



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

№ 5
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.AS.Ukraine
Shydlovskiy A.K., Member of NAS Ukraine
Butkevych O.F., Deputy Editor-in-Chief, Professor
Volkov I.V., Corresponding Member of NAS Ukraine
Zharkin A.F. , Corresponding Member of NAS Ukraine
Kensitskyi O.H. Dr.Sc. (Eng.)
Kondratenko I.P., Corresponding Member of NAS Ukraine
Kuznetsov V.H., Corresponding Member of NAS Ukraine
Lypkivskiy K.O., Deputy Editor-in-Chief,
Professor
Mazurenko L.I., Professor
Myslovych M.V. Professor
Mykhaskyi V.M. Corresponding Member of NAS Ukraine
Stohnii B.S., Member of NAS Ukraine
Shapoval I.A. Dr.Sc. (Eng.)
Shydlovska N.A., Corresponding Member of NAS Ukraine
Shcherba A.A., Corresponding Member of NAS Ukraine
Yurchenko O.M., Dr.Sc. (Eng.)
Gorodzha L.V., Executive Managing Editor,
Ph.D.

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

INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

Kyrylenko O.V. Member of NAS Ukraine, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv
Shydlovskiy A.K. Member of NAS Ukraine, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv
Hubanski S. Professor, Chalmers University of Technology, Sweden
Zhuikov V.Ya. Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv
Zagirnyak M.V. Professor, The Kremenchuk M.Ostrogradskiy National University, Ukraine
Clare Jon C. Professor, The University of Nottingham, Great Britain
Kulyk M.M. Member of NAS Ukraine, Institute of General Energy of NAS Ukraine, Kyiv
Oleshchuk V. Professor, Institute of Power Engineering of AS Moldova, Kishinev
Pavlik M. Member of NAS Ukraine, Technical University of Lodz, Poland
Peresada S.M. Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv
Pivniak H.H. Member of NAS Ukraine, National Mining University, Dnipropetrovsk, Ukraine
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

ЖАРКІН А.Ф., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., ПАВЛОВ В.Б. Визначення параметрів основних елементів бездротового зарядного пристрою для зарядки акумуляторної батареї електромобіля	3
ВДОВИЧЕНКО А.В. Резонансна система бездротової передачі енергії з використанням електричного поля.....	8

Перетворення параметрів електричної енергії

OLESCHUK V.I. Evolution and dissemination of specialized strategies, methods, and techniques of synchronous pulsewidth modulation for control of voltage source inverters and inverter-based systems	14
--	----

Електро механічне перетворення енергії

МАЗУРЕНКО Л.І., ВАСИЛІВ К.М., ДЖУРА О.В. Вдосконалена математична модель триобмоткової асинхронної машини	28
ПЕТУХОВ І.С., КІРЕЄВ В.Г., АКІНІН К.П., ЛАВРИНЕНКО В.А. Триступенева електрична машина з внутрішнім та зовнішнім ротором: порівняльний аналіз показників керованості.....	38

Електроенергетичні системи та устаткування

САУХ С.Є. Концепція побудови структурно мінливої електроенергетичної системи України	48
ЯГУП В.Г., ЯГУП К.В. Пошукова оптимізація режиму повної компенсації реактивної потужності в електричній мережі	55
ГЛЕБОВ О.Ю., КОЛУШКО Д.Г., ПЛІЧКО А.В., РУДЕНКО С.С. Визначення опору заземлювальних пристроїв підстанцій 330(220) кВ	64

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

БРАГИНЕЦЬ І.О., МАСЮРЕНКО Ю.О. Ефективність оптичної калібровки у високоточних лазерних далекомірах.....	74
--	----

Сторінки історії

ДУНАЄВСЬКА Н.І., СВТУХОВ В.Я. Історія енергетики м.Києва: 125 років Центральної електричної станції	82
---	----

Персоналії

До 90-річчя академіка НАН України А.К. ШИДЛОВСЬКОГО	91
---	----

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

ZHARKIN A.F., PODOLTSEV O.D., PAVLOV V.B. The determination of the parameters of the main elements of the wireless charger for charging an electric car battery3
VDOVYCHENKO A.V. Resonance system of wireless energy transmission with using of the electric field.....8

Conversion of electric energy parameters

OLESCHUK V.I. Evolution and dissemination of specialized strategies, methods, and techniques of synchronous pulsewidth modulation for control of voltage source inverters and inverter-based systems14

Electromechanical energy conversion

MAZURENKO L.I., VASYLIV K.M., DZHURA O.V. Improved mathematical model of three-winding asynchronous machine28
PETUKHOV I.S., KIREYEV V.G., AKININ K.P., LAVRYNENKO V.A. Three-degree-of-freedom electric machine with internal and external rotor: comparative analysis of control performance.....38

Electric power systems and installations

SAUKH S.Ye. Concept of building a structurally variable power system of Ukraine48
YAGUP V.G., YAGUP K.V. Research optimization of the mode of full reactive power compensation in the electrical network55
GLEBOV O.Yu., KOLIUSHKO D.G., PLICHKO A.V., RUDENKO S.S. Determination of the resistance of grounding devices of substations 330(220) kV64

Information-measuring systems in power engineering

BRAHYNETS I.O., MASJURENKO Yu.O. Efficiency of optical calibration in high precision laser rangefinders74

Pages of history

DUNAYEVSKA N.I., YEVTUKHOV V.Ya. History of energy industry in Kyiv: 125 years of Central electric station82

Personalities

To the 90th anniversary of Academician of the National Academy of Sciences of Ukraine A.K. SHYDLOVSKY91

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

ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ОСНОВНИХ ЕЛЕМЕНТІВ БЕЗДРОТОВОГО ЗАРЯДНОГО ПРИБОРУ ДЛЯ ЗАРЯДКИ АКУМУЛЯТОРНОЇ БАТАРЕЇ ЕЛЕКТРОМОБІЛЯ

А.Ф. Жаркін^{*}, академік НАН України, **О.Д. Подольцев**^{**}, докт. техн. наук,
В.Б. Павлов^{***}, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: zhark@ied.org.ua; mobil99@ukr.net.

В роботі розроблено методика розрахунку значень напруг на основних L, C елементах системи бездротової зарядки акумуляторної батареї, яка дає змогу на етапі проектування таких систем обирати необхідні параметри котушок та додаткового високочастотного трансформатора, узгоджуючи при цьому значення напруги на акумуляторній батареї із напругою на виході високочастотного інвертора. Порівняння результатів розрахунку за розробленою методикою із відповідними результатами, отриманими за допомогою розробленої Simulink-моделі системи, показав, що максимальна їх розбіжність не перевищує 15%. Зазначається, що на практиці під час розробки таких систем для узгодження по напрузі акумуляторної батареї, що заряджається, із високочастотним інвертором можливо або використовувати додатковий високочастотний трансформатор, або обирати необхідне співвідношення витків передавальної та приймальної котушок. В останньому випадку слід враховувати можливість виникнення внаслідок резонансу високої напруги на котушках та ємнісних елементах, що потребує використання посиленої ізоляції та виконання усіх вимог щодо експлуатації пристроїв за відповідній високій напрузі. Бібл. 6, рис. 3, табл. 1.

Ключові слова: бездротова передача енергії, бездротова зарядка акумуляторної батареї, послідовний резонанс, резонансні напруги.

На сьогодні рівень розвитку технологій електромобілебудування дає можливість електромобілям конкурувати з традиційними автомобілями за всіма ключовими характеристиками, включаючи потужність та безпеку. Тому більшість провідних автомобільних корпорацій зробили ставку на електрифікацію автомобіля та приступили до масового виробництва електромобілів.

У той же час, незважаючи на велику кількість електромобілів, що експлуатуються, у світі й до сьогодні існує проблема забезпечення оперативного та ефективного поповнення енергії тягової акумуляторної батареї. Тому питання створення та розвитку зарядної інфраструктури і пошуку альтернативних способів заряджання акумуляторних батарей електромобілів, як і раніше, знаходяться в центрі уваги розробників і виробників такого обладнання [1–3]. При цьому велику надію пов'язують із використанням безконтактної зарядки, розробка різних варіантів якої проводиться в останні 10 років. Зокрема, вже робляться спроби запроваджувати динамічну зарядку, тобто безконтактну зарядку під час руху електромобіля [4–6].

Нині найчастіше застосовуються системи індуктивної зарядки паралельного або послідовного резонансу, структурна схема яких найчастіше містить такі компоненти: вхідне джерело живлення, що регулюється, конденсаторний фільтр, трифазний інвертор високої частоти, високочастотний роздільний трансформатор, резонансний повітряний трансформатор, що складається з двох котушок (передавальної та приймальної) з послідовно включеними конденсаторами. Приймальна котушка з випрямлячем та фільтром знаходиться на транспортному засобі. Навантаженням випрямляча є акумуляторна тягова батарея.

Пропонується під час розробці пристроїв для бездротової зарядки акумуляторної батареї, а значить визначенні параметрів їх основних елементів, на етапі проектування оцінювати значення напруг на зазначених елементах – котушках для передачі електричної енергії та ємнісних елементах з урахуванням заданої величини напруги на акумуляторній батареї, що заряджається. Крім того, слід

© Жаркін А.Ф., Подольцев 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>

враховувати, що наявність резонансу у високодобротних контурах цих котушок може призводити до значного збільшення напруги на їх L та C елементах відносно напруги на виході високочастотного інвертора, який є найважливішим елементом таких систем. Таким чином, на етапі проектування зазначених пристроїв формулюється та потребує свого вирішення завдання оцінки рівня напруги на основних її елементах.

Метою роботи є розробка методики розрахунку значень напруг на основних елементах бездротового зарядного пристрою (БЗП), яка б дала можливість обирати на етапі проектування таких систем необхідні параметри або котушок (приймальної та передавальної), або ж додаткового високочастотного трансформатора, запобігаючи при цьому виникненню високих напруг на L та C елементах системи внаслідок наявності резонансу у її високодобротних контурах.

Методика розрахунку напруг на основних елементах системи. Базову структуру БЗП індуктивного типу з послідовним резонансом показано на рис. 1, де крім всіх стандартних елементів [2] наведено також додатковий високочастотний трансформатор Tr , призначений для забезпечення необхідного значення напруги на передавальній котушці L_1 . Знаючи число витків первинної та вторинної обмотки цього трансформатора – відповідно N_1 та N_2 – можна визначити напругу на його виході, що приблизно буде дорівнювати $U = U_{inv} N_2 / N_1$.

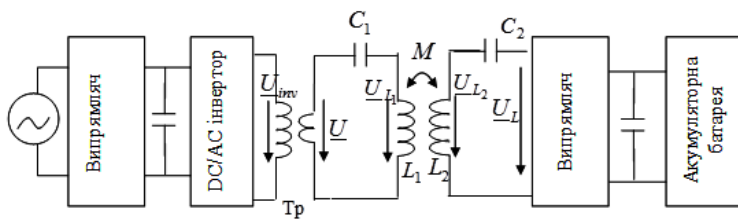


Рис. 1

та C_2 в схемі заміщення враховано також величинами R_1 та R_2 відповідно. Між котушками існує магнітний зв'язок, що характеризується коефіцієнтом взаєміндукції M або коефіцієнтом магнітного зв'язку $k_{12} = M / \sqrt{L_1 L_2}$. Активний опір навантаження R_L для конкретного режиму роботи може бути розрахований як $R_L = U_2^2 / P_2$, де U_2 та P_2 – відповідно напруга та активна потужність на виході випрямляча.

Баланс напруг у колах обох котушок, записаний у частотній області, має наступний вигляд:

$$\begin{aligned} \underline{U} &= (R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1) \underline{I}_1 + j\omega M \underline{I}_2 \\ 0 &= (R_2 + R_L + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2) \underline{I}_2 + j\omega M \underline{I}_1 \end{aligned} \quad (1)$$

Після підстановки значення струму \underline{I}_2 із другого рівняння системи (1) в перше значення еквівалентного імпедансу кола резонансного трансформатора розраховується як

$$\underline{Z} = \underline{U} / \underline{I}_1 = R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}) + \frac{(\omega M)^2}{R_2 + R_L + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})} \quad (2)$$

З цього виразу видно, що загальний резонанс у зазначеному колі, який виникає за умови $\text{Im}(\underline{Z}) = 0$, буде мати місце, якщо

$$\omega_0 L_1 = 1/(\omega_0 C_1) \quad \text{та} \quad \omega_0 L_2 = 1/(\omega_0 C_2), \quad (3)$$

де ω_0 – резонансна кутова частота. Аналізуючи (3) можна зробити висновок, що умови резонансу не залежать від взаємного розташування котушок, яке визначається величиною M , а значення ємностей за заданої частоти ω визначаються тільки значенням відповідних індуктивностей. Така властивість БЗП із послідовним резонансом є їхньою важливою перевагою у порівнянні з іншими можливими структурами аналогічних зарядних пристроїв.

Продовжуючи аналіз, запишемо баланс напруг для контуру 1 (рис. 2) із системи (1), підставивши значення \underline{I}_2 із другого рівняння в перше і використовуючи умови резонансу (3). При цьому отримаємо

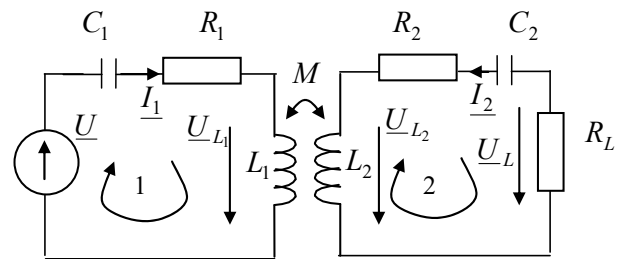


Рис. 2

$$\underline{U} = (R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_L})I_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1})I_1. \quad (4)$$

Із цього виразу видно, що в контурі існує еквівалентний активний опір

$$R_e = R_1 + \omega^2 M^2 / (R_2 + R_L),$$

а добротність такого контуру на резонансній частоті ω_0 буде

$$Q_e = \omega_0 L_1 / R_e. \quad (5)$$

За умови резонансу в контурі напруга на котушці L_1 буде

$$U_{L_1} = U \cdot Q_e. \quad (6)$$

Напруга на ємнісному елементі C_1 буде $U_{C_1} = U_{L_1}$.

