration amplitude within ± 0.4 mm for 2 seconds. After that stationary vibrations are established at a new frequency with given amplitude.

The output power and efficiency of the vibrator have been calculated according to the method described in [6]. The simulation results show that the drive maintains high energy efficiency when switching between frequencies. An increase in the frequency at an unchanged vibration amplitude leads to an increase in the output power and, as a result, to an increase in the efficiency of the vibrator from 0.62 to 0.78.

Conclusions. The processes in the controlled electromagnetic drive of the vibration device, which contains an autoparametric vibration absorber with nonlinear elastic elements, have been investigated by means of simulation modeling. It was established that the simultaneous control of the electromagnetic vibrator and the dynamic vibration absorber ensures the consistent operation of the vibration device at different frequencies while maintaining the energy-efficient near-resonance mode. The transition from one frequency to another occurs smoothly, the transition time is determined by the dynamic properties of the absorber press drive. For the considered drive the transition speed is about 1.5 Hz per second.

1. Ratushnyak H.S., Slobodian N.M. Vibro-force technology of forming decorative concrete products. Vinnytsia: Universum-Vinnytsia, 2007. 161 p. (Ukr).
2. Chubik R.V., Yaroshenko L.V. Controlled vibration technological machines. Vinnytsia: VNAU, 2011. 355 p. (Ukr).
3. Nozhenko V., Rodkin D., Tytiuk V., Bohatyrov K., Burdilna E., Ilchenko O. Features of the Control Actions Formation During the Start-up of Vibration Machines at Passing of the Resonance Zone. Proceedings of the 25th IEEE International conference on *Problems of automated electric drive. Theory and practice (PAEP)*. Kremenchuk, Ukraine, 21-25 September 2020. Pp. 18–21. DOI: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240835>.
4. Lanets O.S. High efficiency interresonance vibrating machines with electromagnetic drive (Theoretical foundations and building practice). Lviv: NULP, 2008. 324 p. (Ukr).
5. Despotovic Z., Stojilkovic Z. Power converter control circuits for two-mass vibratory conveying system with electromagnetic drive: simulations and experimental results. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2007. Vol. 54. No 1. Pp. 453–466. DOI: <https://doi.org/10.1109/tie.2006.888798>.
6. Chernov O.O. Energy efficient controlled electromagnetic drive systems of vibration equipment. Theory and practice: author's abstract of Dr. tech. sci. diss.: 05.09.03. Kremenchuk Mykhailo Ostrogradskiy National University Ministry of Education and Science of Ukraine. Kremenchuk. 2020. 36 p. (Ukr)
7. Chernov O.O., Krutyakova O.O. Synthesis of a digital regulator of the automatic control system of a dynamic vibration absorber with nonlinear elastic elements. *Zbirnyk naukovykh prats NUK*. 2010. No 2. Pp. 104–111. (Ukr).
8. Vaskovskii Yu.N. Prospects for modeling dynamic modes of electromechanical converters based on chain-field methods. *Elektrotehnika i Elektromekhanika*. 2003. No 1. Pp. 23–25. (Rus).
9. Neyman L., Neyman V., Shabanov A. Vibration dynamics of an electromagnetic drive with a half-period rectifier. Proc. of 18-th International Conference *Micro/nanotechnologies and Electron Devices EDM*. Erlagol, Russia, 29 June – 03 July 2017. Pp. 503–506. DOI: <https://doi.org/10.1109/edm.2017.7981805>.
10. Chernov O.O., Gerasin O.S., Topalov A.M., Stakanov D.K., Hurov A.P., Vyzhol Yu.O. Simulation of mobile robot clamping magnets by circle-field method. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 58–64. DOI: <https://doi.org/10.15407/teched2021.03.058>.
11. Chernov O.O., Hurov A.P., Novogretskiy S.M. Peculiarities of the dynamics of the controlled electromagnetic drive of the vibration unit for compaction of concrete mixtures. *Avtomatyzatsiia vyrobnychyykh protsesiv u mashinobuduvanni ta prykladobuduvanni*. 2014. Issue 48. Pp. 87–96. (Ukr).
12. Buryakovskiy S.G., Maslii A.S., Asmolova L.V., Honcharuk N.T. Mathematical modelling of transients in the electric drive of the turnout of the mono-sleeper type with switched-inductor motor. *Elektrotehnika i Elektromekhanika*. 2021. No 2. Pp. 16–22. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.03>.

МОДЕЛЮВАННЯ КЕРОВАНОВОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ВІБРАЦІЙНОГО ПРИВОДА ЗІ ЗМІННОЮ РЕЗОНАНСНОЮ ЧАСТОТОЮ

О.О. Черно, докт. техн. наук, **А.Ю. Козлов**
Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова,
просп. Героїв України, 9, Миколаїв, 54007, Україна.
E-mail: alextcherno@gmail.com.

Технологія виробництва високоякісних бетонних виробів включає в себе вібрування бетонної суміші на різних частотах. Для цього може бути використаний електромагнітний вібраційний привод, який має високу надійність, довговічність та керованість. Для його ефективного застосування необхідно здійснювати регулювання резонансної частоти коливальної системи з метою забезпечення білярезонансного режиму роботи на різних частотах. Це можливо шляхом використання пристроїв з регульованою жорсткістю, зокрема, керованих динамічних віброгасників з нелінійними пружними елементами. У роботі досліджено електромагнітні, електромеханічні, механічні та енергетичні процеси у керованій вібраційній системі, що містить електромагнітний вібратор та віброгасник з конічними пружинами, жорсткість яких регулюється шляхом стискання за допомогою преса. За допомогою коло-польового методу розроблено математичну та імітаційну модель електромагнітних та електромеханічних процесів у вібраторі. Для цього виконано числові розрахунки магнітного поля у вібраторі та на основі отриманих результатів визначено функціональні залежності між електромагнітною силою, магнітним потоком, магніторушійною силою та величиною повітряного зазору. Розроблено також модель механіки коливальної системи, процесів у приводі руху преса віброгасника та процесів у системі керування. Побудовані імітаційні моделі об'єднано в загальну модель у середовищі Simulink, за допомогою якої отримано часові діаграми процесів. Результати моделювання показали, що система забезпечує плавний перехід з однієї частоти вібрації на іншу, підтримуючи при цьому задану амплітуду коливаний робочого органа та білярезонансний режим з високою енергетичною ефективністю. Бібл. 12, рис. 10, табл. 3.

Ключові слова: електромагнітний привод; вібраційний пристрій; керований віброгасник; автоматичне керування.

Надійшла 16.02.2023
Остаточний варіант 23.03.2023

**POSSIBILITIES AND PERSPECTIVES OF THE CONSUMERS-REGULATORS
APPLICATION IN SYSTEMS OF FREQUENCY AND POWER AUTOMATIC REGULATION**

V.P. Babak *, M.M. Kulyk **
General Energy Institute of NAS of Ukraine,
172, Antonovycha Str., Kyiv, 03150, Ukraine.
E-mail: vdoe@ukr.net; info@ienergy.kiev.ua.

The Integrated Energy System (IES) of Ukraine functions as part of the European Union (EU) electric power system ENTSO-E. Each country whose IES operates in the ENTSO-E structure must ensure the presence of a full-fledged frequency and power automatic control system (AFPCS, AFPC system) in the national IES. The only exception is the IES of Ukraine, because its inclusion in the ENTSO-E happened during martial law and in the absence herewith of a full-fledged AFPC system. It violates the cornerstone requirements of the ENTSO-E structure formation. In the post-war period, the IES of Ukraine will be obliged to complete its own, full-fledged AFPCS as soon as possible. Three structures of the AFPC system development of the Ukrainian IES were studied: according to the traditional principle (on the basis of generators-regulators); on the basis of heat consumers-regulators with the involvement of heat pump installations and on the basis of heat consumers-regulators using electric heat generators that provide energy for the centralized heat supply system. Calculations and analysis of technical and economic indicators showed that the traditional structure of AFPCS extremely loses to both structures built on consumers-regulators. Significantly better of these two systems is the AFPCS, built on consumers-regulators in the form of electric heat generators. It provides an annual net profit of more than 1.8 billion USD, with a payback period of about 0.5 years, reduces by 2.7 billion m³ of natural gas consumption, reduces by 13.9 billion USD needs capital investment, has short construction deadlines. References 20, tables 5.

Keywords: automatic frequency and power control system, electric heat generator, heat pump installation, capital investment, profit, payback period.

Introduction. The reliable and efficient functioning of the integrated energy system is ensured by the simultaneous coordinated interaction in its structure of several complex and diverse technological systems. One of them is the automatic frequency and power control system.

In normal modes, the reliable operation of the IES is supported by the dispatching control. However, in emergency situations (unscheduled shutdown of a large power unit, a powerful power transmission line (PTL), or a large power consumer), the dispatching staff is not able to independently ensure the balance of production and consumption of electricity in the system, because under such conditions, transient electromechanical processes occur in it within parts of a second. Therefore, today, all over the world, the problem of the reliability and stability of the operation of IES in emergency modes is solved by building in their structure special AFPC systems [1]. The power deficit/surplus that appears is eliminated by increasing/reducing the power of generators covered by the AFPCS. In theory, generators of HPP, pulverized coal (PC) and gas-oil fuel (GOF) thermal power plant (TPP) can be used in the structure of AFPCS. One of the main requirements for such generators is to ensure the necessary velocity and have a sufficient range of regulation. In the conditions of the IES of Ukraine, as the analysis shows, the AFPCS, built on regulator-generators, can only use new or reconstructed PC units, since in Ukraine the regulation of NPP units is very limited, GOF units are unprofitable due to high fuel prices, and HPP are not can provide sufficient power.

In addition to this significant limitation concerning the choice of AFPCS regulating equipment there was a negative circumstance in the Ukrainian power system during the entire period of the country's independence up to and including 23.02.2022, namely, there were actually no self-sufficient reserves of automatic secondary regulation of frequency and power in its structure. During the specified period, the IES of

Ukraine used the services of the AFPCS, which was general to the Russian, Ukrainian and Baltic energy systems. This AFPCS used Volga's HPP as regulating power plants on very favorable economic conditions for Ukraine. Starting from 23.02.2022, the Ukrainian AFPCS was disconnected from the specified general AFPCS and joined to the AFPCS of the European Union energy system ENTSO-E. At the same time, the IES of Ukraine was unable to provide regulatory sources for its AFPCS in the necessary volume. In the current state, their deficit is compensated by the capacities of the AFPCS of the ENTSO-E power system. Under such circumstances, the key technological parameters (frequency, power, etc.) in both energy systems will conform the current regulatory requirements. Thus, during almost the entire period of independence, the IES of Ukraine imported the necessary volumes of regulatory capacities to ensure the functioning of its own AFPCS. The exception was several months of 1997, when the IES of Ukraine operated in an autonomous mode, but then the system experienced large frequency deviations and so-called "rolling blackouts".

However, such a situation cannot be considered acceptable and cannot exist in modern conditions for a long time due to a number of factors, among which the following are the most important.

In accordance with the requirements of the ENTSO-E, only power systems, that are technologically capable of working in autonomous mode provided that the ENTSO-E requirements for the mode parameters of the connected power system for at least one year, can be connected to parallel operation with the ENTSO-E. This strict requirement was not applied to the energy system of Ukraine due the Russian invasion of Ukraine, but in the post-war period it will become relevant and will have to be fulfilled.

In the period until 2022, Ukraine received system (auxiliary) services from the Russian energy system in the form of regulating capacities almost free of charge for the reliable functioning of its own AFPCS. Settlements between these energy systems were based on the "zero balance" principle, when the parties agreed that during the day the volume of imported electricity of each party should be equal to the volume of electricity exported by it, without taking into account the cost of electricity. That is, the fact was not taken into account that in order to ensure the reliable AFPCS operation of the Ukrainian energy system, Russian power plants had to constantly keep a million kilowatts of additional highly maneuverable capacities in a state of circulating reserve. The Ukrainian party had the right to compensate for the volume of imported Russian energy at any time of the day. Such conditions were extremely beneficial for Ukraine, since it practically did not pay for the mentioned auxiliary services, as it paid for very expensive energy from hydroelectric power plants, in particular, energy from nuclear power plants.

An important factor that also needs to be taken into account is that in order to connect to parallel operation with ENTSO-E, the connecting power system must, when operating in the autonomous mode, ensure the mode parameters (frequency, power, voltage levels, stability reserves and etc.), which are maintained in the ENTSO-E power system. According to documents [1, 2], frequency and power regulation must be ensured for the following modes: the frequency must be within the normal limits of 50 ± 0.2 Hz without exceeding the maximum allowable 50 ± 0.4 Hz when the IES of Ukraine operates separately from the energy systems of other countries; parallel operation of the IES of Ukraine with the ENTSO-E power association with a standardized frequency within the regulation zone of 50 ± 0.02 Hz; parallel operation of the IES of Ukraine with the energy systems of other countries with provision of a standardized frequency within 50 ± 0.05 Hz (normal level) and within 50 ± 0.2 Hz (acceptable level). During the construction of the AFPC system on PC power units in the IES of Ukraine the normalized frequency values can be provided only in the isolated mode of its operation (the corresponding calculations are given below). To ensure a fourfold increase in frequency accuracy in normal mode during the parallel operation of the Ukrainian IES with the energy systems of other countries, and even more so to ensure a tenfold increase in its accuracy during parallel operation the Ukrainian IES with the ENTSO-E power association in the conditions of even reconstructed or new equipment of the Ukraine's IES will be not only technological difficult, but also extremely expensive. It will be not only technologically difficult, but also extremely expensive to provide such a large increase in frequency accuracy in the conditions of even the reconstructed equipment of the Ukrainian IES. The way out of the situation is the creation of a fundamentally new system of AFPC, built on the basis of innovative principles and the most effective newest technologies.

There is reason to believe that the current settlements between IES of Ukraine and ENTSO-E on the export/import of regulatory energy for their AFPC systems during the period of martial law in Ukraine are based and will be based until this state is removed, on the principle of "zero balance." After its cancellation, settlements will certainly be carried out on market principles based on the criteria of lost profit.

It should be noted that in the current state 6 hydro units of the Zaporizhia HPP and thermal power plants with a total installed capacity together of no more than 800 MW are included to the AFPC system of

the Ukraine's IES, which is clearly insufficient for the construction of a full-fledged AFPC system in the IES of Ukraine (shown below).

The capacity currently available in the AFPC system of Ukrainian IES is about 11% of the required capacity. That is, the construction of the Ukrainian AFPC system will have to be carried out practically from scratch, which makes it possible to use new approaches and advanced technologies for automatic regulation of frequency and power in IES.

The purpose of this work is the construction and detailed study of a fundamentally new structure of the frequency and power automatic regulation system of the Ukraine's IES through its technological interaction with the systems of centralized heat supply (CHS) using heat consumers-regulators (HCR).

Requirements for the functioning of the AFPC system. Primary, secondary and tertiary regulation is used during the operation of the AFPC system. Each of them has its own reserves. Primary regulation [2] provides automatic stabilization of frequency in the range of $50\text{Hz} \pm \Delta f$ in normal (quasi-stationary) modes, while secondary and tertiary regulation are almost not used. In the event of an emergency situation, for example, when a large power unit or a powerful transmission line is turned off, the primary regulation is activated at first in the system and its reserve is used for about 30 seconds. After about 20 sec. from the moment of the disturbance, the secondary regulation [3] is automatically activated, which, depending on the power of the disturbance, may exhaust its reserve after 15 min. after disturbance (Table 1). At this moment, the load of the primary regulation is completely transferred to the power of the secondary regulation.

Table 1

Type of regulation	Beginning (from the moment of disturbance)	End
Primary	1 – 2 sec	30 sec
Secondary	~ 20 sec	15 min
Tertiary	8 – 12 min	Not normalized. Depends on the conditions of the power system
The interval of displacement of the primary regulation by the secondary	30 sec	15 min
Interval of displacement of secondary regulation by tertiary	8 – 12 min	40 min

Tertiary regulation [4] can be carried out by the dispatcher or automatically. With dispatcher control, the tertiary regulation is activated after about 8 min. and with automatic control – after 12 min. after disturbance. After about 40 min. from the moment of disturbance, the entire load of the secondary regulation must be transferred to the power of the tertiary. At this time, secondary regulation reserves must be fully restored.

The received values of the primary reserve in the IES of Ukraine in the mode of its parallel operation with ENTSO-E are ± 190 MW.

To compensate for the largest emergency loss of generation in the IES of Ukraine (according to the N-1 principle, it is 1000 MW), or loss of consumption, the estimated range of secondary regulation is determined for loading – 1000 MW and for unloading – 500 MW.

The estimated reserve of tertiary regulation should be: for loading - at least 1000 MW, for unloading – at least 500 MW.

For the implementation of primary and secondary regulation in the IES of Ukraine, separate methods have been developed, focused on TPP units [5], on HPP [6] and on NPP [7].

Study of the AFPC system construction options. All of the above-mentioned features of the current state and functioning of the AFPCS as part of the Ukraine's IES demonstrate its vulnerability to the action of (especially) external factors, in particular, the breaking of connections with the energy system of the European Union due to certain factors. Under such a scenario, the IES of Ukraine, as noted, will be practically inoperable. In such situation the country's energy security becomes the most important factor. In order to prevent an economic collapse, the energy industry must urgently develop and build, as part of the Ukrainian IES, its own full-fledged AFPC system, which is capable of meeting the requirements for the accuracy of frequency support and speed in emergency modes, which are developed and implemented for of the European energy system ENTSO-E.

In modern conditions, the construction of the AFPC system as part of the Ukraine's energy system can be carried out according to the following basic options. According to the first of them, it is implemented according to the traditional structure using generator-regulators as [1–4]. At the same time, it should be taken into account that in the current state until 2022 in the functioning AFPCS, the primary and tertiary regulation was built on Ukrainian equipment and can meet the requirements of the Guidelines [1] on speed and accu-

racy for these phases of regulation. That is, in the new Ukrainian AFPC system, it is necessary to complete its part, which must carry out secondary regulation. The function of secondary regulation according to [1, 3] can theoretically be organized using the capacities of hydroelectric power plants, pulverized coal and gas-oil fuel thermal power plants. However, as mentioned, the use of gas-oil fuel thermal power plants for this purpose is impractical, taking into account their economic indicators and the energy security factor (additional large volumes of natural gas are required for GOF thermal power plants). Ukrainian HPP are flat, low-water and low-power, their capabilities are not enough even to cover the variable part of the electric loads schedule (ELS) of the Ukrainian IES. Over time, this situation will only worsen, since the possibilities of the hydroelectric power stations capacity increasing are practically exhausted, and the amount of electricity consumption in the country will increase with the simultaneous decompression of ELS [8]. Thus, in the conditions of Ukraine, when trying to build a subsystem of secondary regulation in AFPCS according to the traditional scheme, the only possible option is the use of reconstructed pulverized coal power units in the role of generator-regulators.

Let's evaluate of the number of such power units necessary for the construction of a traditional subsystem for AFPCS secondary regulation according to the requirements of the Guidelines [5]. Wherein the change rate indicators in the power of power units turbines of 200 and 300 MW are decisive. Such power units in the conditions of IES of Ukraine can serve as the main equipment in the construction of the subsystem of secondary regulation of AFPCS on regulator-generators.

In the Table 2 shows the indicators of the initial change and the rate of further power change for the turbines of the specified power units [1, 3].

Table 2

Type of turbine	Initial change ΔP , MW/%	The rate of further change dp/dt , MW/min
K-210-130	20/10	1,0
K-300-240	20/6,67	0,8

It is advisable to divide total regulation range $P_p = 1000$ MW into two: the range $P_{200} = 555,5$ MW, which is provided by 200 MW units for 15 min., and the range $P_{300} = 444,5$ MW

for 300 MW power units during the same time. The values of these ranges are determined in proportion to the speed of power units dp/dt (Table 2). Then the number of installed power units N_{200} with a power of 200 MW, which is required to cover the range P_{200} , can be determined from the dependence

$$P_{200} = N_{200} \cdot \alpha \cdot (\Delta P + dp / dt(200) \cdot T_p),$$

where $\alpha = 0,8$ is the coefficient that relates installed power and operating power, $\Delta P = 20$ MW is the power change (Table 2), $dp_{(200)} / dt = 1$ MW/min is the turbine power change rate of the 200 MW power unit (Table 2), $T_p = 15$ min is the time allocated for secondary regulation in the AFPC system.

A similar equation is valid for establishing the required number of power units with a capacity of 300 MW.

The given dependence makes it possible to determine the installed power units number needed to ensure the necessary regulating power P_p and regulation time T_p , namely, $N_{200} = 20$ and $N_{300} = 18$ with the total number of regulating generators in the AFPC system $N = N_{200} + N_{300} = 38$ (which meets the requirements of [3]) and with a total installed power of 7,400 MW. Such a large installed power (5.9 times more than required) is due to the insufficient speed of coal-fired power units. A rotating (hot) reserve of 1000 MW should provide the total number of units $N_p = \alpha N = 31$, of them $N_{200p} = 16$ and $N_{300p} = 15$. The average volumes of the secondary regulation reserve on each 200 MW block are 34.7 MW, and on the 300 MW block are 29.6 MW. The total power that N_p power units can provide for output to the electric network is 6700 MW, i.e. about 15% of the operating capacity of 31 power units, which should operate as part of the AFPC system, is in the rotating reserve.