Для розрахунку напруги на приймальній котушці розглянемо контур 2 в схемі на рис. 2. Із другого рівняння системи (1), підставивши значення I_1 із рівняння (4) та враховуючи умови резонансу (3), будемо мати

$$(R_2 + R_L)I_2 + jQ_e k_{12} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} U = 0.$$

З цього виразу, за умови $R_L \gg R_2$, діюче значення напруги на навантаженні буде

$$U_L = Q_e k_{12} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} U = k_{12} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} U_{L_1},$$

де було враховано вираз (6). В разі, якщо обидві котушки мають однакову геометрію і відрізняються тільки числом витків, $L_2 / L_1 = W_2^2 / W_1^2$. Тоді

$$U_{L_1} = \frac{W_1}{k_{12} W_2} U_L. \quad (7)$$

Напругу на котушці L_2 , знаючи напругу на навантаженні U_L та напругу на ємності C_2 , яка дорівнює $U_{C_2} = U_L \cdot Q_2$, де $Q_2 = \omega L_2 / R_L$, можна буде розрахувати як

$$U_{L_2} = \sqrt{U_L^2 + U_{C_2}^2} = U_L \sqrt{1 + Q_2^2}.$$

Очевидно, що під час зарядки електромобіля в першу чергу необхідно забезпечити задану напругу на навантаженні U_L . У процесі проведення розрахунків необхідно знати значення наступних параметрів системи N_1 / N_2 , W_1 / W_2 , k_{12} , Q_e , Q_2 .

Тоді значення невідомих напруг можуть бути розраховані за наступним алгоритмом

$$\text{Задано } U_L \Rightarrow U_{L_2} = U_L \sqrt{1 + Q_2^2} \Rightarrow U_{L_1} = \frac{W_1}{k_{12} W_2} U_L \Rightarrow U = U_{L_1} / Q_e \Rightarrow U_{inv} = U \cdot N_1 / N_2. \quad (8)$$

Зазначимо, що справедливість цих виразів досягається, коли виконуються умови резонансу (3) та $R_L \gg R_2$.

В роботі було проведено розрахунки. При цьому параметри основних елементів БЗП використовувалися наступні: $L_1 = L_2 = 11,5$ мкГн, $R_1 = R_2 = 0,03$ Ом, $W_1 = W_2$, $k_{12} = 0,28$, $R_L = 7,3$ Ом. Розраховано значення добротності: $Q_e = 14,4$, $Q_2 = 0,98$. Результати розрахунку напруг за розробленою мето-

	U_L , В	U_{L_2} , В	U_{L_1} , В	U , В
Розрахунок за виразами (8)	78,9	111,5	281,7	19,6
Розрахунок на Simulink-моделі	78,9	110,9	284,1	23

дикою (вирази 8) наведено у таблиці. Задля оцінки достовірності результатів розрахунку напруг за вищевказаною методикою було розроблено уточнену Simulink-модель БЗП та проведено порівняння результатів розрахунків за допомогою цієї моделі із результатами

за виразами (8).

Порівняння результатів розрахунку. Розроблено високочастотну Simulink-модель БЗП (рис. 3), в який високочастотний інвертор як джерело живлення моделюється джерелом напруги 23 В, 100 кГц, а випрямляч із акумуляторною батареєю – еквівалентним резистором 7,3 Ом. Результати розрахунку діючих значень напруг на основних елементах системи для усталеного режиму наведено на рис. 3 на від-

повідних екранах цифрових дисплеїв та у таблиці, звідки видно, що результати розрахунків за допомогою розробленої методики мають задовільне співпадіння із результатами, що отримані за допомогою Simulink-моделі. Найбільша розбіжність має місце для величини напруги на приймальній котушці U і досягає 15%.

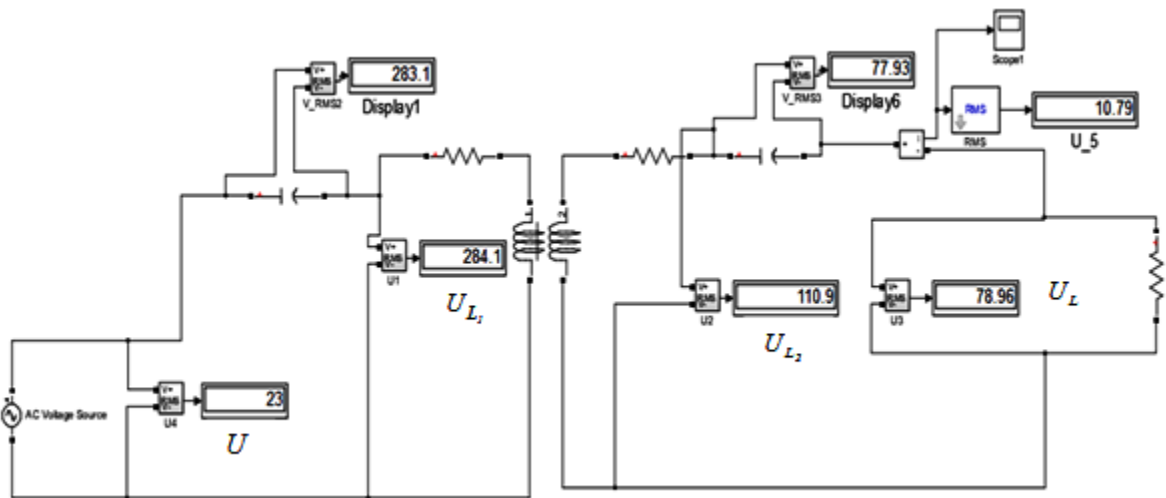


Рис. 3

Підсумовуючи основні результати роботи зазначимо наступне. На практиці у процесі розробки БЗП задля узгодження по напрузі акумуляторної батареї та високочастотного інвертора можна застосовувати додатковий високочастотний трансформатор, обираючи при цьому відповідне значення його коефіцієнту трансформації – N_1 / N_2 і використовуючи наведений алгоритм розрахунку (8). Можливий інший підхід, коли замість такого трансформатора, який зменшує напругу на виході інвертора, зазначене узгодження здійснюється шляхом вибору необхідного співвідношення витків передавальної та приймальної котушки – W_1 / W_2 , використовуючи вирази (8). В такому випадку доведеться враховувати те, що напруга на передавальній котушці в Q_e раз буде перевищувати напругу на виході інвертора (див. вираз (6)) і може значно перевищувати напругу в 1 кВ. Це потребує використання додаткової ізоляції котушок і виконання усіх вимог щодо безпеки експлуатації пристроїв за відповідній високій напрузі.

Висновки. В роботі розроблено методику розрахунку напруг на основних L, C елементах бездротового зарядного пристрою для акумуляторної батареї електромобіля, що дає змогу вибирати на етапі проектування цього пристрою необхідні параметри котушок – передавальної та приймальної, або в разі необхідності додаткового високочастотного трансформатора, узгоджуючи при цьому значення напруги на акумуляторній батареї із напругою на виході високочастотного інвертора.

Задля оцінки достовірності результатів розрахунку за розробленою методикою запропоновано імітаційну Simulink-модель цього пристрою та проведено порівняння отриманих на її основі діючих значень напруг на основних елементах із відповідними значеннями, розрахованими за цією методикою. Показано, що максимальна розбіжність не перевищує 15%.

В роботі зазначено, що на практиці під час розробки системи із БЗП задля узгодження по напрузі акумуляторної батареї, що заряджається, та високочастотного інвертора можливо або використовувати додатковий високочастотний трансформатор, або обирати необхідне співвідношення витків передавальної та приймальної котушок W_1 / W_2 . В останньому випадку слід враховувати можливість виникнення високої напруги на L, C елементах системи внаслідок резонансу у високочастотних контурах. Це потребує використання посиленої ізоляції приймальної котушки та виконання усіх вимог щодо безпечної експлуатації пристроїв за високої напрузі – більше 1 кВ.

Роботу виконано за держбюджетною темою "Розвиток теорії електротехнологічних процесів та розроблення ефективних електроплавильних і електрозарядних систем з керованим електромагнітним впливом" (шифр "Елтех"), 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. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 3. С. 74–82. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.03.074>.
2. Подольцев О.Д., Павлов В.Б., Западнчук О.П. Аналіз ефективності передачі електричної енергії в системі бездротової зарядки акумуляторної батареї електромобіля. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 4. С. 63-69. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.063>.
3. Беспроводная зарядка автомобилей (блог от 28.08.2015). URL: <https://ecocars.wixsite.com/sale/single-post/2015/08/28/беспроводная-зарядка-автомобилей> (дата доступу 15.03.2023).
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). DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4981396>.
6. Xi Zhang, Choug Zhu, Haitao Song. *Wireless Power Transfer Technologies for Electrica Vehicles*. Springer, 2022. 268 p.

THE DETERMINATION OF THE PARAMETERS OF THE MAIN ELEMENTS OF THE WIRELESS CHARGER FOR CHARGING AN ELECTRIC CAR BATTERY

A.F. Zharkin, O.D. Podoltsev, V.B. Pavlov
Institute of electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.
E-mail: zhark@ied.org.ua; mobil99@ukr.net.

The work has developed a methodology for calculating voltage values on the main elements of the wireless battery charging system, which allows at the design stage of such systems to choose the necessary parameters of coils and an additional high-frequency transformer, while harmonizing the voltage value on the battery with the voltage at the output of the high-frequency inverter. A comparison of the calculation results using the developed methodology with the corresponding results obtained using the developed Simulink-model of the system showed that their maximum discrepancy does not exceed 15%. It is noted that in practice, when developing such systems to match the voltage of the rechargeable battery with the high-frequency inverter, it is possible to either use an additional high-frequency transformer, or choose the necessary ratio of turns of the transmitting and receiving coils. In the latter case, the possibility of high voltage resonance voltage on the coils and capacitive elements should be taken into account, which requires the use of reinforced insulation and the fulfillment of all requirements for the operation of devices at the corresponding high voltage. References 6, figures 3, table 1.

Key words: wireless power transmission, wireless battery charging, series resonance, resonant voltages.

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. 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 elektrodynamika*. 2021. No 4. Pp. 63-69. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.063>
3. Wireless charging-cars (blog from 28.08.2015). URL: <https://ecocars.wixsite.com/sale/single-post/2015/08/28/беспроводная-зарядка-автомобилей> (accessed at 15.03.2023).
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). DOI <https://doi.org/10.1063/1.4981396>
6. Xi Zhang, Choug Zhu, Haitao Song. *Wireless Power Transfer Technologies for Electrica Vehicles*. Springer, 2022. 268 p.

Надійшла 22.03.2023
Остаточний варіант 07.04.2022

РЕЗОНАНСНА СИСТЕМА БЕЗДРОТОВОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕНЕРГІЇ З ВИКОРИСТАННЯМ ЕЛЕКТРИЧНОГО ПОЛЯ

А.В. Вдовиченко*, канд.техн.наук

ТОВ «Росток Прилад ЛТД», НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,

пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна,

Е-mail: ltrostok@gmail.com.

Проведено огляд існуючих типів бездротових технологій передачі електроенергії за допомогою електромагнітної взаємодії. За типом взаємодії виділено системи, що використовують магнітну, електричну та електромагнітну складову. За дальністю виокремлено системи ближньої, середньої та дальньої дії. Як перспективну для впровадження в майбутніх безпілотних системах, в роботі розглядається модифікована система бездротової передачі електричної енергії з використанням електричного поля. Наведено схему та розглянуто принцип роботи такої системи. Досліджено характеристики резонансних контурів, що використовуються як випромінювачі та приймачі в такій системі. Наведено результати вимірювання параметрів просторового розповсюдження електричного поля резонаторів. Досліджено взаємодію спектральних складових вхідного сигналу та резонансних характеристик випромінюючих контурів. Представлено метод визначення ефективності передачі електричної енергії на високих частотах та наведено результати вимірювання ККД передачі для досліджуваного типу систем. Зроблено висновок про наявність діючого фактору у вигляді змінного електричного поля, особливість розповсюдження якого дає змогу створити пристрій, придатний для живлення безпілотних мобільних систем малої та середньої потужності. Бібл. 11, рис. 4, табл. 2.

Ключові слова: змінне електричне поле, резонанс, бездротова передача енергії.

Вступ. В крайньому десятилітті розвиток бездротових технологій передачі електричної енергії прискорюється. Цьому процесу сприяє зростання продажів електромобілів, постійний розвиток ринку портативної електроніки та потреба у збиранні (harvesting) електромагнітної енергії. Очікується, що загальний ринок бездротових зарядних пристроїв досягне 13,4 млрд.\$ до 2026 року з показником середнього зростання в 24,6% між 2021 і 2026 роками [1]. Вартість технології, певні конструктивні обмеження та повільніша, порівняно з провідною, зарядка є обмежуючими факторами. Нові дослідження по збільшенню дальності та ефективності передачі мають створити додаткові можливості для подальшого розвитку. Дана **робота має на меті** розглянути існуючі типи бездротових технологій передачі електроенергії та провести їх систематизацію, оцінити характеристики і можливості використання резонансної системи бездротової передачі електричної енергії з використанням електричного поля.

1. Опис систем бездротової передачі електричної енергії. Технологічні рішення реалізації безпроводної передачі електричної енергії за допомогою електромагнітної взаємодії представлені у табл. 1. Найбільшого розповсюдження здобули рішення, що використовують магнітне поле простого або резонансного типу [2], які розробляють такі фірми, як WiTricity, Sony, Fulton Innovation та інші. Дальність роботи резонансних систем D_{range} не перевищує десяти лінійних розмірів випромінюючого контуру D_{ant} . В цих системах наявний вплив на біологічні об'єкти досліджується в межах європейської метрологічної програми для інновацій та досліджень EMPIR та ін. [3]. Головний недолік таких систем – це вимога до центрально-осьового орієнтування, що робить деякі застосування, наприклад, підзарядку в русі – нераціональними.

Таблиця 1

	Поле ближньої дії <i>Near – field</i>	Поле середньої дії <i>Mid- Field</i>	Поле дальньої дії <i>Far-field</i>
Діюча складова	Магнітне поле (<i>Inductive</i>)	Резонанс магн. поля (<i>Resonant inductive</i>)	Електромагнітне випромінювання (радіохвилі, ФАР, ректени, лазери)
	Електричне поле (<i>Capacitive</i>)	Резонанс електр. поля (<i>Resonant capacitive</i>)	
Відстань	$D_{range} \leq D_{ant}$	$D_{range} \leq 10 \cdot D_{ant}$	$D_{range} \geq \lambda$
Вплив	Низький	Середній	Високий

Рішення, що використовують електромагнітне випромінювання, реалізують фокусування вузького променя електромагнітної енергії з довжиною хвилі λ на приймачі за допомогою ФАР, ректен, лазерів та ін. [4] Можлива дальність таких систем є найбільшою, проте біологічний та матеріальний вплив у випадку неточного позиціонування – надзвичайно високий. Наразі для практичного використання придатні системи лише малої потужності.

Системи, що використовують електричне поле, розробляють фірми Murata, Solace Power та ін. [5]. Дальність передачі близька до безрезонансних систем з використанням магнітного поля. В зв'язку з особливостями розповсюдження електричного поля всередині біологічних об'єктів найперспективнішою областю використання є медицина.

Потенційно для майбутніх впроваджень можна виділити резонансні системи з використанням електричного поля. Ці системи широко не представлені, проте вони можуть знайти застосування для зарядки мобільних пристроїв або засобів транспортування. Особливо перспективними вони виглядають для використання в безпілотних космічних місіях. Одним з перших прикладів таких систем є розробки Ніколи Тесли, що існували у вигляді експериментальних пристроїв [6]. В дослідженні [7] було виявлено, що випромінювання в таких пристроях може містити складову змінного магнітного поля та електромагнітну складову без суттєвого їхнього внеску в передачу електричної енергії на відстані, а основним діючим фактором є електричне поле. Недоліком таких пристроїв є те, що передавач та приймач послідовно під'єднанні до землі, що формує однопровідну систему передачі електричної енергії, в якій земля виконує роль провідника.

2. Модифікована система передачі енергії з використанням електричного поля. Як було вказано у [8] та [9], можливо перейти від однопровідної системи передачі електричної енергії до повністю безпровідної. Характеристики такої модифікованої системи потребують дослідження, розглянемо принцип її побудови. На рис. 1 зображено схему модифікованої бездротової резонансної системи з використанням електричного поля, де передавач 1 та приймач 4 виконані у вигляді котушок-резонаторів високої добротності, що мають гвинтову одношарову намотку, один полюс яких залишається непідключеним. До 1 послідовно підключено генератор 2 високої частоти, який підключений до заземлення 3, а приймач 4 складається з приймаючої котушки, до якої послідовно підключено котушку, яка виступає в якості заземлення.

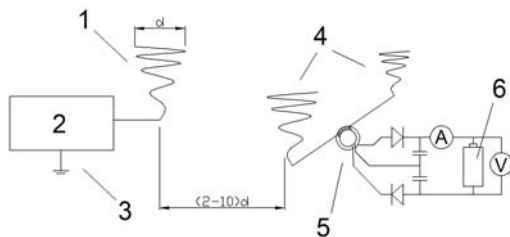


Рис. 1

Передача енергії досягається тим, що просторове розповсюдження змінного поля 1 наводить різні змінні заряди в резонаторах 4. Різниця миттєвих зарядів досягається або завдяки різній відстані від 1, або зменшенням ефективною площі в одній з половин 4, що реалізується конструктивною різницею будови, тобто їхніми лінійними розмірами або формами поверхонь. Отримана різниця миттєвих зарядів в 4 створює різницю напруг, що під час підключенні до полюсів навантаження 6 призводить до появи електричного струму в останньому. Для практичного використання та отримання рівнів напруг, які є прийнятними для перетворення в постійний струм (що необхідно для більшості мобільних пристроїв, які використовують проміжне зберігання енергії в конденсаторах, суперконденсаторах або акумуляторах), необхідно проводити підключення резонаторів через струмовий трансформатор у зворотному включенні 5, вихід якого подається на полюси навантаження. Оптимальна відстань між 1 та 4 складає від 2 до 10 габаритних розмірів d передавача.

Котушки-резонатори повинні мати однакову частоту власного резонансу, при цьому їхня форма в залежності від використання системи може бути різною. Наприклад, вони можуть бути виконані у формі поверхні плоского диску, конуса, циліндра або експоненти обертання. Резонансна котушка, побудована в такий спосіб, є високовибірковою, має високий коефіцієнт Q , а потужність її передачі та прийому обмежується самонагріванням. На вільному кінці котушки виникають великі рівні напруги, викликані коливальними процесами. Це вимагає особливої уваги до ізоляції кінців, а також до загального рівня безпеки під час роботи. Проведемо дослідження характеристик таких резонаторів.

3. Дослідження характеристик резонансних контурів. Дослідження характеристик випромінювання здійснено за допомогою вимірювача рівня електромагнітного поля Aktakom АТТ-8509, що має діапазон вимірювання напруженості електричного поля від 0.01 до 200 В/м, та щільності потоку енергії від 0.001 до 99.999 Вт/м².

Для випромінюючого контуру з резонансною частотою 565,8 кГц, зовнішнім діаметром $d_{ant}=0,2$ м, прикладено середньоквадратичною напругою генератора 100 В та потужністю споживання 25 Вт за фонових показників напруженості електричного поля 4,5 В/м та щільності потоку енергії 0,06 Вт/м² проведено вимірювання напруженості електричного поля та щільності потоку енергії в двох протилежних напрямках від центру резонуючого контуру. Графіки апроксимацій зміни напруженості електричного поля E та щільності потоку енергії P в залежності від відстані L , що побудовані відносно усереднених значень E_{mean} та P_{mean} результатів серії вимірювань в точках на певних відстанях в різних напрямках від центру випромінювача, представлені на рис. 2.

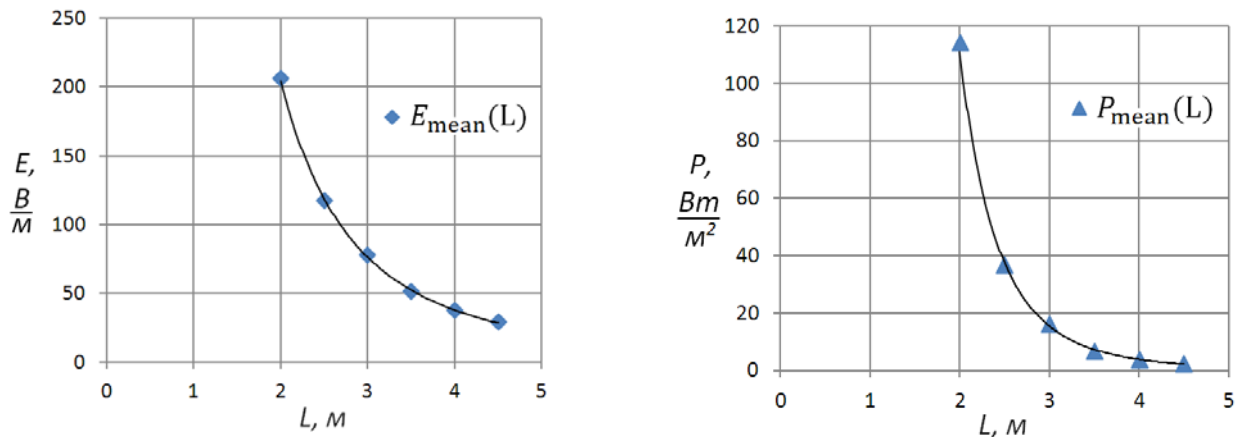


Рис. 2

Рівняння апроксимуючої кривої зміни усереднених значень напруженості електричного поля E_{mean} в залежності від відстані L , визначено з величиною достовірності апроксимації $R^2 = 0,9993$ за формулою

$$E_{mean}(L) = \frac{473,5}{(L - \Delta_L)^{2,014}}, \quad (1)$$

де $\Delta_L = 0,5$ м – корекція відстані від межі енергетичного центру, що визначена аналітично, задля забезпечення кратності степеневій апроксимації.

Рівняння апроксимуючої кривої зміни усереднених значень щільності потоку енергії P_{mean} в залежності від відстані L визначено з величиною достовірності апроксимації $R^2 = 0,999$ за формулою

$$P_{mean}(L) = \frac{591,94}{(L - \Delta_L)^{4,018}}. \quad (2)$$

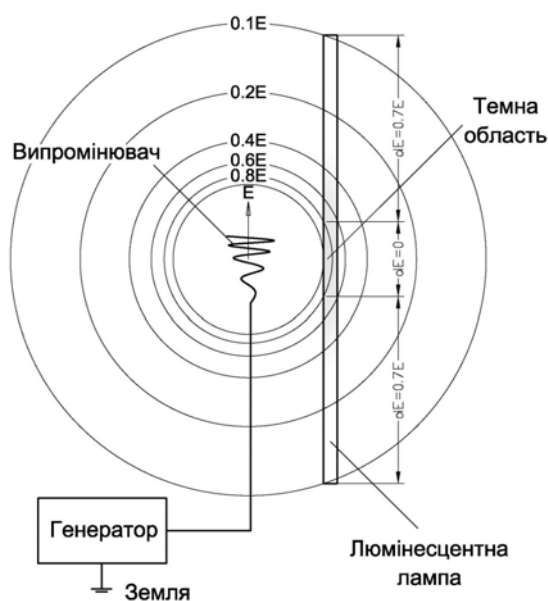


Рис. 3

Для додаткового візуального дослідження характеристик поля використано люмінесцентну газорозрядну лампу. Напруженості поля достатньо для її іонізації, а просторове розповсюдження поля відповідає руху струму i , отже, світінню в лампі. Інтенсивність випромінювання контролюється зсувом частоти від резонансу та зміною амплітуди напруги живлення.

Розглянемо модель люмінесцентної газорозрядної лампи в електричному полі випромінювача на рис. 3, де розповсюдження напруженості електричного поля представлено як послідовність кіл, пропорційних межам дії рівнів цього поля, що кратно спадають обернено пропорційно квадрату відстані. Як видно для лампи, що знаходиться перпендикулярно в площині резонатора, може існувати зона, де різниця потенціалів мінімальна. Це область, де на її межах змінні струми одночасно витікають або

втікають з двох протилежних сторін, не пересікаючи її, а різниця напруженості недостатня для іонізації газу лампи. Ця область має відповідати темній плямі у світінні люмінесцентної газорозрядної лампи, спричиненого дією електричного поля випромінювача, що підтверджується експериментальною перевіркою. У разі збільшення інтенсивності випромінювання темна пляма зникає.

Враховуючи результати вимірювання, діючим фактором є змінне електричне поле із сферичною діаграмою направленості. Напруженість електричного поля зменшується обернено пропорційно квадрату відстані, а щільність потоку енергії має обернену залежність четвертого ступеня від відстані.

Підсилюючий генератор формує меандр, що розкладається на безкінечний ряд затухаючих непарних гармонік. Дослідження спектральних та резонансних характеристик резонуючих контурів здійснено за допомогою спектрального аналізатора RIGOL DSA815 та цифрового осцилографа

n	f_z , кГц	$f_{рез}$, кГц	K_n
1	146,7	146,7	1
3	440,1	384,6	0,87
5	733,5	609,4	0,83

SIGLENT SDS1102CML. Результати дослідження резонансних частот антени з формою поверхні експоненти обертаня представлені у табл. 2. Як видно з даних таблиці, кожна наступна резонансна частота $f_{рез}$ відстає від частоти гармоніки f_z кратного непарного номера n на певний коефіцієнт уповільнення K_n , що змінюється, збільшуючи уповільнення з кожним наступним

номером гармоніки n . Співвідношення коефіцієнтів уповільнення змінюється в залежності від форми поверхні антени. Така зміна послідовності резонансних частот властива багатьом резонансним системам та процесам таким, як резонанс Шумана [10] або акустичний резонанс звукопідсилюючих рупорів [11]. Це пов'язано з наявністю частотної нелінійності і може бути використано для неруйнівного аналізу стану антени.

Випромінювання вищих гармонік, які присутні в напрузі підсилюючого генератора, буде послаблюватися все сильніше з кожною наступною гармонікою, а отже, їхній вплив буде мінімальним або відсутнім. Повністю виключити вплив вищих гармонік можна, використовуючи підсилюючий генератор, вихідний сигнал якого є чистою синусоїдою.

4. Дослідження коефіцієнта корисної дії передачі енергії. Робочі частоти для таких резонансних систем лежать в діапазоні 100кГц-2МГц. Вони обмежені знизу практичними габаритами випромінювачів, а зверху – межами працездатності силових напівпровідникових елементів. Точне вимірювання прохідної потужності на таких частотах є складним завданням. Наявність будь-яких паразитних ємностей значно збільшує невизначеність результату. Визначення коефіцієнта корисної дії потребує вимірювання активних потужностей, що споживає випромінювач та поглинає навантаження. Враховуючи, що в резонансному режимі фазовий зсув між струмом та напругою відсутній або несуттєво малий, коефіцієнт корисної дії передачі визначено шляхом вимірювання та збереження за допомогою цифрового осцилографа масиву миттєвих значень струму та напруги на випромінювачі та приймачі з подальшою математичною обробкою для визначення їхніх активних потужностей. Враховуючи потенційну наявність паразитних втрат, для контролю вимірювання активної потужності приймача пропонується безконтактний метод вимірювання, який полягає в тому, що використовуються покази люксметра, освітленого лампою розжарювання, яка виконує роль навантаження. Лампа розжарювання та люксметр попередньо відкалібровані на змінному струмі промислової та високої частоти. Покази люксметра в залежності від активної потужності лампи розжарювання та частоти струму представлено на рис. 4. Встановлено, що відносна похибка визначення активної потужності на високих частотах таким методом не перевищує 10%.