In the modern conditions of technological development in the energy sector, there is an opportunity to create AFPC systems on a fundamentally another basis, which is expedient to implement, first of all, in the energy system of Ukraine. Unlike the traditional approach, the construction of such a AFPCS is not based on the introduction of additional regulating capacities in the event of a deficit/surplus of active power in the IES, but strictly on the contrary, on the reduction/increase of energy consumption by a special structure of heat consumers-regulators (HCR). The technological processes of these consumers have such a feature that they allow a significant reduction (up to termination) of electricity supply for the necessary time (tens of minutes) at any time of the day and year.

The possibilities of using such consumers as part of the AFPC system were not sufficiently justified due to their power and speed limitations. Not so long ago, technologies appeared on the energy equipment market that can be successfully used in the role of HCR in the structure of the AFPCS. We are talking about compression heat pump units (CHP) and electric heat generators (EHG) of high power, which can work as part of CHS. Such thermal energy generators, being installed on the territory of powerful boiler plants, have the opportunity to use the special heat storage devices available on them. In addition, the system of centralized heat supply has significant opportunities for the accumulation of thermal energy in its own structures, in the soil, in buildings and constructions of consumers, as well as by regulating its temperature regime [9, 10]. The specified features of CHS make it possible to use CHP in modes of short-term (15–30 min.) termination of their operation without worsening of heat supply to consumers. Installations of the specified function are large consumers of electricity. The totality of the above features makes it possible to use CHP and EHG in the role of consumer-regulators in the construction of modern AFPCS.

In the publications [11, 12], a detailed analysis of the AFPCS technological indicators on generator-regulators and on consumer-regulators in the form of CHP was performed. A comparison of their main technical and economic characteristics demonstrates that the organization of AFPCS on the basis of CHP has a set of important advantages [13]:

- a large amount of TPP generating equipment (38 power units with a capacity of 200–300 MW) is freed from the need to operate in the rotating reserve mode, which significantly increases their efficiency and competitiveness;
- the amount of capital investments required for the construction of the AFPCS is decreasing;
- the AFPCS quickness and accuracy of frequency regulation are significantly improved;
- system reliability increases;
- the payback period of the necessary capital investments is reduced several times and the overall economic efficiency increases;
- the time required for the construction and commissioning of the AFPCS is significantly reduced.

The main reason for such advantages is obvious. The AFPCS according to the traditional structure is activated within 15 minutes several times a year, and at other times it works in idle mode, using additional equipment and fuel resources throughout the year. In contrast, AFPCS on the basis of CHP generates thermal energy throughout the year, except for a few stops per year during 15 minutes each giving it exceptional economic advantages.

Other important factors leading to the mentioned state are that the appropriate modernization of energy facilities and energy-intensive technologies, the introduction of new energy-efficient materials are based, first of all, on the measurement, control, diagnosis of physical characteristics and regulation of the physical processes parameters [14]. Monitoring and optimization of such processes ensure effective implementation of resource-saving and energy-saving measures, which, of course, has economic and social significance. The use of mathematical models of physical signals and fields of functioning of energy facilities, algorithms and programs for the determination and statistical evaluation of their characteristics is the basis of information support for the operation of monitoring and diagnostic systems [15]. Monitoring of real characteristics of energy facilities can be ensured taking into account the capabilities of measuring units [16, 17].

Qualitative analysis of the capabilities and indicators of the AFPCS, built on the basis of EHG, demonstrates that, compared to the traditional structure, it has almost all the advantages of the AFPCS structure developed using CHP. However, it is far from obvious which of the AFPCS structures built on HCR technology (CHP or EHG) will have better technical and economic indicators. CHP technology has, in particular, the specific costs of electricity during heat production several times lower than this indicator for EHG technology. On the other hand, specific capital investments for EHG are several times smaller than this indicator for CHP. In addition, some indicators of CHP (in particular, specific heat consumption for defrosting the soil and installations, etc.) have considerable uncertainty. Therefore, a comparison of the three AFPCS structures effectiveness is made as follows. The comparison of the effectiveness of the specified HCR technologies is made in this paper by means of calculations and a comparative analysis of the AFPCS technical and economic indicators of the Ukraine's IES, calculated for the traditional structure in the prices of 2013 and for the EHG technology in the prices of 2021. The main indicators of the AFPCS according to the CHP technology, that are necessary for comparison, were taken from the publication [13], considering changes in exchange rates.

When calculating the indicators of AFHCS, built according to the traditional structure and based on EHG, the same initial data were used. The installed regulating capacity is assumed to be 1250 MW to ensure

the operating regulating capacity of 1000 MW, which is determined by the requirements of the European power system ENTSO-E (N-1 reliability principle). The fee for auxiliary services is defined as the lost benefit when 1,000 MW of power is operated in the "hot reserve" mode during 1,500 hours/year at a tariff of 1.35 UAH /kW·h. At the same time, it is taken into account that the indicated power could be used in the peak mode [18]. The average exchange rate of the US dollar in 2013 was 8.02 UAH/\$ and in 2021 was 28.8/UAH \$. Corporate income tax was equal to 21% in 2021.

The initial data and the results of the technical-economic indicators calculation of AFPCS secondary regulation subsystem based on generators-regulators are shown in the Table 3.

Table 3

No	Indicator	Unit measurement	Value
1	Installed power for the AFPC system	MW	7400
2	Investment	2.1 in total, incl.	\$ USA $13,95 \cdot 10^9$
		2.2 on the equipment	\$ USA $10,73 \cdot 10^9$
3	Annual capital investment (item 2.1/35)	\$ USA	$398,5 \cdot 10^6$
4	Annual capital investments for the AFPCS (item.3x0,17)	\$ USA	$67,8 \cdot 10^6$
5	Auxiliary services	\$ USA	$96,3 \cdot 10^6$
6	Number of personnel	person	960
7	Salary of staff with accruals	\$ USA	$8,57 \cdot 10^6$
8	Other expenses (materials, etc.) - 2% of item 4	\$ USA	$1,35 \cdot 10^6$
9	Total annual costs for the construction and operation of the AFPCS (item 4 + item 7 + item 8)	\$ USA	$77,72 \cdot 10^6$
10	Gross profit (item 5 – item 9)	\$ USA	$18,6 \cdot 10^6$
11	Net profit (item 10x0,79)	\$ USA	$14,7 \cdot 10^6$
12	Payback period of the project (item 9/ item 11)	year	5,3

When determining the necessary capital investments for equipment (item 2.2, Table 3), it is provided that 20 power units with a capacity of 200 MW and 18 power units with a capacity of 300 MW will be reconstructed with the installation of cleaning equipment with specific capital investments of 1,450 \$ USA/kW, and total capital investments (item 2.1) exceed equipment costs by 30%. Annual capital investments (item 3) are determined based on the total service life of the subsystem of 35 years. Annual capital investments for AFHCS (item 4) are 17% of the indicator of item 3, since this system consumes such a part of the installed capacity (item 1). The number of service personnel is determined (item 6) by the relevant norms for TPP. The salary with accruals (item 7) corresponds to the average data of the Ministry of Energy for 2021. Other costs (item 8) are calculated according to methodical recommendations for the designing of energy facilities (2% of the equipment cost). Total annual costs (item 9) are obtained as the sum of costs for items 3, 7, 8, gross profit (item 10) – as the difference between the fee for auxiliary services (item 5) and total annual costs (item 9).

The technical-economic indicators of the AFHCS secondary regulation subsystem, built on electric heat generators, are given in the Table 4. The installed capacity of the EHG (item 1) is determined by the working capacity for electricity consumption by the AFHC system. The installed capacity of the EHG for heat production (item 2) is determined taking into account the EHG coefficient of efficiency (98%). Capital investment for equipment (item 4) considers that the specific capital investment for EHG is \$35/kW, and the total capital investment (item 3) exceeds the costs of item 3 by 30%. Capital investments according to item 5 correspond to the period of EHG use namely 25 years. Item 13 takes into account the average salary for the industry and the 21% charge on it. The indicator of item 17 is determined by the Europe's market price of natural gas in the second half of 2021. The fee for auxiliary services (item 18) is taken from [18] with changes due to the exchange rate, since this indicator is more justified in compared with similar ones given, in particular, in [19] and other sources. The average market price of electricity (item 8) is determined by [20].

In the conditions of the full technological integration of the Ukrainian IES into the European Union energy system, which took place in February 2022, Ukraine, as noted, should have a full-fledged AFHC system in the structure of its own IES. However, this requirement was not fulfilled due to the introduction of martial law in Ukraine during this period. As a result, in the current situation, the AFHC system in the IES of Ukraine is provided with the necessary regulatory capacities by only 10 – 11%. It is clear that in the post-war period the AFHCS of the Ukraine's IES should be fully developed. But the question of what structure of the

AFHC system should be implemented remains relevant. In order to answer this question, it is necessary to make a comparative analysis of the technical and economic characteristics of AFHCS according to the following principles of organization: traditional structure based on generator-regulators; a system built on the interaction of IES of Ukraine and centralized heat supply systems using electric heat generators; a structure synthesized by organizing the connections of the power system and CHS on the basis of heat pump installations.

Table 4

No	Indicator	Unit	Value
1	The EHG installed capacity for electricity consumption	MW	1250
2	The EHG installed capacity for the production of thermal energy	MW	1225
3	Capital investment for equipment	\$ USA	$43,75 \cdot 10^6$
4	Capital investment, all (item 3x1,3)	\$ USA	$56,88 \cdot 10^6$
5	Annual capital investment	\$ USA	$2,275 \cdot 10^6$
6	Working hours of the EHG complex	hours/year	8760
7	Electricity consumption by the EHG complex	kW·h	$8,939 \cdot 10^9$
8	The market price for electricity by item 7	€/ kW·h	2,717
9	The cost of electricity by item 7 (item 7x2,717/28,8)	\$ USA	$843,3 \cdot 10^6$
10	Heat produced at the EHG complex	Gcal	$7,39 \cdot 10^6$
11	The tariff for produced heat by item 10	€/Gcal	2047
12	The cost of heat by item 10	\$ USA	$525,6 \cdot 10^6$
13	The number of personnel at the EHG complex	person	1200
14	Staff salary with accruals (item 13x608x12x1,21)	\$ USA	$10,54 \cdot 10^6$
15	Other expenses (2% від item 4)	\$ USA	$1,1 \cdot 10^6$
16	Natural gas replacement volumes (item 7x0,345·10 ⁻⁶ /1,15)	billion cubic m	2,68
17	The cost of replaced natural gas (item 16x0,95·10 ³)	\$ USA	$2,55 \cdot 10^9$
18	Fee for auxiliary services	\$ USA	$96,3 \cdot 10^6$
19	Gross income (item 12 + item 17 + item 18)	\$ USA	$3171,9 \cdot 10^6$
20	Total annual costs for the EHG complex (item 5 + item 9 + item 14 + item 15)	\$ USA	$857 \cdot 10^6$
21	Gross profit (item 19 – item 20)	\$ USA	$2314,9 \cdot 10^6$
22	Net profit (item 21x0,79)	\$ USA	$1828,8 \cdot 10^6$
23	Payback period of the project (item 20/ item 22)	year	0,47
24	Economic effect (item 22– item 11 table 3)	\$ USA	$1814,1 \cdot 10^6$

Table 5

No	Indicator	Unit	Value
1	Installed capacity of CHP	MW	1250
2	Investment	\$ USA	$469,6 \cdot 10^6$
3	Gross income	\$ USA	$1416,3 \cdot 10^6$
4	Total annual expenses for the CHP complex	\$ USA	$388,2 \cdot 10^6$
5	Net profit	\$ USA	$812,5 \cdot 10^6$
6	Payback period of the project	year	0,48
7	Economic effect	\$ USA	$798 \cdot 10^6$

The characteristics necessary for a comparative analysis of the first two variants of the AFHCS are given in the Tables 3 and 4 respectively. The same detailed indicators of the AFHC structure built on the basis of heat pump units are given in the publication [13]. The main ones, necessary for the specified comparative analysis, have been clarified according to the monetary and price indicators of 2021 and are listed in the Table 5.