При формі випромінювача та приймача у вигляді експоненти обертаня з резонансною частотою 136 кГц та діаметром 0,5 м, ККД передачі на відстані 1,5 м склав 69,5 %, а на відстані 2м – 50,5% незалежно від напрямку взаємного розташування та за оптимального

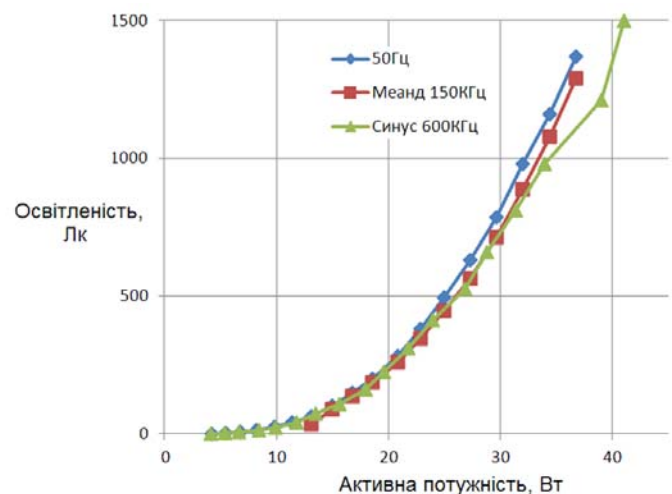


Рис. 4

навантаження. При контурах аналогічної форми з резонансною частотою 1,3 МГц та діаметром 0,14м, ККД передачі енергії на відстані 0,8м склав 35%, а на відстані 1м – 25,75%. Така ефективність є прийнятною для підзарядки безпілотних систем малої та середньої потужності у випадку складності або неможливості використання класичних методів.

Залежність ККД передачі від рівня активної потужності, що передається, не виявлена. Існує пряма залежність між ККД передачі та площею поверхні резонуючого контуру певної форми. Таким чином, збільшення площі випромінювання шляхом намотки резонатора дротом більшого діаметру, що збільшувало розміри та площу випромінювача, або підключення додаткового резонуючого контуру до генератора пропорційно збільшувало ККД передачі на аналогічній відстані, що може додатково свідчити про смісний характер передачі електричної енергії.

Висновки.

1. Проведено короткий огляд та систематизацію сучасних бездротових технологій, де висвітлено позицію резонансних систем з використанням електричного поля. Наведено приклад модифікованої резонансної системи для передачі енергії з використанням електричного поля.

2. Досліджено характеристики резонансних контурів модифікованої системи. Визначені особливості випромінювання резонаторів та їхні спектральні складові. Зроблено висновок про наявність діючого фактору у вигляді змінного електричного поля та можливі шляхи зменшення випромінювання вищих гармонік.

3. Досліджено ефективність передачі резонансної системи з використанням електричного поля. Наведено метод визначення ККД передачі в різних режимах та для різних типів включень.

4. Враховуючи особливості конструкції, дальність та ефективність передачі модифікованої системи, можна зробити висновок щодо її придатності до використання, а саме: можливість переходу від однопровідної схеми передачі електричної енергії до повністю бездротової дає змогу створити пристрій, придатний для живлення безпілотних мобільних систем малої та середньої потужності; використання струмового трансформатора на вході ланцюга навантаження дає можливість організувати просте перетворення змінного струму в постійний, що особливо важливо в мобільних системах; випромінювання передавача не залежить від відносної просторової орієнтації випромінювальних та приймальних ланцюгів, що відкриває можливість для створення безконтактних датчиків та пристроїв, які можуть розміщуватися на рухомих деталях механізмів, де неможливе підведення постійного живлення, що є перспективним для використання в безпілотних космічних місіях.

1. Wireless charging market research. *Markets and markets*. 2021. SE 2963. URL: <https://www.marketsandmarkets.com/Market-Reports/wireless-charging-market-640.html> (дата звернення 5.03.2023).
2. Joannopoulos J.D., Karalis A., Soljacic M.. Wireless non-radiative energy transfer. Патент США № 10666091, 2020.
3. Zucca M., Loader B., Schmidt M., Welinder J., Tammi K., Bruna Romero J., Pichon L., Freschi F., Bauer P., Blandow V., Maffucci A., Femia N., Kuster N. The project Metrology for Inductive Charging of Electric Vehicles. Conference on *Precision Electromagnetic Measurements* (CPEM-2018). Paris, France, 08-13 July 2018. Pp. 770–771. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEM.2018.8501202>
4. Shyma S., Sindhuja E., Wireless Power Transmission from Solar Power Satellite. *International Journal of Scientific & Engineering Research*. 2014. Vol. 5. Issue 2. Pp. 20–25.
5. Nagesh Polu, Mohammed Jahangir Alam, Sheikh Mominul Islam, Nima Soltani. Wireless electric field power transfer system, method, transmitter and receiver therefor. Патент США № 0165612, 2019.
6. Tesla N. Apparatus for transmission of electrical energy. Патент США № 649621, 1900.
7. Leyh G.E., Kennan M.D. Efficient Wireless Transmission of Power Using Resonators with Coupled Electric Fields. 40th *North American Power Symposium*. Calgary, AB, Canada, 28-30 September 2008. DOI: <https://doi.org/10.1109/NAPS.2008.5307364>
8. Vdovychenko A.V., Tuz Y.M. Power Measurement at Wireless Transmission of Electricity in the Frequency Range from 0.01 to 10 MHz. Conference on *Precision Electromagnetic Measurements* (CPEM-2018). Paris, France, 08-13 July 2018. Pp. 75–76. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEM.2018.8500807>
9. Вдовиченко А.В. Пристрій бездротової передачі електричної енергії резонансного типу. Патент України на корисну модель № 147692, 2021.
10. Schumann W.O. Über die strahlungslosen Eigenschwingungen einer leitenden Kugel, die von einer Luftschicht und einer Ionosphärenhülle umgeben ist. *Zeitschrift für Naturforschung* 7A. 1952. Pp. 149–154. DOI: <https://doi.org/10.1515/zna-1952-0202>

11. Harry F. Olson. Elements of Acoustical Engineering. *Nature* 147, 311. 1941. DOI: <https://doi.org/10.1038/147311a0>.

RESONANCE SYSTEM OF WIRELESS ENERGY TRANSMISSION WITH USING OF THE ELECTRIC FIELD

A.V. Vdovychenko

LLC «Rostok Prulad LTD», NTU of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,
Beresteiskyi Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

E-mail: itdrostok@gmail.com.

The paper reviews the existing types of wireless technologies for power transmission using electromagnetic interaction. According to the type of interaction, systems using magnetic, electric and electromagnetic components are distinguished. Short-range, medium-range and long-range systems are distinguished by range. As promising for implementation in future unmanned systems, the work considers a modified system of wireless transmission of electrical energy using an electric field. The scheme is presented and the principle of operation of such a system is considered. The characteristics of resonant circuits used as emitters and receivers in such a system were studied. The results of measuring the parameters of the spatial distribution of the electric field of the resonators are presented. The interaction of the spectral components of the input signal and the resonant characteristics of the radiating circuits was investigated. The paper presents the method of determining the efficiency of electric energy transmission at high frequencies and the results of measurement of transmission efficiency for the studied type of systems. It was concluded that there is an active factor in the form of an alternating electric field, the feature of which propagation allows creating a device suitable for powering unmanned mobile systems of low and medium power. References 11, figures 4, tables 2.

Keywords: alternating electric field, resonance, wireless power transmission.

1. Wireless charging market research. *Markets and markets*. 2021. SE 2963. URL: <https://www.marketsandmarkets.com/Market-Reports/wireless-charging-market-640.html> (accessed 5.03.2023).
2. Joannopoulos J.D., Karalis A., Soljacic M. Wireless non-radiative energy transfer. Patent US No 10666091, 2020.
3. Zucca M., Loader B., Schmidt M., Welinder J., Tammi K., Bruna Romero J., Pichon L., Freschi F., Bauer P., Blandow V., Maffucci A., Femia N., Kuster N. The project Metrology for Inductive Charging of Electric Vehicles. Conference on *Precision Electromagnetic Measurements* (CPEM-2018). Paris, France, 08-13 July 2018. Pp. 770–771. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEM.2018.8501202>.
4. Shyma S., Sindhuja E., Wireless Power Transmission from Solar Power Satellite. *International Journal of Scientific & Engineering Research*. 2014. Vol. 5. Issue 2. Pp. 20–25
5. Nagesh Polu, Mohammed Jahangir Alam, Sheikh Mominul Islam, Nima Soltani. Wireless electric field power transfer system, method, transmitter and receiver therefor. Patent US No 0165612, 2019.
6. Tesla N. Apparatus for transmission of electrical energy. Patent US No 649621, 1900.
7. Leyh G.E., Kennan M.D. Efficient Wireless Transmission of Power Using Resonators with Coupled Electric Fields. 40th *North American Power Symposium*. Calgary, AB, Canada, 28-30 September 2008. DOI: <https://doi.org/10.1109/NAPS.2008.5307364>.
8. Vdovychenko A.V., Tuz Y.M. Power Measurement at Wireless Transmission of Electricity in the Frequency Range from 0.01 to 10 MHz. Conference on *Precision Electromagnetic Measurements* (CPEM-2018). Paris, France, 08-13 July 2018. Pp. 75–76. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEM.2018.8500807>.
9. Vdovychenko A.V. Electrical energy wireless transmission device of resonance type. Patent for a utility model UA No 147692, 2021.
10. Schumann W.O. Über die strahlungslosen Eigenschwingungen einer leitenden Kugel, die von einer Luftschicht und einer Ionosphärenhülle umgeben ist. *Zeitschrift für Naturforschung 7A*. 1952. Pp. 149-154. DOI: <https://doi.org/10.1515/zna-1952-0202>.
11. Harry F. Olson. Elements of Acoustical Engineering. *Nature* 147, 311. 1941. DOI: <https://doi.org/10.1038/147311a0>.

Надійшла 06.02.2023
Остаточний варіант 15.06.2023

EVOLUTION AND DISSEMINATION OF SPECIALIZED STRATEGIES, METHODS, AND TECHNIQUES OF SYNCHRONOUS PULSEWIDTH MODULATION FOR CONTROL OF VOLTAGE SOURCE INVERTERS AND INVERTER-BASED SYSTEMS

V. Oleschuk

**Institute of Power Engineering of Technical University of Moldova,
Academy Str., 5, Kishinau, MD-2028, Moldova.**

E-mail: oleschukv@hotmail.com

This publication provides a brief historical overview of the development of methods and techniques of pulsewidth modulation (PWM) for voltage source inverters, published mainly in Ukrainian publishing houses and in Ukrainian periodicals. Accent has been done to review of results of investigation of alternative methods and techniques of synchronous space-vector-based multi-zone PWM for inverters with low switching frequency. In particular, in the mentioned publications, the basic strategies, schemes, and algorithms of synchronous multi-zone modulation have been further developed, modernized, modified, and disseminated in relation to new promising topologies of power conversion systems, including: two-inverter-based electric drives with open-end winding of electrical motor; dual three-phase electric drives of symmetrical and asymmetric types; powerful six-phase systems based on four inverters, and two-inverter-based and three-inverter-based photovoltaic installations with multi-winding transformer. It is shown that the developed schemes and algorithms of synchronous space-vector PWM, applied for control of inverter-based systems, provide continuous synchronization and symmetry of basic voltage waveforms of systems during the whole control range including zone of overmodulation of inverters. It provides minimization of even harmonics and undesirable subharmonics (of the fundamental frequency) in spectra of the basic voltages of systems, leading to reducing of losses in systems and to increasing of its efficiency. Based on a comparative analysis of the integral spectral characteristics of the phase and line voltages of systems, recommendations are formulated for the rational choice of schemes and algorithms of synchronous modulation for the relevant installations, depending on the modes of their operation. References 30, tables 2, figures 25.

Keywords: voltage source inverter, modulation strategy, adjustable speed ac drive, photovoltaic installation, six-phase system, voltage synchronization, voltage spectra.

Introduction. Power electronic converters are currently one of the most common electric power installations, providing energy savings and improving the quality of technological processes in various fields of industry, utilities, electric transport, renewable energy systems, etc. [1, 2].

The structure of the power circuits of power converters includes powerful semiconductor switches (transistors and thyristors) operating in a pulsed mode. So, characteristics of these systems depend on the used methods of pulsewidth modulation (PWM) of the control signals of converters [3 – 5].

Development of theory and practice of pulsewidth modulation for power converters began at the 60s years of the last century. In accordance with this fact, it is necessary to mention, that from the beginning of the 70s Institute of Electrodynamics of the Academy of Sciences of Ukraine was put in charge on research on power conversion systems, in the range of the former USSR, including investigation of methods and techniques of pulsewidth modulation for power converters. So, it has been marked by remarkable contribution in the development of novel strategies, methods, and techniques of PWM by Ukrainian researchers and engineers [6 – 16].

In particular, in the last quarter of the 20th century activity of researchers has been concentrated on investigation of both pulse-width modulation and pulse-amplitude modulation [6 – 11], and it is necessary to mentioned specially about study of methods and techniques of space-vector-based modulation for voltage source inverters for drive applications ([9], and this publication is one of the first publications in the world on this topic).

© Oleschuk V., 2023

* ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-7413-4867>

Latter, at the beginning of the 21st century, methods, schemes, and techniques of space-vector-based PWM has been further developed and analyzed [12 – 16]. Rational techniques of determination of stationary states of power switches of inverters have been investigated, with definition of the order of their alternation and relative durations on the cycle of modulation for the formation of undistorted output voltage of inverters with the maximum modulation index. Comparison of vector and scalar approaches to different methods of PWM has been carried out. Detailed investigation of operation of inverters in the zone of overmodulation has been done.

At the same time, some specialized methods and techniques of pulsewidth modulation have been elaborated and studied at the beginning of the 21st century. In particular, in order to provide continuous synchronization and symmetry of the output voltage and current of voltage source inverters with low switching frequency, alternative method of synchronous multi-zone modulation for three-phase inverters, based on space-vector approach, has been elaborated, investigated, and disseminated to different perspective topologies of systems and installations [17 – 22].

So, this publication presents a brief overview of the results of research in the field of development and dissemination of the method of synchronous multi-zone PWM of inverters with application to different topologies of inverter-based ac drives and photovoltaic installations, published mainly in the journal "Technical Electrodynamics" during 2002-2022.