Conclusions. 1. A number of important factors (energy security, economic efficiency, joining the European energy system ENTSO-E) make it necessary to develop a modern, full-

fledged system of automatic frequency and power regulation in the structure of the Ukrainian IES .

2. A comparison of the technical and economic indicators of the considered variants for the construction of the AFHCS secondary regulation subsystem demonstrates the undoubted advantage of the structures used by heat consumers-regulators.

3. The construction of AFHCS based on electric heat generators requires 13.9 billion dollars USA less capital investment compared to the traditional option using regulator generators.

4. The AFHC system based on EHG provides a net annual profit of 1.83 billion dollars USA and the payback period of capital investments is 0.47 years, while these indicators for a system with a traditional structure amount to 14.7 million dollars USA and 5.3 years, respectively.

5. The AFHC system with EHG provides a reduction the natural gas using in boiler houses by 2.7 billion m³ at a cost of 2.6 billion dollars USA, because EHG uses electricity produced without the use of natural gas. This factor ensures not only the high economic efficiency of the specified version of the AFHCS structure, but also a significant increase in the level of energy security of the state.

6. The economic effect of the EHG-based AFHC structure exceeds that of the traditional structure by 1.81 billion dollars USA annually.

7. The economic advantages of the structure of AFHC based on EHG in comparison with its structure based on CHP (as economic effect) amount to 1.02 billion dollars USA annually.

1. Basic requirements for frequency and power regulation in the IES of Ukraine. Normative document of the Fuel and Energy Ministry of Ukraine, Guidelines, SOU-N EE YAEK 04.156:2009. Kyiv: Fuel and Energy Ministry of Ukraine, DP NEC Ukrenerho. 2009. 78 p. (Ukr)
2. Requirements for primary frequency regulation and frequency maintenance reserve (primary regulation reserve). *Transmission system code*. 8.4.2. Pp. 124–129. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0309874-18> (accessed at 17.01.2023). (Ukr)
3. Requirements for secondary frequency regulation and frequency recovery reserves (secondary regulation reserve). *Transmission system code*. 8.4.3. WITH. Pp. 129–133. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0309874-18> (accessed at 17.01.2023). (Ukr)
4. Requirements for tertiary frequency regulation and replacement reserves. *Transmission system code*. 8.4.4. Pp. 133–134. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0309874-18> (accessed at 17.01.2023). (Ukr)
5. Methodologies and recommendations for the organization of primary and secondary regulation of frequency and power at TPP units. Normative document of the Fuel and Energy Ministry of Ukraine, Guidelines, SOU-N EE 04.157: 2009. Kyiv: Fuel and Energy Ministry of Ukraine, DP NEC Ukrenerho. 2009. 77 p. (Ukr)
6. Methodologies and recommendations for the organization of primary and secondary regulation of frequency and power at HPP. Normative document of the Fuel and Energy Ministry of Ukraine, Guidelines, SOU-N EE 04.158: 2009. Kyiv: Fuel and Energy Ministry of Ukraine, DP NEC Ukrenerho. 2009. 63 p. (Ukr)
7. Methodologies and recommendations for the organization of primary and secondary regulation of frequency and power at NPP units. Normative document of the Fuel and Energy Ministry of Ukraine, Guidelines, SOU-N EE YAEK 04.159:2009. Kyiv: Ministry of Fuel and Energy of Ukraine, DP NEC Ukrenerho. 2009. 56 p. (Ukr)
8. Kulyk M.N., Kirylenko O.V. State and prospects of hydropower in Ukraine. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2019. No 4. Pp. 56–64. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.04.056>. (Ukr)
9. Deriy V.O. Potential of energy accumulation in heat networks. *Problems of general energy*. 2014. No 3(39). Pp. 29–33. (Ukr)
10. Deriy O.V., Bilodid V.D. Limit volumes of thermal energy accumulation in centralized heat supply systems. *Problems of general energy*. 2019. No 2(57). Pp. 41–45. DOI: <https://doi.org/10.15407/pge2019.02.041>. (Ukr)
11. Dryomin I.V. Modeling the operation modes of the AFHC system with consumers-regulators. *Problems of general energy*. 2011. No 2(25). Pp. 5–10. (Rus)
12. Dryomin I.V. Study of the automatic system operation modes of frequency and power regulation with regulating generators. *Problems of general energy*. 2011. No 1(24). Pp. 11–18. (Rus)
13. Kulyk M.N. Technical and economic aspects of the consumers-regulators use in systems of automatic regulation of frequency and power. *Problems of general energy*. 2015. No 1(40). Pp. 20–28. (Rus)
14. Babak V.P., Babak S.V., Eremenko V.S., Kuts Yu.V., Myslovykh M.V., Scherbak L.M., Zaporozhets A.O. Problems and Features of Measurements. In: *Studies in Systems, Decision and Control*. Vol. 360. Springer, 2021. Pp. 1–31 DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-70783-5_1.
15. Babak V.P., Babak S.V., Myslovykh M.V., Zaporozhets A.O., Zvaritch V.M. Technical provision of diagnostic systems. In: *Studies in Systems, Decision and Control*. Vol. 281. Springer, 2020. Pp. 91–133. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-44443-3_4.
16. Dekusha O., Burova Z., Kovtun S., Dekusha H., Ivanov S. Information-Measuring Technologies in the Metrological Support of Thermal Conductivity Determination by Heat Flow Meter. In: *Studies in Systems, Decision and Control*. Vol. 298. Springer, 2020. Pp. 217–230. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-48583-2_14

17. Rezinkina M., Babak V., Gryb O., Zaporozhets A., Rezinkin O. Increasing the Reliability of Lightning Protection of Electric Power Facilities. In: Studies in Systems, Decision and Control. Book series (SSDC, vol. 220). Pp. 281–317. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-031-17554-1_13.
18. Gushlia A.M., Plachinda V.D., Beznos A.V., Kharchuk A.L. Regulation of power consumption modes. Gushlia A.M., Plachinda V.D., Beznos A.V., Kharchuk A.L. Regulation of power consumption modes. *Energy and electrification*. 2014. No 6. Pp. 3–9. (Rus)
19. Provision/use of auxiliary services to the Operator/Operator of the transmission system. *Transmission system code*. Pp. 182–188. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0309874-18> (accessed at 17.01.2023). (Ukr)
20. Accents of DAM and IDM December 2021 Reviews. JSC Market operator. URL: <https://www.oree.com.ua/index.php/web/10317> (accessed at 17.01.2023). (Ukr)

УДК 621.311.661

МОЖЛИВОСТІ ТА ПЕРСПЕКТИВИ ЗАСТОСУВАННЯ СПОЖИВАЧІВ-РЕГУЛЯТОРІВ У СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ ЧАСТОТИ І ПОТУЖНОСТІ

В.П. Бабак, чл.-кор. НАН України, **М.М. Кулик**, академік НАН України
Інститут загальної енергетики НАН України,
вул. Антоновича, 172, Київ, 03150, Україна
E-mail: ydoe@ukr.net; info@ienergy.kiev.ua

Об'єднана енергетична система (ОЕС) України функціонує у складі електроенергетичної системи Європейського Союзу (ЄС) ENTSO-E. Кожна країна, ОЕС якої працює у структурі ENTSO-E, повинна забезпечити у складі національної ОЕС наявність повноцінної системи автоматичного регулювання частоти і потужності (система АРЧП, САРЧП). Винятком є лише ОЕС України, оскільки її входження до складу ENTSO-E відбулося під час воєнного стану та за відсутності у ній при цьому повноцінної системи АРЧП. Це порушує наріжні вимоги формування структури ENTSO-E. У повоєнний час ОЕС України зобов'язана буде добудувати власну, повноцінну САРЧП у найкоротші терміни. Досліджено три структури розбудови системи АРЧП ОЕС України: за традиційним принципом (на базі генераторів-регуляторів), на основі теплових споживачів-регуляторів із залученням теплонасосних установок та теплових споживачів-регуляторів з використанням електричних теплогенераторів, що забезпечують енергією системи централізованого теплопостачання. Розрахунки і аналіз техніко-економічних показників показали, що традиційна структура САРЧП безнадійно програє обом структурам, побудованим на споживачах-регуляторах. Помітно кращою із цих двох систем є САРЧП, побудована на споживачах-регуляторах у вигляді електричних теплогенераторів. Вона надає річний чистий прибуток більше 1,8 млрд дол. США, термін окупності біля 0,5 р., зменшує на 2,7 млрд куб. м споживання природного газу, зменшує на 13,9 млрд дол. США необхідні капіталовкладення, має малі терміни будівництва. Бібл. 20, табл. 5.

Ключові слова: система автоматичного регулювання частоти і потужності, електричний теплогенератор, теплонасосна установка, капіталовкладення, прибуток, термін окупності.

Надійшла 15.02.2023
Остаточний варіант 30.04.2023

**ВЗАЄМОУЗГОДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ ТА РОБОЧОЇ КАМЕРИ
ДЛЯ ОБРОБКИ ВОДИ ІМПУЛЬСНИМ БАР'ЄРНИМ РОЗРЯДОМ**

В.О. Берека *, **І.В. Божко** **, канд. техн. наук, **О.М. Карлов** ***, канд. техн. наук,
І.П. Кондратенко ****, чл.-кор. НАН України
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: ws77@ukr.net

Задля визначення взаємоузгоджених параметрів вихідної ланки генератора коротких (~100 нс) імпульсів з робочою камерою, в якій імпульсним бар'єрним розрядом відбувається обробка води в крапельно-плівковому стані, розроблено наближену математичну модель, що описує перехідні процеси в схемі. Прийнятна для практики точність моделі підтверджена експериментальними даними. Розраховано параметри ємності діелектричного бар'єру та магнітних ключів, за яких ефективність передачі енергії в робочу камеру перевищує 60%. Встановлено, що ефективність у визначальній мірі залежить від відношення ємності діелектричного бар'єру робочої камери до вихідної ємності генератора імпульсів, оптимальне значення якого становить ≈2,6. Обґрунтовано вибір величини індуктивності розсіювання магнітного ключа, через який йде розрядження бар'єрної ємності після закінчення прямого імпульсу струму. Встановлено, що узгодженість параметрів вихідної ланки генератора імпульсів та робочої камери дає можливість суттєво зменшити теплове навантаження на швидкодіючий розмикаючий діод в вихідній ланці генератора імпульсів. Бібл. 15, рис. 8.