Method, schemes, and techniques of synchronous multi-zone space-vector modulation for three-phase inverters. In order to provide continuous synchronization of voltage waveforms of inverters with space-vector-based PWM, novel approach has been proposed for synthesis of the output voltage of three-phase voltage source inverters [17]. The PWM process is characterized here by smooth pulses-ratio changing and by quarter-wave symmetry of the voltage waveforms during the whole control range including the zone of overmodulation. Generalized properties of both conventional asynchronous and proposed synchronous methods of feedforward space-vector PWM are presented in Table 1 [17]. In comparison with conventional space-vector scheme of PWM the proposed method is based on representation of pulse-widths of the signals of the inverter as a function of the fundamental frequency and switching frequency of inverters. There can be used either accurate trigonometric or simplified algebraic control functions for generation of the pulse patterns. The equations presented in Table I correspond to scalar control mode of operation of adjustable speed drives.

Table 1 [17].

Control (modulation) parameter	Conventional asynchronous PWM	Proposed method of synchronous modulation	
Current and max parameter	Current & max voltage V and V_m	Current & maximum fundamental frequency F and F_m	
Modulation index m	V / V_m	F / F_m	
Duration of sub-cycles	T	τ	
Centre of the k -signal	α_k (angles/degr.)	$\tau(k-1)$ (sec)	
Switch-on durations	$T_{ak} = mT[\sin(60^\circ - \alpha_k) + \sin \alpha_k]$ $t_{ak} = mT \sin \alpha_k$ $t_{bk} = mT \sin(60^\circ - \alpha_k)$	Algebraic PWM $\beta_k = 1.1m\tau[1 - A(k-1)\tau F]$ $\gamma_k = \beta_{i-k+1}[0.5 - 6(i-k)\tau F]$ $\beta_k - \gamma_k$	Trigonometric PWM $\beta_k = 1.1m\tau \times \cos[(k-1)\tau]$ $\gamma_k = \beta_{i-k+1}[0.5 - 0.9 \tan(i-k)\tau]$ $\beta_k - \gamma_k$
Switch-off states (zero voltage)	$t_{0k} = T - t_{ak} - t_{bk}$	$\lambda_k = \tau - \beta_k$	
Special parameters providing synchronization of the process of PWM		λ' (clock-point notches) β'' (signals, the next to λ') F_i (boundary frequencies, where $\lambda' \Rightarrow 0$ and $\beta'' \Rightarrow 0$)	

The process of calculation the parameters of control pulse signals for three-phase drive inverters with synchronous multi-zone PWM is based on the continuous determination of the values of

$F_i = [6(2i-1)\tau]^{-1}$ and $F_{i-1} = [6(2i-3)\tau]^{-1}$ of intermediate frequencies between the control sub-zones of system (as a function of the duration of the clock sub-interval τ), and in calculation of special coefficient $K_s = [1 - (F - F_i)/(F_{i-1} - F_i)]$, which is correcting coefficient for continuous determination of the λ' and β'' control signals.

Fig. 1 shows switching state sequence (with the corresponding control signals) of three-phase inverter with continuous scheme of synchronous PWM (upper curve, the corresponding control signals are presented here), and also the corresponding parts of the phase voltages and of line voltage for a quarter-period of the output voltage of inverter [17]. In Fig. 1, the conventional designation for state sequences for the switches of the phases *abc* of the inverter is used: **1** – 100; **2** –110; **3** –010; **4** –011; **5** –001; **6** –101; **7**–111; **0** –000 ('1' –switch-on state, '0' –switch-off state) [17].

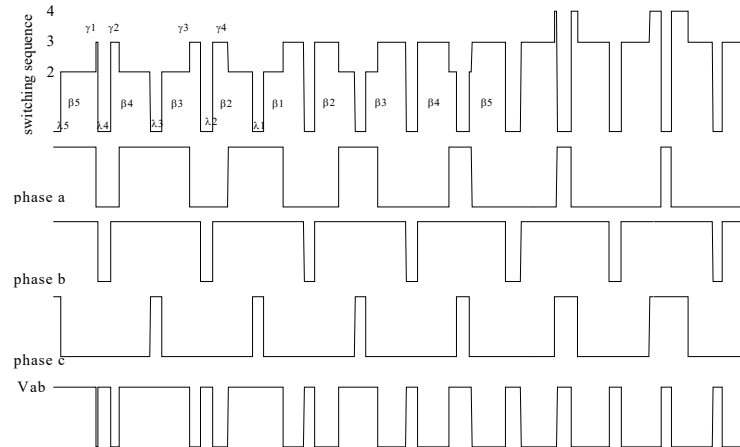


Fig. 1 [17]

Fig. 2 shows, as an example, two half-waves of the line-to-line output voltage of inverter with synchronous PWM, and presents also the corresponding spectra of its line voltages (N – number of pulses in a half-wave of the line voltage) [17]. The presented voltage spectra include only odd (non-triplen) voltage harmonics, and even harmonics and subharmonics are illuminated from the spectrum during the whole control range due to the proposed method of voltage synchronization [17].

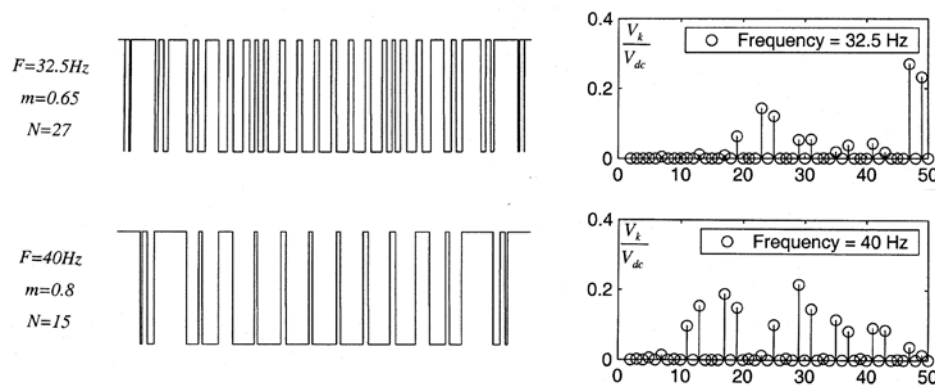


Fig. 2 [17]

Open-end winding drive systems with two inverters with synchronous space-vector PWM. One of the interesting and perspective topologies of power converters are cascaded (dual) two-level converters which utilize two standard three-phase voltage source inverters [18, 23]. The structure of adjustable speed drive based on cascaded inverters is constructed by splitting the neutral connection of the induction motor and connecting both ends of each phase coil to a two-level inverter. In this case cascaded converters are capable of producing voltages which are identical to those of three-level and four-level converters [18].

Fig. 3 presents the basic structure of a dual inverter-fed open-end winding induction motor drive, where INV1 and INV2 are standard three-phase voltage source inverters [18, 23]. The single power supply is used for both inverters in this case, because elimination of the common-mode voltages is provided by the specialized

scheme of modulation. Fig. 4 shows the switching state vectors of two inverters, which provide elimination of the zero sequence currents in drive system [18]. All control and output signals of the inverters INV1 and INV2 have mutual phase shift in 120° in accordance with the presented scheme of space-vector modulation. Each inverter generates in this case alternating common-mode voltage, but these common-mode voltages do not cause the zero sequence currents in the machine phase winding, because these voltages compensate each other [18].

Fig. 5 presents the corresponding voltage waveforms of the drive system with continuous synchronous PWM (Fig. 5, a, fundamental frequency $F = 40 \text{ Hz}$, modulation index $m = 0.8$ in this case) and shows also spectrum of the phase voltage (Fig. 5, b) [18]. Average switching frequency of inverters $F_s = 1 \text{ kHz}$. Fig. 6 illustrates corresponding voltage waveforms and spectrum of the phase voltage for dual-inverter system controlled by algorithms of discontinuous synchronous PWM with the 30-degree non-switching intervals [18]. The spectra of the phase voltage of the system, presented in Fig. 5, b and Fig. 6, b, contain only odd harmonics without the triplen components.

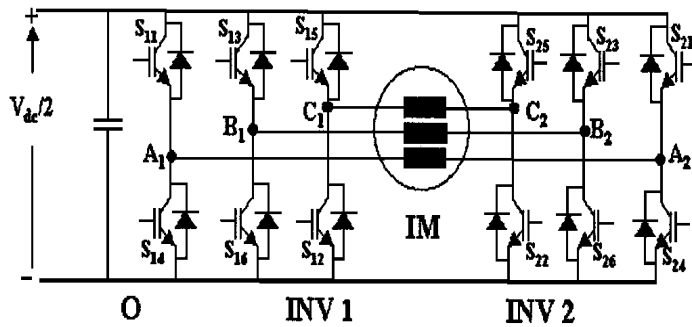


Fig. 3 [18]

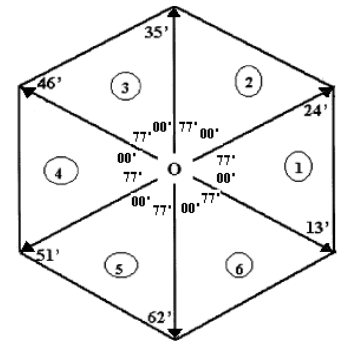
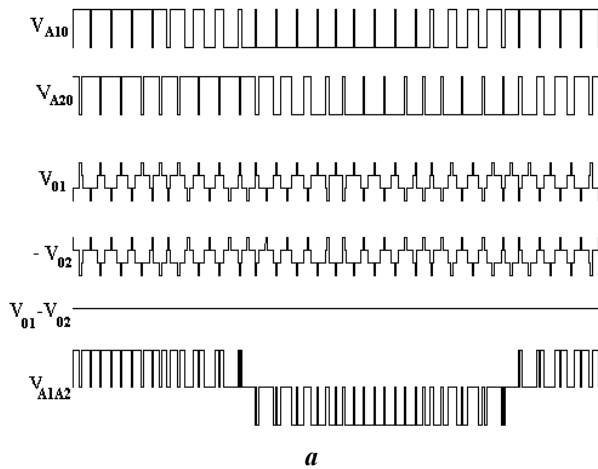
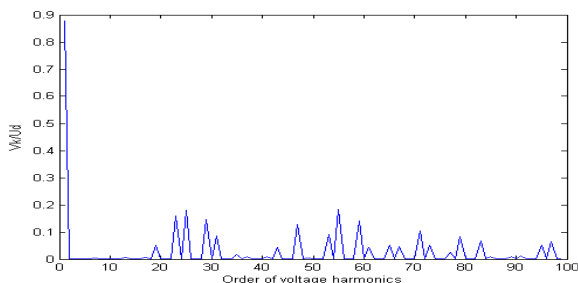


Fig. 4 [18]

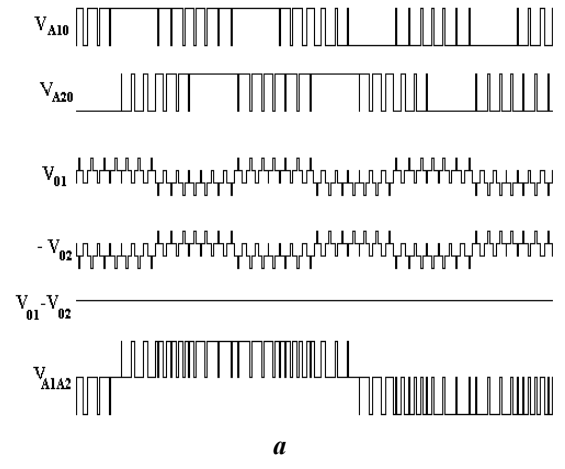


a

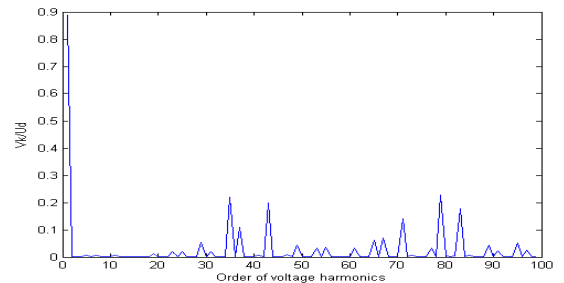


b

Fig. 5 [18]



a



b

Fig. 6 [18]

Fig. 7 presents results of calculation of Weighted Total Harmonic Distortion factor

$$(WTHD = (1/V_1) \sqrt{\sum_{i=2}^{1000} (V_i/i)^2})$$

for dual-inverter system with continuous (CPWM) and discontinuous (DPWM) versions of synchronous modulation. Average switching frequency for each presented version of pulsewidth modulation is equal to 1 kHz, control mode corresponds here to standard V/F control [18]. Presented in Fig. 7 spectral characteristics show some advantage regarding spectra of the phase voltage in the systems with continuous PWM at low modulation indexes, and advantage of discontinuous scheme of synchronous PWM at higher values of modulation index.

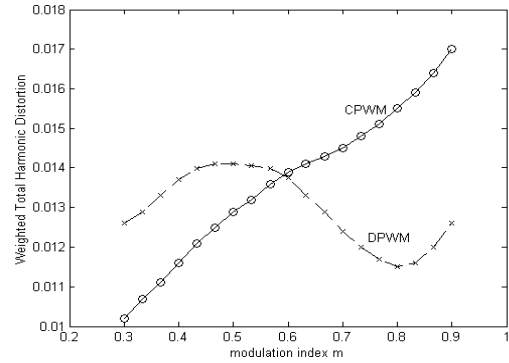


Fig. 7 [18]

Dual three-phase inverted systems controlled by algorithms of synchronous PWM. Application of dual three-phase inverter-based drives can be perspective for the systems with an increased power rating [19], [24] – [25]. As an example of asymmetrical dual three-phase traction drive system with two dc voltage sources, Fig. 8, a shows structure of the electrical vehicle system on the base of the dual three-phase induction motor supplied by two inverters with two different dc links: 1) Battery dc link with the V_{dc1} voltage, and 2) Fuel Cell dc link with the V_{dc2} voltage [19], [24]. The induction machine has in this case two sets of winding spatially shifted by 30 electrical degrees with isolated neutral points (Fig. 8, b) [19], [24].

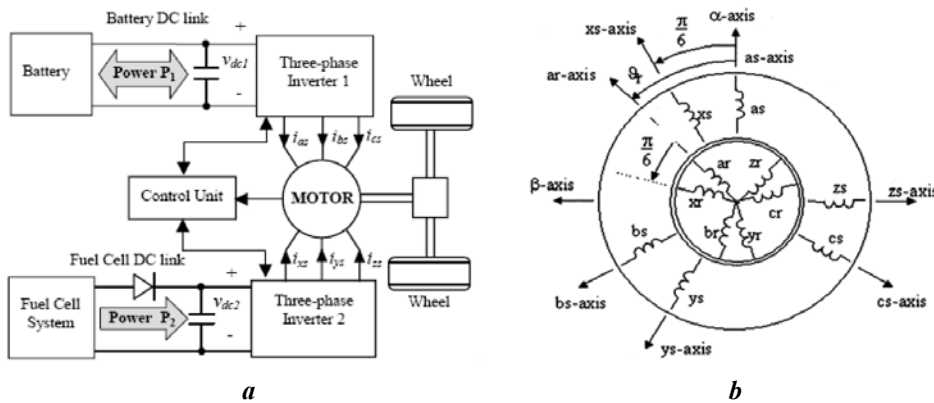


Fig. 8 [19, 24]

Two neutral-point-clamped (NPC) inverters can be used in dual three-phase systems with an increased power level. Fig. 9, a presents basic topology of NPC inverter (of the first inverter in Fig. 8, a with the phases a, b, c). Fig. 9, b shows switching state vectors of the inverter. In accordance with the diagram presented in Fig. 9, b, specialized control scheme has been applied for adjustment of NPC inverters of dual three-phase system, which is based on the using of only seven voltage vectors, marked by the big arrows in Fig. 9, b. It allows providing elimination of undesirable common-mode voltage in a three-phase load [19].

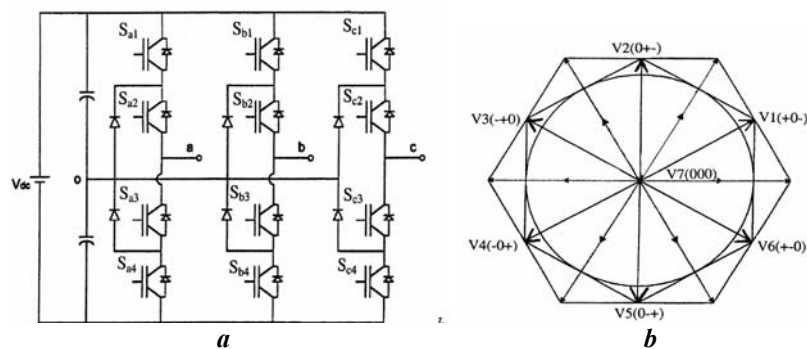


Fig. 9 [19]

Control of asymmetrical dual three-phase drives is based on the 30° -phase-shift of the signals of two inverters with the phases *a*, *b*, *c*, and *x*, *y*, *z* [19], [24]. Fig. 10 – Fig. 11 present basic voltage waveforms (phase voltages V_{as} and V_{xs} and its useful components V_{sa} and V_{sb} , common-mode and line voltages V_0 and V_{ab} , and spectrum of the V_{as} voltage) of dual three-phase system with two dc sources with equal voltages ($V_{dc1} = V_{dc2}$) under standard scalar V/F control mode [19]. In particular, Fig. 10 illustrates behavior of dual three-phase system with NPC inverters controlled by continuous synchronous PWM, and Fig. 11 presents basic voltage waveforms and spectrum of the phase voltage for system with algorithms of “direct-direct” synchronous PWM [19]. The switching and fundamental frequencies of each NPC inverter are equal to $F_s = 900$ Hz and $F = 42$ Hz ($m_1 = m_2 = 0.84$).

The motor phase and line voltages of dual three-phase system with NPC inverters controlled by algorithms of synchronous PWM have symmetry during the whole control range, and its spectra do not include even harmonics and sub-harmonics. The described strategy of control of dual NPC inverters provides elimination of common-mode voltage both in each inverter and in the load, which is leading to an increase of the reliability and life span of adjustable speed drives with modulated power converters.

Fig. 12 presents calculation results of the Weighted Total Harmonics Distortion factor ($WTHD = (1/V_1) (\sum_{k=2}^{1000} (V_k/k)^2)^{0.5}$) versus modulation index m for the useful component V_{sa} of the motor phase voltage of asymmetrical dual three-phase system with two NPC inverters controlled by algorithms of continuous (CPWM), discontinuous (DPWM) and “direct-direct” (DDPWM) schemes of synchronous multi-zone PWM during scalar V/F control ($V_{dc1} = V_{dc2}$, $m_1 = m_2 = m = 0.3-0.9$) [19]. Average switching frequency of each inverter is equal to $F_s = 900$ Hz [19].

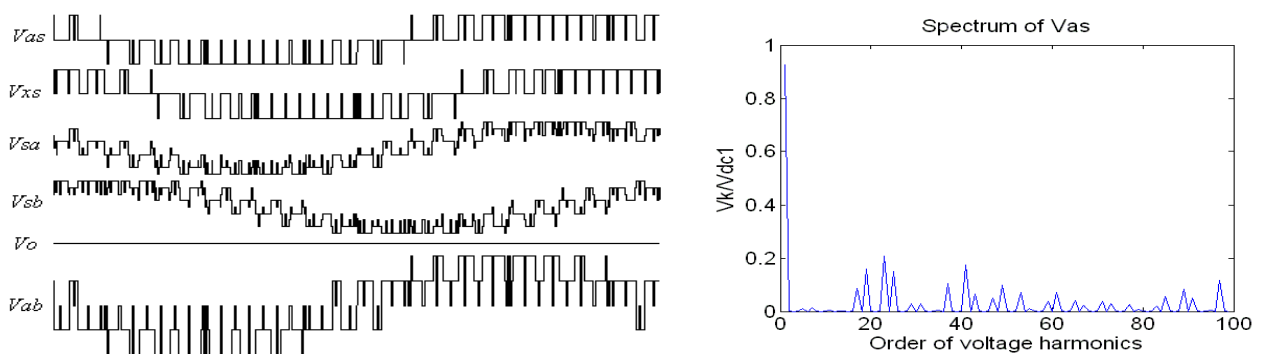


Fig. 10 [19]

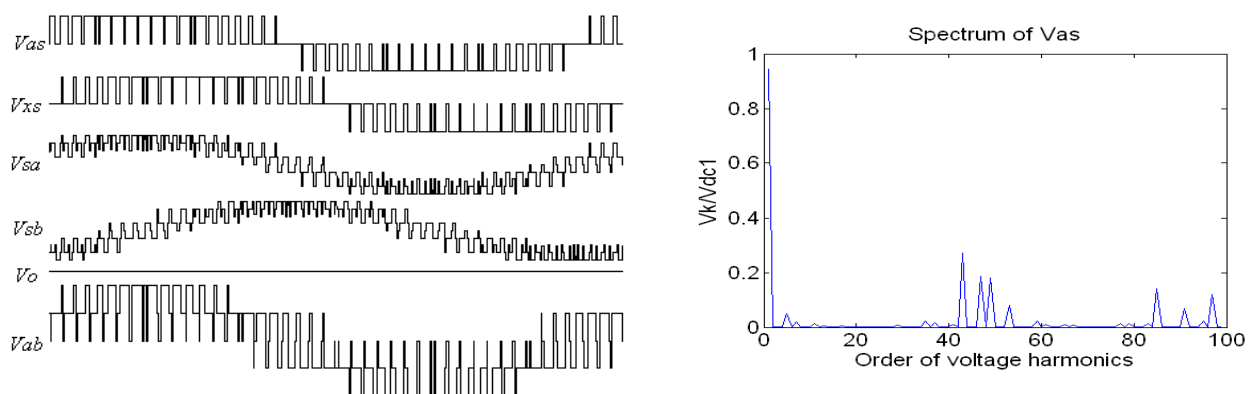


Fig. 11 [19]

Results of analysis of spectral composition of the useful component of motor phase voltage show that at low modulation indices $WTHD$ factor is better for systems controlled by continuous and “direct-direct” schemes of synchronous PWM, and at the medium and high modulation indices, discontinuous and “direct-direct” versions of synchronous PWM provide the better $WTHD$ factor of the V_{sa} voltage.

Six-phase systems based on four inverters with synchronous multi-zone PWM. Multiphase, and, in particular, six-phase induction motor drives are a subject of increasing interest in the last years due to some advantages compared with conventional three-phase drives [20, 26, 27]. One of the most perspective applications of six-phase systems lies in the field of high power/high current systems), which are characterized by relatively low switching frequency of power switches of inverters.

Fig. 13 shows one of perspective structure of six-phase four-inverter-based system, consisting of two groups of two inverters (INV1+INV2 and INV3+INV4), supplying the open-end windings of asymmetrical dual three-phase (six-phase) motor.

The induction machine has in this case two sets of winding spatially shifted by 30 electrical degrees [20, 26].

Control of four three-phase inverters supplying asymmetrical six-phase induction motor has some specific peculiarities. In particular, all inverters are grouped into two groups with two cascaded inverters in each group, and each inverter group is connected with the corresponding open-end windings of six-phase induction motor. Synchronous symmetrical control of the output voltage of each inverter of each inverter group by algorithms of synchronous multi-zone PWM provides synchronous symmetrical regulation of voltage at the corresponding windings of induction machine. Rational phase shifting between the output voltages of two inverters in each inverter group is equal in this case to one half of the switching interval (sub-cycle) [20].

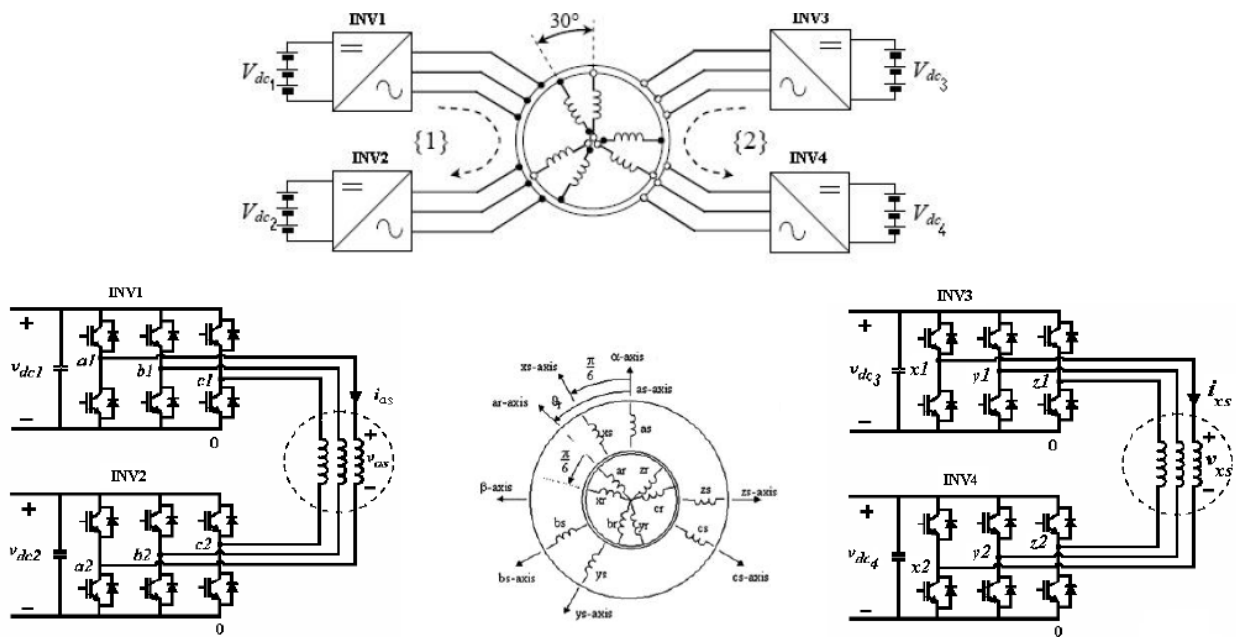


Fig. 13 [20]

As an illustration of operation of six-phase system with four inverters controlled by algorithms of synchronous PWM with equal voltages of the all dc-sources ($V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc3} = V_{dc4}$), Figs. 14 – 15 present basic voltage waveforms (pole voltages $V_{a1}, V_{a2}, V_{x1}, V_{x2}$, line-to-line voltages V_{a1b1}, V_{x1y1} , and the phase voltages V_{as} and V_{xs} (with the spectrum of the V_{as} voltage)) of two groups of inverters, controlled by algorithms of continuous (Fig.14) and discontinuous with the 30°-non-switching intervals (Fig. 15) synchronous PWM [20]. The fundamental and switching frequencies of each inverter are equal correspondingly to $F = 35 \text{ Hz}$ and $F_s = 1000 \text{ Hz}$, modulation indices of all inverters are equal to $m_1 = m_2 = m_3 = m_4 = 0.7$ in this case. The phase output voltage of the system has nine levels (like output voltage of three-level neutral-point-clamped inverter) in this control mode. In particular, the presented voltage waveforms have symmetry, and its spectra do not contain even harmonics and sub-harmonics.