Ключові слова: імпульсний бар'єрний розряд, обробка води, ефективність передачі енергії.

Вступ. Бар'єрний розряд змінного струму (БР) має давню історію та поширене використання на практиці [1]. Він застосовується для генерації озону, обробки води, поверхні твердих тіл, очищення газів тощо [1–3]. Імпульсний бар'єрний розряд (ІБР) є відносно новим напрямом в області електрофізики газового розряду [4, 5] і за останні десятиріччя сфокусував на собі значну увагу [6–10]. Інтерес до ІБР зумовлений тим, що зі зростанням швидкості підйому напруги du/dt на розрядній камері (РК) понад ~0,01 кВ/нс починає збільшуватися його енергоефективність. Наприклад, для ІБР за du/dt ~0,3 кВ/нс енергоефективність генерації ІБР озону зростає вдвічі [4, 5] у порівнянні з БР. Дослідження обробки води також показали, що енергоефективність імпульсних бар'єрних розрядів на поверхню води набагато вище, ніж за інших видів електричних розрядів [6–9]. Зазвичай енергоефективність того чи іншого типу розряду прийнято оцінювати величиною його енергетичного виходу Y [6–9], котрий є питомим параметром, який дорівнює масі розкладеного забруднювача в грамах, що припадає на 1 кВт·год витраченої в РК енергії. Під час обробки ІБР води, що містить домішки органічної речовини (метилена синь), котра важко піддається обробці другими методами, авторами було досягнуто величин Y , які значно (десятки відсотків) перевищують ті, що характеризують інші види розрядів [10].

Однак широке практичне впровадження електророзрядних методів обробки води в значній мірі стримується високими питомими енерговитратами, що пов'язані з ними. Вони визначаються не тільки видом розряду, а й втратами енергії через її передачу від електричної мережі до робочої камери. Тому для практичного впровадження ІБР окрім вибору виду розряду важливими є також параметри генератора коротких імпульсів та узгодженість сумісного функціонування генератора та робочої камери, де відбувається обробка води.

Наносекундні генератори імпульсів (ГІ) з великими ресурсом роботи та частотою повторення імпульсів будуються на основі індуктивних накопичувачів енергії з швидкодіючими перемикачами на розмикання та ємнісних накопичувачів з швидкодіючими перемикачами на замикання. ГІ з

© Берека В.О., Божко І.В., Карлов О.М., Кондратенко І.П., 2023
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0003-0888-2864>; ** <https://orcid.org/0000-0002-7955-246X>;
*** <https://orcid.org/0000-0002-1350-1870>; **** <https://orcid.org/0000-0003-1914-1383>

індуктивними накопичувачами залишаються до цього часу громіздкими та дорогими і більш підходять для генерації імпульсів з напругою ~ 100 кВ та вище. Економічним рішенням для створення імпульсів тривалістю близько 100 нс середньої напруги (кілька десятків кВ) є використання ГІ з магнітною компресією імпульсів [11]. Недоліком більшості таких ГІ є багатоступеневе стиснення імпульсів, яке потребує при цьому наявності шляхів для перемагнічування осердь магнітних ключів. Використання комбінації ємнісного та індуктивного накопичувачів енергії дає змогу формувати фронти імпульсів з крутизною $du/dt \sim 1$ кВ/нс за малої кількості (2–3) ступенів магнітного стискання [11]. Це зменшує втрати енергії в ГІ та мінімізує об'єм накопичувальних конденсаторів, пропорційний числу ступенів стиснення.

Ефективна передача електричної енергії в робочу камеру від ГІ є однією з основних задач під час проектування комплексу для обробки води ІБР [11–13]. Формування та передача імпульсів між ланками в генераторах з магнітною компресією добре вивчені [14]. Труднощі виникають тоді, коли навантаженням вихідної ланки генератора стає газовий електричний розряд, вольтамперна характеристика якого залежить від багатьох факторів: тиску та температури газу, форми електродів, властивості діелектричного бар'єру, передіонізації тощо [5, 11–13]. В дослідженні та оптимізації загальних характеристик електророзрядного пристрою добре допомагає моделювання розряду в поєднанні з ГІ. Є кілька підходів до моделювання розряду. Найбільш коректні результати можна отримати, якщо зміну в часі опору робочої камери обчислювати шляхом рішення диференціальних рівнянь руху заряджених елементарних частинок, що утворюються внаслідок кількох десятків плазмохімічних реакцій, які відбуваються в газовому розряді [5]. Також під час розрахунків використовуються моделі руху не окремих заряджених частинок, а їхні ансамблі в дифузно-дрейфовому наближенні [15] тощо. Але ці шляхи дуже складні та більш підходять у разі електрофізичних досліджень розрядів. Для практичних розробок під час моделювання як робочої камери, так і інших нелінійних елементів електричного кола, використовуються, як правило, апроксимаційні рівняння [11, 12]. Ці рівняння виводяться на основі експериментальних та розрахункових даних. Роботу ГІ з навантаженням у вигляді коронного розряду розглянуто в роботах [11, 12]. В них під час розрахунків в еквівалентній електричній схемі розряд представлявся як нелінійний опір, вольтамперна характеристика якого моделювалася на підставі експериментальних даних. Але у випадку ІБР наявність в розрядному колі ємності діелектричного бар'єру ускладнює задачу та потребує змін в моделі.

Під час розробки електророзрядного комплексу для обробки води головними вихідними умовами є параметри розряду та продуктивність комплексу, котрі визначають характеристики робочої камери та генератора імпульсів. Враховуючи це, проектування передбачає *взаємне узгодження* параметрів цих частин комплексу таким чином, щоб коефіцієнт передачі енергії від зовнішньої мережі до робочої камери був якомога більшим. Виходячи з усього вищесказаного, *метою роботи* є розробка на основі експериментальних даних математичної моделі, що адекватно описує сумісну роботу вихідної ланки генератора імпульсів з підключеною до неї розрядною камерою, в якій відбувається обробка води імпульсним бар'єрним розрядом, та визначення на її основі оптимальних взаємоузгоджених параметрів вихідної ланки та розрядної камери.

Моделювання роботи вихідної ланки ГІ, що має навантаженням РК з ІБР. Під час розробки моделі були використані параметри ГІ та РК, що й в роботі [10]. Камера, в якій проходила обробка води ІБР, була коаксіального типу з газовим проміжком, величина якого $\delta = 3,2$ мм. Вода в ньому рухається у вигляді крапель з характерним діаметром 1 мм та плівок по його стінкам товщиною $\sim 0,1$ мм. Ємність діелектричного бар'єру (з відносною діелектричною проникністю $\epsilon \approx 4$) $C_0 = 360$ пФ. Ємність міжелектродного газового проміжку в РК, що розрахована згідно його геометричних розмірів, становить 50 пФ. Однак присутність в ньому крапель води приводить до її зростання до величини $C_r \approx 120$ пФ.

Генератор імпульсів побудований за принципом їхнього магнітного стискання з використанням в його вихідній ланці швидкодіючого переривника струму на основі двох паралельних ланок з послідовно включеними в кожній 30 діодами, що мають малий час відновлення зворотного опору (~ 40 нс). Схема високовольтної частина ГІ (рис. 1) функціонує наступним чином. Коли висока напруга на конденсаторі C_0 , який заряджається від імпульсного трансформатора (на схемі не показаний), досягає певного рівня, спрацьовує магнітний ключ (МК) L_0 . Після цього через діод VD заряджається конденсатор з ємністю C_1 , яка дорівнює C_0 . Коли C_1 повністю зарядився, включається МК1 (індуктивність L_1) і він через цей ключ та діод VD починає розряджатися до моменту часу $t \sim 20$ нс, після

якого струм через діод стрімко зменшується завдяки відновленню його зворотного опору. В цей момент напруга на L_1 змінює свій знак, після чого сумарна напруга від C_1 та L_1 прикладається до РК, схему заміщення якої на рис. 1 показано емностями діелектричного бар'єру C_6 і газового проміжку C_7 , опір якого R має нелінійний характер. Після проходження розрядного імпульсу струму через РК емність C_6 залишається зарядженою. Для її розрядження, щоб підготувати РК до наступного імпульсу, використовується МК2 (індуктивність L_2), який включається в певний час τ після подачі на РК імпульсу (В [10] $\tau \approx 80$ нс). За цей час осердя L_2 стає насиченим, її індуктивність різко зменшується і шунтує РК. Завдяки цьому розряджається бар'єрна емність, а частина накопиченої в ній енергії утилізується в газовому проміжку.

Аналіз сумісної роботи ГІ з РК на основі даних [10–13] показав, що у визначальній мірі на ефективність передачі енергії від електричної мережі в розрядну камеру впливає узгодженість параметрів камери та вихідної ланки генератора, до якої відносяться частина схеми на рис. 1 (без включення до неї C_0 та L_0). Тому саме цю частину електричної схеми вибрано для моделювання. Послідовність погодження попередніх ланок генератора з магнітним стисканням імпульсів детально описано в монографії [14] і в цій роботі не розглядається. Моделювання спільної роботи вихідної ланки джерела живлення і розрядної камери виконано в програмному продукті Micro-cap 12 у режимі розрахунку перехідних процесів. Нелінійні елементи задавалися кусочним методом в залежності від часу за допомогою функції Хевісайда, функції знаку або умовного оператора «якщо». Моделювання проходило для інтервалу часу 0 – 400 нс з кроком 0,01 нс. Параметри схеми заміщення і апроксимаційні формули для нелінійних елементів були визначені на основі аналізу експериментальних осцилограм напруг і струмів в елементах комплексу [17].