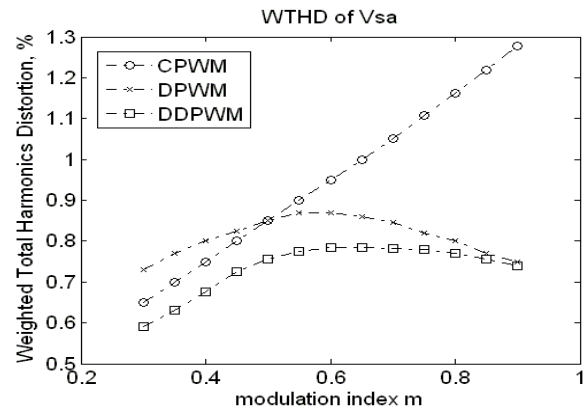


Fig. 12 [19]

In order to compare characteristics of asymmetrical six-phase systems on the base of two inverters (standard topology of the system), and on the base of four inverters (topology of six-phase system presented in Fig. 13 [20]), Fig. 16 presents calculation results of Weighted Total Harmonic Distortion factor (*WTHD*) versus modulation index m for the motor phase voltage V_{as} ($WTHD = (1/V_{as1}) (\sum_{k=2}^{1000} (V_{as_k}/k)^2)^{0.5}$ for six-phase system controlled by algorithms of continuous (CPWM) and discontinuous (DPWM) schemes of synchronous multi-zone PWM. In particular, DC-voltage magnitudes are equal in this case for all DC-sources, so,

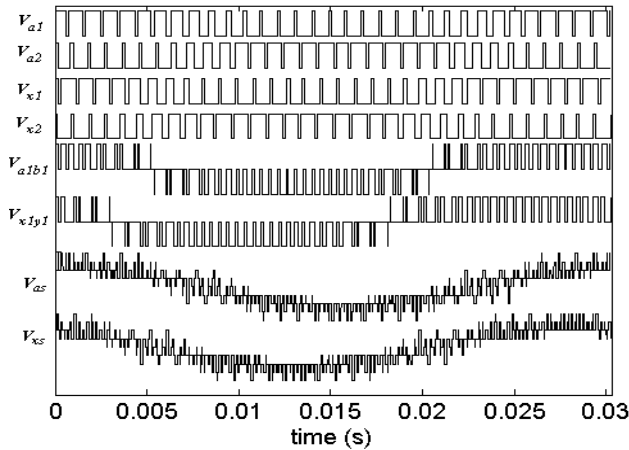


Fig. 14 [20]

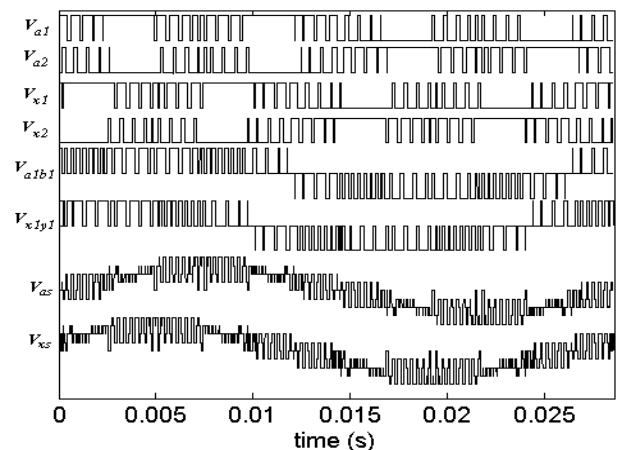


Fig. 15 [20]

modulation indices of all inverters are equal too [20]. Control mode of drive system corresponds here to scalar V/F control, and average switching frequency of each inverter is equal to $F_s = 1000$ Hz. The presented results show, that integral spectral characteristics of the phase voltage of six-phase system on the base of four inverters are much better, than of the system on the base of two inverters.

Fig. 17 presents results of analysis of spectral composition of the phase voltage V_{as} of six-phase system on the base of four inverters with both continuous (CPWM) and discontinuous (DPWM) versions of synchronous PWM for the case of non-equal magnitudes of DC-voltages. In particular, for this case $V_{dc1} \neq V_{dc2}$ and $V_{dc3} \neq V_{dc4}$, but $V_{dc1} = V_{dc3}$ and $V_{dc2} = V_{dc4}$ [20]. Two basic control modes have been analyzed:

- 1) $V_{dc1} = 0.9 V_{dc2}$, $V_{dc3} = 0.9 V_{dc4}$, $K_{dc} = 0.9$; 2) $V_{dc1} = 0.7 V_{dc2}$, $V_{dc3} = 0.7 V_{dc4}$, $K_{dc} = 0.7$.

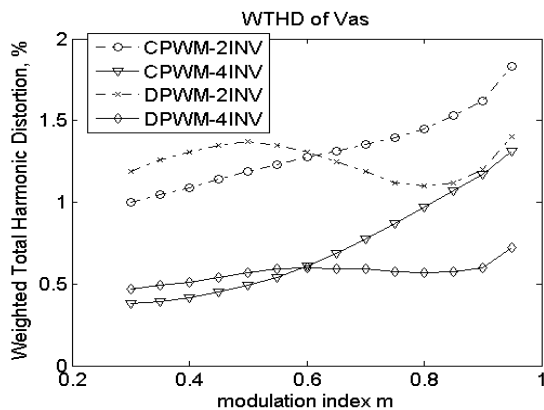


Fig. 16 [20]

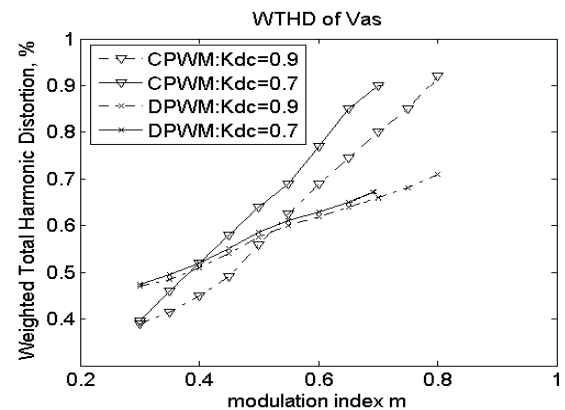


Fig. 17 [20]

The presented results show, that a value of the *WTHD* factor of the phase voltage of six-phase system on the base of four inverters controlled by algorithms of discontinuous synchronized PWM is not strongly sensitive to relative magnitudes of DC-voltages.

Grid-tied photovoltaic system based on two inverters controlled by schemes of synchronous

PWM. Besides adjustable speed ac drives, photovoltaic systems are between perspective areas of application of the dual-inverter topology [21, 28, 29]. In particular, Fig. 18 presents dual inverter system supplied by two insulated strings of photovoltaic panels with the resulting dc voltages V_L and V_H [21, 28]. Dual inverters are connected to a grid by a three-phase transformer with the open winding configuration on primary side, and this configuration is one of the most suitable for photovoltaic systems with a higher power range, allowing also galvanic isolation between low-voltage photovoltaic panels and the power grid.

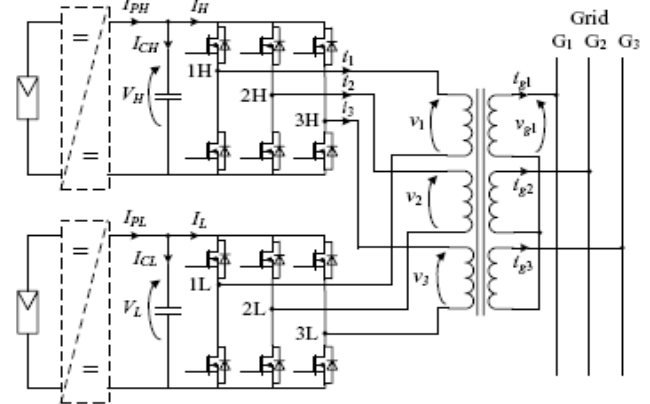


Fig. 18 [21,28]

In order to increase effectiveness of operation of dual three-phase systems on the base of two inverters supplied by isolated DC-sources (with equal or different voltages), it is rational to adjust continuously switching frequency of each modulated inverter in function of voltage magnitude of DC-sources (under condition of similar switching losses of two inverters) [21].

Synchronous control of the output voltage of each inverter of dual-inverter-based system in accordance with algorithms of synchronous PWM provides synchronous symmetrical regulation of the phase voltages V_1 , V_2 and V_3 of the system. Rational phase shift between output voltage waveforms of the two inverters in the case of equal dc-links voltages ($V_H=V_L$) is equal to one half of the switching interval (sub-cycle) [21], and in the case of different dc voltages (and different switching frequencies of two inverters) this shift should be equal to average value of the halves of the corresponding switching intervals.

To illustrate processes in photovoltaic system on the base of cascaded inverters with controlled switching frequencies, supplied by two isolated DC-sources with equal voltages ($V_L=V_H$), Fig. 19 – Fig. 20 present results of simulation of PV system with both continuous (Fig. 19) and discontinuous (Fig. 20) versions of synchronous PWM [21].

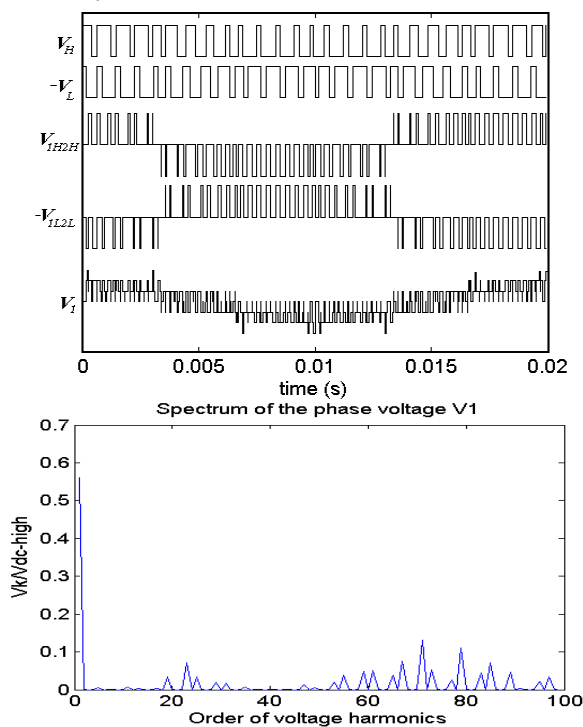


Fig. 19 [21]

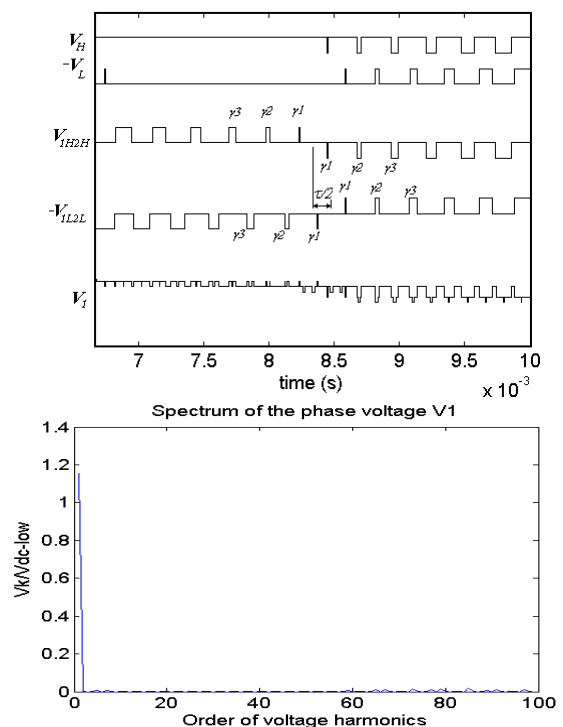


Fig. 20 [21]

Fig. 19 shows basic voltage waveforms of the system with continuous synchronous PWM with high DC-link voltage ($V_L=V_H=V_{dc-high}$) during period of the fundamental frequency $F = 50$ Hz (switching frequency $F_s = 1.2$ kHz and modulation index $m = 0.45$ are relatively low here). It presents also spectrum of the phase voltage V_1 for this control mode [21].

Fig. 20 presents detailed (inside the 60° -interval) basic voltage waveforms of the system, and spectrum of the phase voltage V_1 for system with discontinuous synchronous PWM, operating under low dc voltage ($V_L=V_H=V_{dc-low}$ ($V_{dc-low}=0.5V_{dc-high}$), in particular, it can corresponds to low level of solar irradiance). And this control regime is characterized by relatively high values of switching frequency $F_s = 2.4$ kHz and modulation index $m=0.9$. So, waveforms of the phase voltage of the system are characterized in this case much better spectral composition than for the systems with relatively high dc-voltages and lower switching frequencies of inverters [21].

Fig. 21 presents the calculation results of Total Harmonic Distortion factor (THD) for the phase voltage V_1 in function of modulation index $m = m_1 = m_2$, of the dual-inverter system on the base of two inverters with equal DC voltages ($V_H = V_L$), controlled by algorithms of continuous (CPWM) and discontinuous (DPWM) schemes of synchronous modulation.

THD factor ($THD = (1/V_{1_1}) \sqrt{\sum_{k=2}^{40} V_{1_k}^2}$) has been calculated until the 40-th low-order (k -th) voltage harmonic. The fundamental frequency of the system is $F = 50$ Hz, and THD factor has been calculated for two values of the average switching frequency of each modulated inverter: $F_s = 1.2$ kHz and $F_s = 2.4$ kHz [21].

The presented in Fig. 21 calculation results show big dependence of THD factor on switching frequency of inverters. So, the analyzed scheme of flexible control of switching frequency of dual inverters in function of dc voltages (voltages of two strings of photovoltaic panels) during fluctuation of solar irradiance can improve strongly effectiveness of processes of photovoltaic generation in these systems.