Під час моделювання використовувалася схема заміщення, яку наведено на рис. 2. В ній зміна в часі t індуктивності МК1 представлена індуктивностями намагнічування $L_{11} = 3$ мкГн і насичення $L_{12} = 1$ мкГн та опором $R_4(t)$, що змінюється за законом

$$R_4(t) = \begin{cases} t \leq 20 \cdot 10^{-9} \text{ с, } 10^3 \cdot (1 - 5 \cdot 10^{-7} \cdot t) + 0,001 \text{ Ом} \\ t \geq 20 \cdot 10^{-9} \text{ с, } 0,001 \text{ Ом.} \end{cases} \quad (1)$$

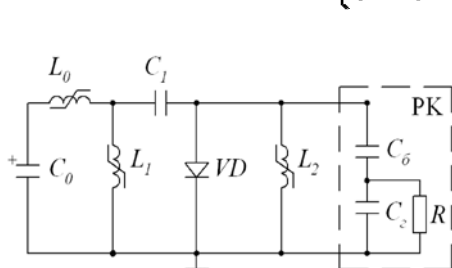


Рис. 1

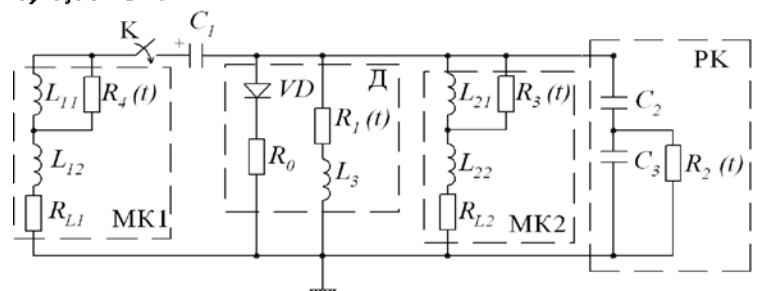


Рис. 2

Таким же чином моделювалася зміна в часі індуктивності МК2. На рис. 2: $L_{21} = 2,5$ мГн, $L_{22} = 5$ мкГн, опір

$$R_3(t) = \begin{cases} t \leq \tau, 200 \cdot (1 - t/\tau) + 0,001 \text{ Ом} \\ t \geq \tau, 0,001 \text{ Ом,} \end{cases} \quad (2)$$

де τ – час включення МК2.

В розрахунковій схемі (рис. 2) послідовно з індуктивностями для врахування в них омичних втрат енергії включені опори R_{L1} та R_{L2} по 1 Ом. Діод VD (рис. 1) моделювався блоком D (рис. 2), в якому є дві паралельні ланки. В першу ланку входять VD – ідеальний діод, що має нескінченно великий опір для зворотного струму, та $R_0 = 2$ Ом – опір цього діоду для прямого струму. Друга ланка складається з індуктивності діода $L_3 = 0,6$ мкГн та опором $R_1(t)$, який в залежності від часу t після замикаання ключа K дорівнює

$$R_1(t) = \begin{cases} t \leq 20 \cdot 10^{-9} \text{ с, } 10 + 0,65 \cdot 10^9 \cdot t \text{ Ом} \\ 20 \cdot 10^{-9} \leq t \leq 30 \cdot 10^{-9} \text{ с, } 23 + 12,2 \cdot 10^9 (t - 20 \cdot 10^{-9}) \text{ Ом} \\ t \geq 30 \cdot 10^{-9} \text{ с, } 145 + 60 \cdot 10^9 (t - 30 \cdot 10^{-9}) \text{ Ом.} \end{cases} \quad (3)$$

На рис. 2 параметри РК, що використовувалася в [12]: $C_2 = C_6 = 360$ пФ, $C_3 = C_7 = 120$ пФ, а опір газового проміжку під час розряду симулюється виразом

$$R_2(t) = \begin{cases} t \leq 20 \cdot 10^{-9} \text{ с, } 10^5 \text{ Ом} \\ 20 \cdot 10^{-9} \leq t \leq 25 \cdot 10^{-9} \text{ с, } 10^5 \cdot \exp[-1,1043 \cdot 10^7 \cdot (t - 20 \cdot 10^{-9})] \text{ Ом} \\ 25 \cdot 10^{-9} \leq t \leq 35 \cdot 10^{-9} \text{ с, } 400 \cdot \exp[-2,3026 \cdot 10^7 \cdot (t - 25 \cdot 10^{-9})] \text{ Ом} \\ t \geq 35 \cdot 10^{-9} \text{ с, } 40 \text{ Ом.} \end{cases} \quad (4)$$

Розрахунки проводилися за початкової напруги $U_{C1}=29$ кВ на конденсаторі $C_1=1,1$ нФ. Ці величини відповідали умовам експерименту [12], в якому були записані осцилограми струму $i_e(t)$ (рис. 3, крива 3) через РК та напруги $u_e(t)$ (крива 4) на ній. Імпульс струму складається з двох частин: прямого струму з амплітудою $I_{m1} \approx 240$ А тривалістю $\tau_1 \approx 70$ нс та зворотного з величинами $I_{m2} \approx 160$ А

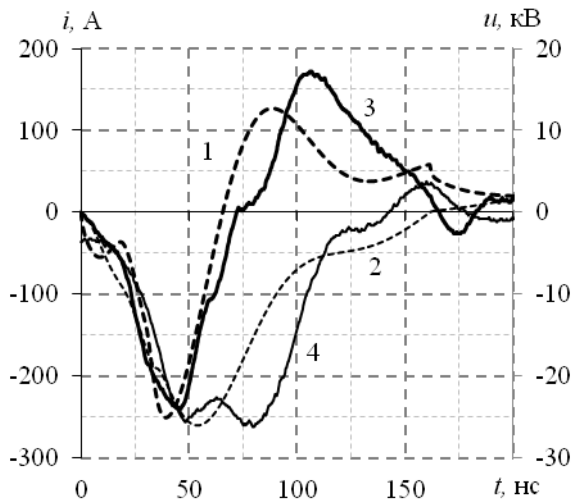


Рис. 3

і $\tau_2 \approx 100$ нс. Амплітуда напруги $u_e(t)$ під час прямого імпульсу струму досягає $U_{m1}=25,6$ кВ, а енергія, що виділяється в газовому проміжку за один імпульс, $W_e=93$ мДж [12]. Порівняння результатів моделювання осцилограм струму $i_1(t)$ (крива 1) та напруги на РК $u_1(t)$ (крива 2) показує їхній якісно однаковий з експериментальними характер. Розрахований струм $i_1(t)$, як і експериментальний $i_e(t)$, мають пряму та зворотну частини, причому їхні амплітудні значення та тривалості τ_1, τ_2 відрізняються лише на $\sim 4-10\%$. Також близькі між собою розрахована $u_1(t)$ та експериментальна $u_e(t)$ зміни в часі напруги на РК. Обчислена енергія імпульсу, що виділяється в газовому проміжку, $W_1 = 91,9$ мДж практично співпадає з експериментальним значенням W_e .

Щоб додатково перевірити достовірність розробленого алгоритму розрахунків, виконано аналогічні обчислення для іншої, суттєво відмінної за

своїми параметрами РК1 з меншою величиною газового проміжку ($\delta_6=0,7$ мм), на яку від ГП подавалися імпульси з амплітудою 13 кВ. Ці обчислення також показали подібне кількісне узгодження результатів моделювання з експериментальними даними. Оскільки моделювання дає задовільне для практичного використання узгодження розрахованих та експериментальних результатів за основними параметрами розряду (амплітуди струму і напруги та енергії імпульсу), її було використано для оцінки впливу елементів схеми на ефективність передачі енергії від вихідної ланки ГП до РК.

Визначення оптимальних взаємоузгоджених параметрів вихідної ланки генератора імпульсів та розрядної камери. Енергія, що виділяється в РК ($W_1 = 91,8$ мДж), становить лише 20 % від тієї енергії, що була накопичена в конденсаторі C_1 перед початком імпульсу ($W_{C1}=0,5C_1U^2_{C1}=462$ мДж). Задля визначення оптимальних параметрів електричної схеми, за яких коефіцієнт передачі енергії $\eta=100(W_1/W_{C1})$, % від вихідної ланки ГП до РК був би максимальним, спочатку були виконані розрахунки впливу на нього ємності діелектричного бар'єру C_2 . На практиці величину C_2 , яка пропорційна $\epsilon S_e/\delta_6$, можна змінювати за рахунок відносної діелектричної проникності ϵ матеріалу бар'єру, його товщини δ_6 та площі електродів S_e . Але можливості регулювання за рахунок проникності ϵ та товщини бар'єру δ_6 обмежені. Це пояснюється тим, що за $\epsilon > 10$ знижується здатність ІБР генерувати окислювачі [4], а нижня межа товщини бар'єру δ_6 визначається напругою його електричного пробоя. Тому найбільш придатним методом регулювання ємності C_2 є за рахунок площі електродів РК. Саме такі обчислення η у разі варіювання площі S_e проведено. При цьому враховувалося, що через зміну величини C_2 пропорційно змінюється ємність газового проміжку C_3 . Результати розрахунків у вигляді залежності $\eta(K_1)$, де $K_1=C_2/360=C_3/120$, ємності C_2, C_3 у відносних одиницях, показано на рис. 4 кривою 1. Розрахунки показали, що за $K_1 \approx 8$ (у разі збільшення площі електродів в вісім раз) ефективність передачі енергії в РК досягає максимуму $\eta=57\%$, тобто збільшується майже втричі. Таким чином, оптимальне співвідношення ємності діелектричного бар'єру робочої камери до вихідної ємності генератора імпульсів $k=8C_6/C_1 \approx 2,6$. Слід відзначити, що це значення суттєво відрізняється від тих, котрі є оптимальні під час передачі енергії в магнітних

генераторах імпульсів, що мають резистивне навантаження ($k=1$ [14]) чи нелінійне у вигляді коронного розряду ($k \approx 1,2$ [11]).

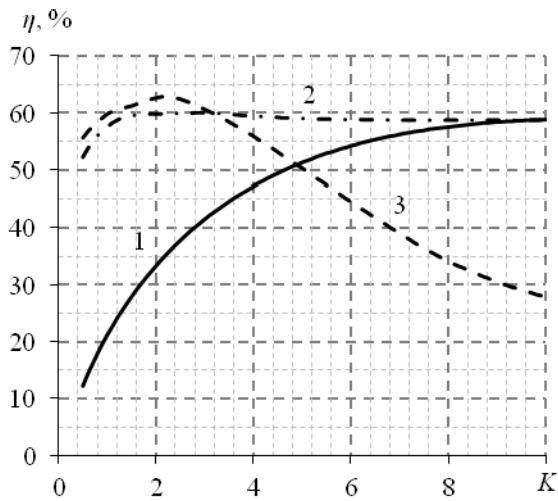


Рис. 4

На узгодженість ПІ та РК також впливають величини L_{22} і L_{12} . Це підтверджують залежності $\eta(K_2)$ та $\eta(K_3)$, які наведено на рис. 4 відповідно кривими 2 та 3. Перша з них віддзеркалює вплив індуктивності розсіювання магнітного ключа МК2. Величина K_2 показує кратність значень L_{22} по відношенню до 5 мкГн. Таким же чином K_3 є індуктивність розсіювання L_{12} у відносних одиницях (по відношенню до 1 мкГн). Залежність $\eta(K_2)$ розраховано за $K_1=8$, $K_3=1$, а $\eta(K_3)$ – за $K_1=8$, $K_2=3,5$. Криві $\eta(K_2)$ та $\eta(K_3)$ свідчать, що оптимальними значеннями є $K_2 \approx 3,5$ і $K_3 \approx 2$, за яких (та $K_1=8$) коефіцієнт η сягає 62%. Однак під час вибору величин K_2 , K_3 слід враховувати такі фактори. По-перше, оскільки в діапазоні змін $K_2=1-4$ коефіцієнт η практично один і той же, то з метою бажаного зменшення часу розряду бар'єрної ємності C_6 [13] доцільно вибирати менші значення індуктивності L_{22} , тобто $K_2=1$. По друге, зростання L_{12}

приводить до небажаного зменшення пропорційно $(L_{12})^{0,5}$ швидкості наростання напруги du/dt на фронті імпульсу. Тому, враховуючи що за $K_3=1$ – 3 індуктивність L_{12} мало впливає на величину η , оптимальним слід вважати $K_3=1$.

Взаємоузгодженість параметрів вихідної ланки ПІ та РК також створює кращі умови для збільшення ефективності розряду та функціонування елементів схеми. На рис. 5 показано осцилограми струмів i та напруг u на РК для першого (неузгодженого) i_1 , u_1 (відповідно криві 1, 2) та другого (узгодженого) i_2 , u_2 (відповідно криві 3, 4) варіантів. Як видно з рисунку, за узгодженої роботи амплітуда розрядного струму збільшується вдвічі. За рахунок цього, як показало обчислення, величина заряду, що переноситься струмом під час прямого імпульсу струму, зростає втричі. Цей результат є важливим тому, що при цьому збільшується кількість утворених активних частинок в розрядному проміжку, котра пропорційна цьому заряду.

Передача енергії в розрядний проміжок проходить під час прямої та зворотної частини імпульсу струму. На рис. 6 показано залежності енергій $w_1(t)$ та $w_2(t)$, що виділяються в розрядному проміжку в першому (крива 1) та другому (крива 2) варіантах. Доля енергії, що виділяється за прямого ($t \leq 65$ нс) та зворотного ($t \geq 65$ нс) імпульсах, в першому варіанті відповідно становить $\approx 60\%$ та 40% , в другому – 90% (при $t \leq 90$ нс) та 10% ($t \geq 90$ нс). Розподіл енергії в узгодженій схемі $w_2(t)$ кращий, бо в ньому менша доля непродуктивних витрат енергії в РК під час проходження через неї зворотного струму. Ці втрати мають тепловий характер, який обумовлений тим, що зворотний струм підтримується електричним полем в газовому проміжку, котре недостатньо сильне для ефективної

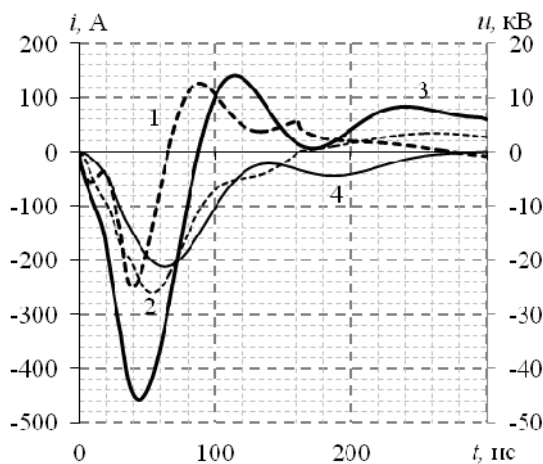


Рис. 5

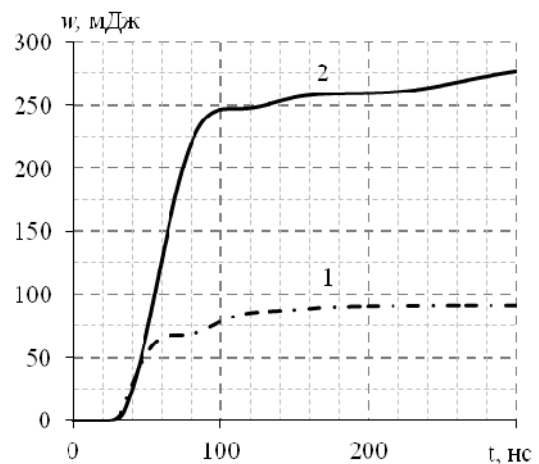


Рис. 6

генерації в ньому окиснювальних частинок. Окрім цього, як показало моделювання, у другому варіанті втрати енергії на активному опорі R_{L2} , індуктивності L_2 становлять лише 2 мДж, що в 7,5 разів менше, ніж в першому варіанті. Слід також сказати, що оскільки під час зворотного імпульсу струму магнітний ключ L_2 входить в розрядне коло, то для того, щоб втрати енергії в ньому, які пропорційні $(R_{L2})/R_2$, були несуттєвими, опір газового проміжку РК, котрий залежить від струму та величини газового проміжку в РК, повинен бути таким, щоб величина $(R_{L2})/R_2$ була незначною.

Основним призначенням магнітного ключа МК2, як уже відмічалось, є розрядження діелектричного бар'єру після закінчення прямого імпульсу струму. Тому оптимальним часом для включення цього ключа є момент τ , коли прямиий струм через РК зменшується до нуля. Для першого та другого варіантів розрахунків, як видно з рис. 5, цей момент відповідає ≈ 65 та ≈ 85 наносекундам. Саме в цьому діапазоні змін τ знаходяться (рис. 7) максимуми енергій $W_1(\tau)$ та $W_2(\tau)$, що виділяються в розрядному проміжку під час імпульсу, котрі обчислені відповідно для першого (крива 1) та другого (крива 2) варіантів.

Однією з серйозних проблем генераторів імпульсів з швидкодіючим переривником струму в його вихідній ланці є великі втрати енергії в ньому [11]. Узгодженість електричної схеми значно покращує умови роботи діода VD, бо різко зменшує на нього теплове навантаження. Це підтверджує моделювання струму i_d , що проходить через діод, та втрат в ньому енергії w_d під час імпульсу. Результати розрахунків на рис. 8 показують, що в узгодженій схемі амплітуда i_d (крива 2) вдвічі менша ніж в неузгодженій (крива 1), а втрати w_d – майже втричі (відповідно криві 4 та 3). Зменшення теплових втрат в діоді дає можливість розширити діапазони його допустимих навантажень по струму та частоті.

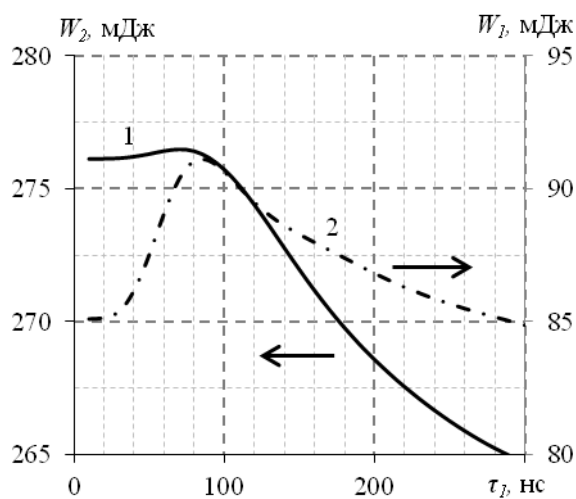


Рис. 7

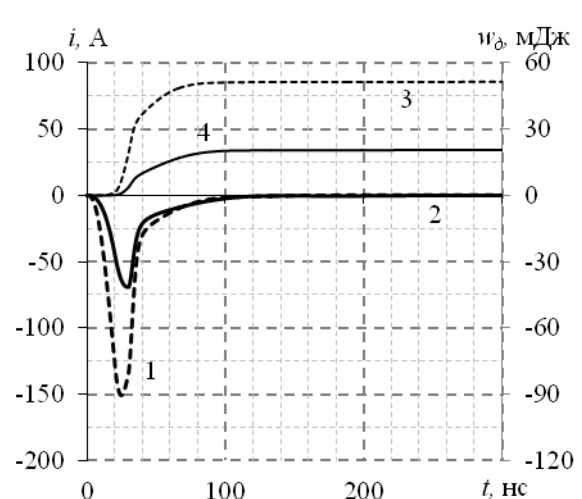


Рис. 8

Висновки.

1. Розроблено модель, що з прийнятною для практики точністю дає змогу проводити розрахунки перехідних процесів у вихідній ланці генератора імпульсів, яка має навантаженням робочу камеру, де імпульсним бар'єрним розрядом обробляється вода в крапельно-плівковому стані.

2. Узгодженість параметрів вихідної ланки генератора імпульсів та робочої камери в той же мірі, як і вид розряду, визначають енергоефективність всього електророзрядного комплексу для обробки води. За оптимальних параметрів схеми ефективність передачі енергії в робочу камеру, де проходить імпульсний бар'єрний розряд, досягає 62 %. В найбільшій мірі на ефективність передачі енергії впливає відношення ємності діелектричного бар'єру робочої камери до вихідної ємності генератора імпульсів. Оптимальним значенням цього відношення є величина $\approx 2,6$, яка в $\approx 2,5$ разів більша, ніж у випадку навантаження генератора активним лінійним чи нелінійним опором.

3. Узгодженість параметрів вихідної ланки генератора імпульсів та робочої камери дає можливість суттєво зменшити теплове навантаження на швидкодіючий переривник струму (діод) в вихідній ланці генератора.

Роботу виконано за рахунок держбюджетної теми «Розвиток теорії та моделювання нестационарних електрофізичних процесів в електропровідних і діелектричних середовищах імпульсних електромагнітних систем (шифр: Бар'єр-3)», що виконувалася за Постановою Бюро ВФТПЕ Президії НАН України, державний реєстраційний номер теми 0123U100671, КПКВК 6541030.

1. Kogelschatz U. Dielectric-barrier discharges: their history, discharge physics, and industrial applications. *Plasma Chemistry and Plasma processing*. 2003. Vol. 23. No 1. Pp. 1–46. DOI: <https://doi.org/10.1023/A:1022470901385>.
2. Zike Qiu, Xiao Wei Yang, Chang Ming Du. The applications of plasma gas injection for pollutants treatment. *Transactions on Plasma Science*. 2022. Vol. 50. Issue 7. Pp. 1999–2009. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2022.3177754>.
3. Божко І.В., Кондратенко І.П., Лобанов Л.М., Пашин М.О., Берднікова О.М., Миходуй О.Л., Кушнарєва О.С., Гончаров П.В. Застосування імпульсного бар'єрного розряду для обробки поверхні пластин зі сталі марки 25ХГНМТ. *Технічна електродинаміка*. 2023. № 1. С. 76–80. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.01.076>.
4. Самойлович В.Г., Гибалов В.И., Козлов К.В. Физическая химия барьерного разряда. М.: Изд-во МГУ, 1989. 176 с.
5. Olof Nilsson J., Eninger Jan E. Numerical Modeling of Ozone Production in a Pulsed Homogeneous Discharge: A Parameter Study. *IEEE Transactions on plasma science*. 1997. Vol. 25. No 1. Pp. 73–82.
6. Advanced Oxidation Processes for Water Treatment: Fundamentals and Applications. Edited by Mihaela I. Stefan. IWA Publishing, 2018. 712 p. DOI: <https://doi.org/10.2166/9781780407197>.
7. Vanraes P., Nikiforov A.Y., Leys C. Electrical Discharge in Water Treatment Technology for Micropollutants. *Plasma Science and Technology. Plasma Science and Technology – Progress in Physical States and Chemical Reactions*. 2016. Pp. 429–476. DOI: <https://doi.org/10.5772/61830>.
8. Bo Jiang, Jingtang Zheng, Shi Qiu, Mingbo Wu, Qinhui Zhang, Zifeng Yan, Qingzhong Xue. Review on electrical discharge plasma technology for wastewater. *Chemical Engineering Journal*. 2014. Vol. 236. Pp. 348–363. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cej.2013.09.090>.
9. Shen Zhao, Chunjing Hao, Di Xu, Yiyong Wen, Jian Qiu, Kefu Liu. Effect of Electrical Parameters on Energy Yield of Organic Pollutant Degradation in a Dielectric Barrier Discharge Reactor. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2017. Vol. 45. No 6. Pp. 1043–1050. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2017.2691726>.
10. Берека В.О., Божко І.В., Кондратенко І.П. Дослідження енергоефективності обробки імпульсним бар'єрним розрядом води в крапельно-плівковому стані. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 3. С. 50–57. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.050>.
11. Pokryvalo A., Wolf M., Yankelevich Y. Investigation of Operational Regimes of a High-Power Pulsed Corona Source with an All-solid State Pulser. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2007. Vol. 14. No 4. Pp. 846–857. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2007.4286515>.
12. Uhm H.S. An Analytical Theory of Corona Discharge Plasma. *Physics of Plasmas*. 2000. Vol. 4. No 9. Pp. 3117–3128. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.872451>.
13. Божко І.В., Зозулев В.І., Кобильчак В.В. SOS-генератор для електророзрядних технологій на основі імпульсного бар'єрного розряду. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 2. С. 63–68. DOI: <http://orcid.org/0000-0002-7955-246X>.
14. Меерович Л.А., Ватин И.М., Зайцев Э.Ф., Кандыкин В.М. Магнитные генераторы импульсов. М.: Советское радио, 1968. 476 с.
15. Singh S., Serdyuk Y.V., Gubanski S.M. Simulations of electrical discharges in air using stabilized drift-diffusion model. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2018. Vol. 46. Issue 8. Pp. 3031–3039. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2018.2850803>.

COORDINATION OF PARAMETERS OF THE POWER SOURCE AND THE WORKING CHAMBER FOR WATER TREATMENT WITH PULSE BARRIER DISCHARGE

V.O. Bereka, I.V. Bozhko, O.M. Karlov, I.P. Kondratenko
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.
E-mail: ws77@ukr.net.

To determine the mutually agreed parameters of the output link of the generator of short (~100 ns) pulses with a working chamber, in which water is treated in the droplet-film state by a pulsed barrier discharge, an approximate mathematical model was developed that describes the transient processes in the circuit. The reliability of the model is confirmed by experimental data. The optimal parameters of the capacitance of the dielectric barrier and magnetic keys were calculated, according to which the efficiency of energy transfer to the working chamber reaches 62%. It is shown that it largely depends on the ratio of the barrier capacity of the working chamber to the output capacity of the pulse generator, the optimal value of which is ≈2.6. The selection of the value of the dissipation inductance of the magnetic

key, through which the discharge of the barrier capacity occurs after the end of the direct current pulse, is justified. It was established that the consistency of the parameters of the output link of the pulse generator and the working chamber makes it possible to significantly reduce the thermal load on the fast-acting opening diode in the output link of the pulse generator. References 15, Figures 8.

Key words: impulse barrier discharge, water treatment, energy transfer efficiency.

1. Kogelschatz U. Dielectric-barrier discharges: their history, discharge physics, and industrial applications. *Plasma Chemistry and Plasma processing*. 2003. Vol. 23. No 1. Pp. 1–46. DOI: <https://doi.org/10.1023/A:1022470901385>.
2. Zike Qiu, Xiao Wei Yang, Chang Ming Du. The applications of plasma gas injection for pollutants treatment. *Transactions on Plasma Science*. 2022. Vol. 50. Issue 7. Pp. 1999–2009. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2022.3177754>.
3. Bozhko I.V., Kondratenko I.P., Lobanov L.M., Pashchin M.O., Berdnikova O.M., Mykhodui O.L., Kushnarova O.S., Goncharov P.V. Pulsed Barrier Discharge for Treatment of Surfaces of 25KhGNMT Steel Plates. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2023. No 1. Pp.76–80. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2023.01.076>.
4. Samoilovich V.G., Gibalov V.I., Kozlov K.V. The physical chemistry of the barrier discharge. Moskva: Izdatelstvo Moskovskogo Gosudarstvennogo Universiteta, 1989. 176 p. (Rus)
5. Olof Nilsson J., Eninger Jan E. Numerical Modeling of Ozone Production in a Pulsed Homogeneous Discharge: A Parameter Study. *IEEE Transactions on plasma science*. 1997. Vol. 25. No 1. Pp. 73–82.
6. Advanced Oxidation Processes for Water Treatment: Fundamentals and Applications. Edited by Mihaela I. Stefan. IWA Publishing, 2018. 712 p. DOI: <https://doi.org/10.2166/9781780407197>.
7. Vanraes P., Nikiforov A.Y., Leys C. Electrical Discharge in Water Treatment Technology for Micropollutants. *Plasma Science and Technology. Plasma Science and Technology – Progress in Physical States and Chemical Reactions*. 2016. Pp. 429–476. DOI: <https://doi.org/10.5772/61830>.
8. Bo Jiang, Jingtang Zheng, Shi Qiu, Mingbo Wu, Qinhui Zhang, Zifeng Yan, Qingzhong Xue. Review on electrical discharge plasma technology for wastewater. *Chemical Engineering Journal*. 2014. Vol. 236. Pp. 348–363. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cej.2013.09.090>.
9. Shen Zhao, Chunjing Hao, Di Xu, Yiyong Wen, Jian Qiu, Kefu Liu. Effect of Electrical Parameters on Energy Yield of Organic Pollutant Degradation in a Dielectric Barrier Discharge Reactor. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2017. Vol. 45. No 6. Pp. 1043–1050. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2017.2691726>.
10. Bereka V.O., Bozhko I.V., Kondratenko I.P. Research of energy efficiency of processing by pulse barrier discharge of water in a drop-film state. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 50–57. (Ukr). DOI: <https://doi.org/1015407/techmed2021.03.050>.
11. Pokryvalo A., Wolf M., Yankelevich Y. Investigation of Operational Regimes of a High-Power Pulsed Corona Source with an All-solid State Pulsar. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2007. Vol. 14. No 4. Pp. 846–857. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2007.4286515>.
12. Uhm H.S. An Analytical Theory of Corona Discharge Plasma. *Physics of Plasmas*. 2000. Vol. 4. No 9. Pp. 3117–3128. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.872451>.
13. Bozhko I.V., Zozuljov V.I., Kobylchak V.V. SOS-generator for the electric discharge technology used pulse barrier discharge. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2016. No 2. Pp. 63–68. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.02.063>
14. Meerovich L.A., Vatin I.M., Zaitsev E.V., Kandykin V.M. Magnetic generators of pulses. Moskva: Sovetskoe radio, 1968. 476 p. (Rus)
15. Singh S., Serdyuk Y.V., Gubanski S.M. Simulations of electrical discharges in air using stabilized drift-diffusion model. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2018. Vol. 46. Issue 8. Pp. 3031–3039. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2018.2850803>.

Надійшла 20.02.2023
Остаточний варіант 27.03.2023

ДО 60-РІЧЧЯ ЧЛЕНА-КОРЕСПОНДЕНТА НАН УКРАЇНИ Н.А. ШИДЛОВСЬКОЇ



Шидловська Наталія Анатоліївна народилася 21 липня 1963 року в м. Києві. Після закінчення середньої школи у 1980 році поступила до Київського політехнічного інституту (нині – НТУ України «КПІ ім. І. Сікорського»), який закінчила з відзнакою у 1986 році. Потім працювала на посаді інженера кафедри Інформаційно-вимірювальної техніки. У 1987 році вона вступила до аспірантури Інституту електродинаміки АН України. Відтоді і дотепер її життєвий та творчий шляхи нерозривно пов'язані з Інститутом електродинаміки.

У 1989 році Наталія Анатоліївна захистила кандидатську дисертацію за спеціальністю інформаційно-вимірювальні системи, а в 1997 р. – докторську дисертацію за спеціальністю теоретична електротехніка. У 2000 році обрана членом-кореспондентом НАН України за цією ж спеціальністю. У 2018 році отримала звання професора за спеціальністю електроенергетика, електротехніка та електромеханіка.

На теперішній час Н.А. Шидловська – головний науковий співробітник відділу теоретичної електротехніки та діагностики електротехнічного обладнання Інституту електродинаміки НАН України. Основними напрямками її

наукової діяльності є:

- розвиток теорії нелінійних, параметричних та нелінійно-параметричних електричних кіл у напрямку створення моделей їх елементів та електромагнітних процесів в них;
- розвиток теорії електромагнітних процесів у колах з нелійними елементами, параметри яких зазнають швидких стохастичних змін;
- дослідження електромагнітних процесів у колах, нелінійність характеристик елементів яких зумовлюється як електричними (струм, напруга), так і неелектричними (температура, освітленість, тощо) величинами;
- розроблення нових аналітичних методів, ефективних при дослідженні перехідних процесів у електричних колах, що містять елементи з нелійними та параметричними характеристиками;
- дослідження електромагнітних процесів у колах зі змінною структурою на основі сучасних математичних методів (у тому числі диференціальних рівнянь з імпульсною дією);
- адаптація новітніх математичних методів до задач аналізу електромагнітних процесів у нелінійних та параметричних колах, а також синтезу кіл із заданими властивостями.

Наукову діяльність Наталія Анатоліївна поєднує з педагогічною. Під її керівництвом захищено 3 дисертації. Вона є членом постійної спеціалізованої вченої ради з присудження наукового ступеня доктора наук, а також співавтором тритомного підручника для вищих учбових закладів «Теоретичні основи електротехніки».

Н.А.Шидловська – автор понад 130 наукових праць, з яких 5 монографій та 1 підручник у 3-х частинах.

Наукові досягнення Н.А.Шидловської отримали високу оцінку. Вона – лауреат премії НАН України для молодих учених (1994 р.) та лауреат премії НАН України ім. В.М. Хрушова (2005 р.).

Наукова спільнота, колеги, редакція журналу "Технічна електродинаміка", учні та друзі сердечно вітають Наталію Анатоліївну з ювілеєм і бажають їй міцного здоров'я, щастя, творчого завзяття та натхнення для нових звершень.