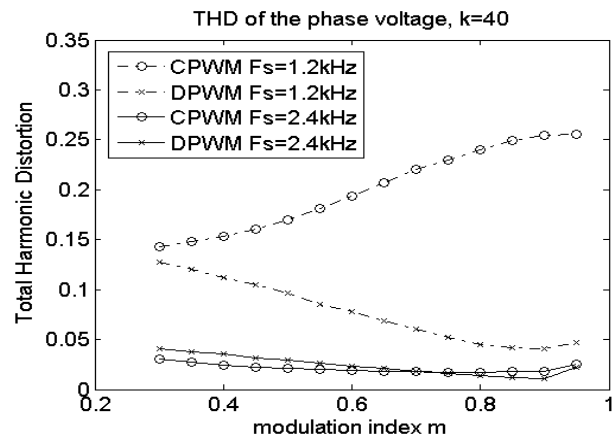


Fig. 21 [21]

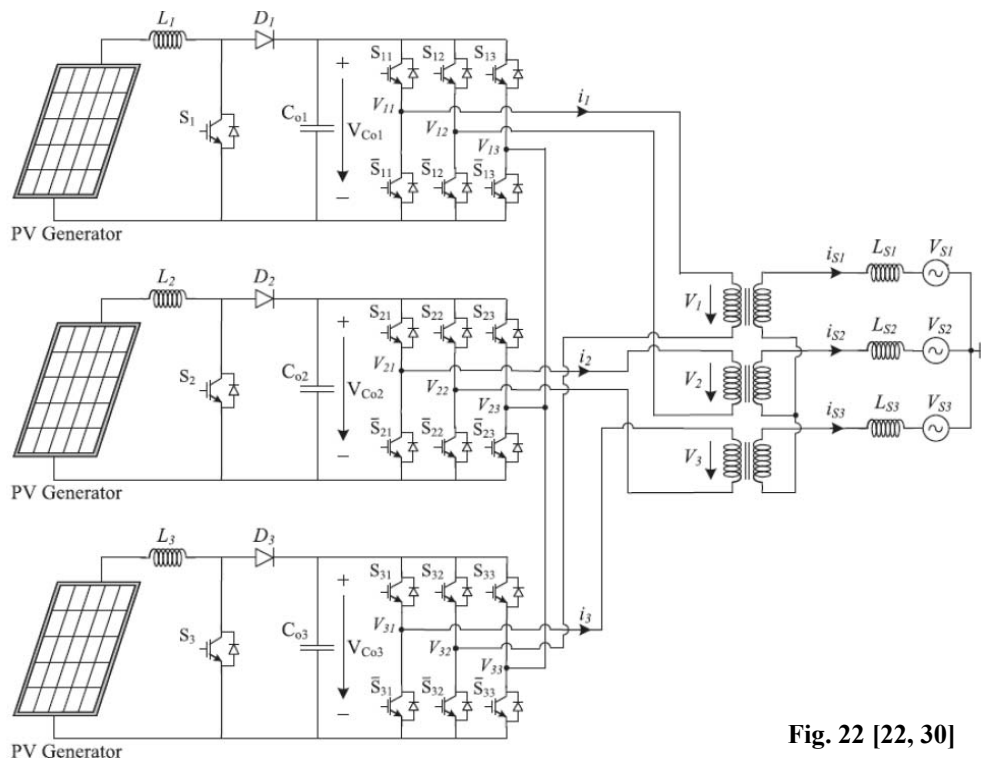


Fig. 22 [22, 30]

Transformer-based photovoltaic system with three inverters with synchronous PWM. Solar-energy-based photovoltaic (PV) renewable energy systems are ones of the most rapidly growing directions of research, implementation, and application between renewable sources of electrical energy [1, 22]. Fig. 22 presents one of perspective configuration of transformer-based grid-connected PV system consisting from three three-phase inverters, outputs of which are specifically connected to the corresponding inverter-side windings of the power transformer [22, 30].

Based on the development of the methodology of synchronous space-vector modulation, and properties of three-inverter-based PV system ([22, 30]), Table 2 presents set of modified control dependences for the presented PV installation allowing synchronous and symmetrical regulation of winding voltages during adjustment of the system, including control modes in the case of fluctuation of frequency of electrical grid [22]. In this Table F is fundamental frequency of electric grid (usually $F = 50\text{Hz}$ with some small fluctuations), m is coefficient of modulation of inverters, $V_{11} - V_{33}$ are pole voltages of three inverters.

In accordance with the used control and modulation strategy, control signals of three two-level inverters are shifted by 120° , and additional mutual phase shift between control pulse signals of three inverters is equal to $1/3$ of the width of switching sub-cycle [22].

Fig. 23 – Fig. 24 present results of simulation of PV installation controlled by algorithms of synchronous space-vector PWM, and show, in the relative scale, pole voltages V_{11} , V_{12} and V_{13} of the first inverter, line voltages of the first and the second inverters ($V_{12} - V_{13}$) and ($V_{21} - V_{23}$), and winding voltage V_2 of multi-winding power transformer. It presents also spectral composition of the line ($V_{21} - V_{23}$) voltage, and of the winding voltage V_2 [22]. The fundamental frequency of the output voltage of inverters is equal to $F=50$ Hz, and the averaged switching frequency of inverters is equal to $F_s = 1120$ Hz in these cases.

Table 2 [22]

Switching frequency F_s Switching sub-cycle τ	Parameters of control signals and of the output voltage of inverters	Instantaneous values of winding vol- tages V_1 , V_2 , and V_3 of system
$F_s(\text{CPWM}) = F(6n - 3)$ $\tau_{\text{CPWM}} = 1/2F_s = 1/[6F(2n - 1)]$	$\beta_1 = 1.1m\tau$ $\beta_j = \beta_1 \cos[(j-1)\tau]$	$V_1 = V_{11} - V_{13} - V_{32} + V_{33}$
$F_s(\text{DPWM}) = F(8n - 5)$ $\tau_{\text{DPWM}} = 1/[6F(2n - 1.5)]$ where $n=2,3,4,\dots$	$\gamma_j = \beta_{n-j+1} \{0.8 - 0.5 \tan[(n-j)\tau]\}$ $\lambda_j = \tau - (\beta_j + \beta_{j+1})/2$	$V_2 = V_{21} - V_{23} - V_{12} + V_{13}$ $V_3 = V_{31} - V_{33} - V_{22} + V_{23}$

Fig. 23 shows basic voltage waveforms and spectra of the winding voltage of PV system with inverters controlled by the scheme of continuous synchronous PWM (CPWM), coefficient of modulation of inverters is equal to $m = 0.6$. Fig. 24 presents the corresponding diagrams for PV system with inverters controlled by algorithms of discontinuous modulation with the 30-degrees non-switching intervals (DPWM30) [22].

Simulation results, presented in Figs. 23 – 24, show, that for the analyzed control modes both line voltages and winding voltages have quarter-wave symmetry and are characterized by the absence in its spectra of even harmonics and sub-harmonics (of the fundamental frequency) [22].

Total Harmonic Distortion (THD) factor of the winding voltage V_2 of the analyzed PV system (with average switching frequency of inverters equal to 1120 Hz), has been determined and presented in Fig. 25, a , b for the cases for two values of the maximum number of calculated low-order harmonics (k -th harmonics) – $k=40$ (Fig. 25, a), and $k=100$ (Fig. 25, b) [22]:

$$THD = (1/V_{2_1}) \sqrt{\sum_{k=2}^{40} V_{2_k}^2} \quad (\text{Fig. 25, } a); \quad THD = (1/V_{2_1}) \sqrt{\sum_{k=2}^{100} V_{2_k}^2} \quad (\text{Fig. 25, } b).$$

The presented diagrams show a big dependence of the value of THD factor on number of voltage harmonics, taking into account during determining THD . But for the both cases of determining of THD factor, presented in Fig. 25, a ($k=40$) and in Fig. 25, b ($k=100$), better values of THD factor can be provided by the using of algorithms of discontinuous PWM (DPWM30 and DPWM60) for control of triple inverters of PV installation. In any case, the use of algorithms of synchronous space-vector PWM insure improved harmonic composition of winding voltage, providing the corresponding reduction of power losses of power transformer of this structure of PV apparatuses [22].

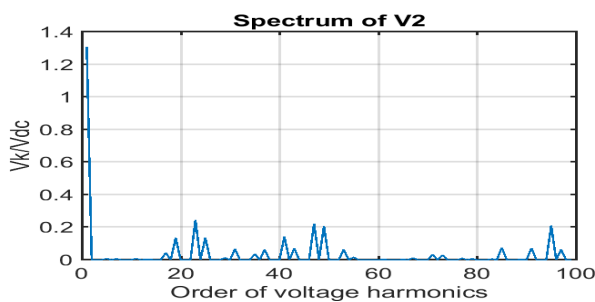
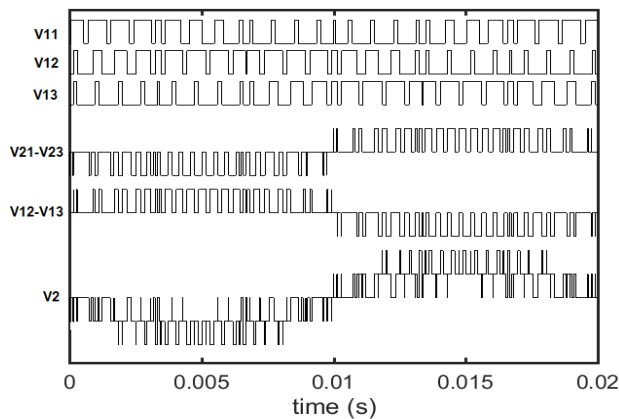


Fig. 23 [22]

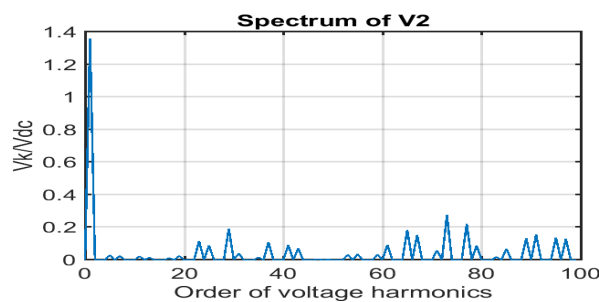
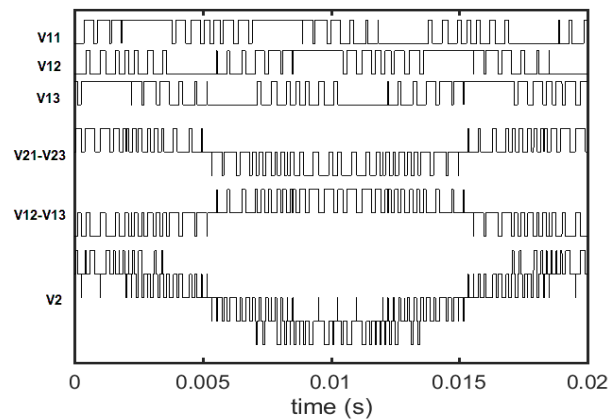
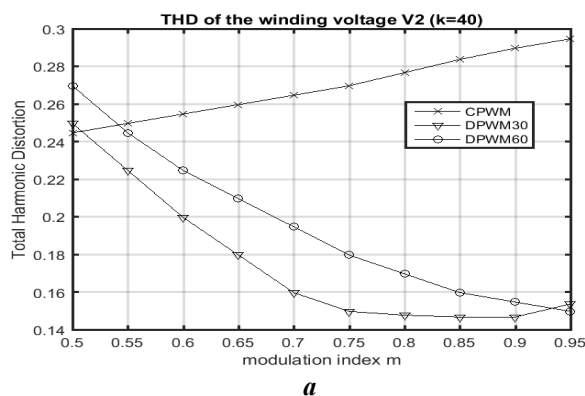
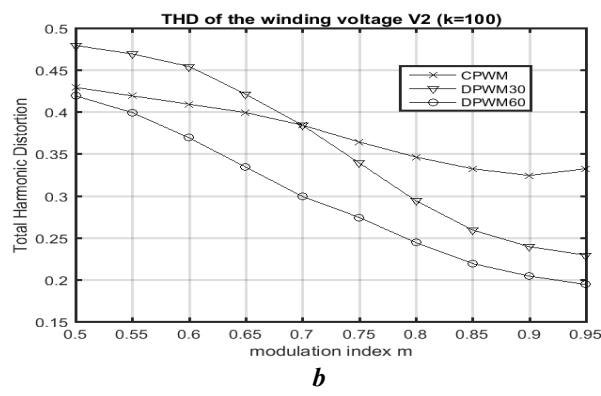


Fig. 24 [22]



a



b

Fig. 25 [22]

Conclusion. Development of theory and practice of pulsewidth modulation for power electronic converters began at the end of the 60s – at the beginning of the 70s of the last century. Big efforts of researchers in this field at the end of the 20th century – at the beginning of the 21st century have been concentrated on development of methods and techniques of space-vector-based PWM, which are ones of the most suitable for inverters of drive systems. In order to avoid asynchronous character of standard versions of space-vector PWM, alternative method of synchronous multi-zone modulation, based on space vector approach, has been proposed and developed at the beginning of this century.

The presented review shows some results of development and dissemination of the method of synchronous multi-zone PWM with applications to such perspective topologies of inverter-based systems, as open-end winding motor drives, dual three-phase drive systems, six-phase drives based on four inverters, and two-inverter-based and three-inverter-based photovoltaic installations with increased power level.

It is shown that appropriately modified laws and algorithms of synchronous PWM make it possible to ensure synchronization and symmetry of basic voltage waveforms of the above-mentioned systems over the entire control range, including the overmodulation zone. There are no even harmonics and subharmonics (of the fundamental frequency) in spectra of the base voltages of these power conversion systems. Such an improvement in the harmonic composition of the base voltages and currents in the analyzed inverter-based

systems with synchronous multi-zone modulation, observed under various modes and conditions of their operation, helps to reduce losses in the corresponding installations, and increase their efficiency.

1. Bose B.K. Power electronics, smart grid, and renewable energy systems. Proc. of IEEE. 2017. Vol. 105. No 11. Pp. 2011-2018.
2. Kazmierkowski M.P., Krishnan T., Blaabjerg F. Control in Power Electronics. Academic Press, 2002. 529 p.
3. Holtz J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. Proc. of IEEE. 1994. Vol. 82. No 8. Pp. 1194-1213.
4. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics, 3rd edition. John Wiley & Sons, 2002. 687 p.
5. Holmes D.G., Lipo T.A. Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice. Wiley-IEEE Press, 2003. 744 p.
6. Tonkal V.E., Lipkovsky K.A., Melnichuk L.P. Ways to improve the quality of the output voltage of autonomous inverters. Kiev: Akademiia nauk UkrSSR, 1972. 92 p. (Rus)
7. Tonkal V.E. Synthesis of autonomous inverters of modulation type. Kiev: Naukova dumka, 1979. 207 p. (Rus).
8. Rudenko V.S., Senko V.I., Chizhenko I.M. Fundamentals of converter technology. Moskva: Vysshaya shkola, 1980. 430 p. (Rus)
9. Kalashnikov B.E., Epshtein I.I. Three-phase autonomous inverters with improved output voltage quality for variable frequency drives. Elektrotehnicheskaya promyshlennost. Preobrazovatel'naya tehnika. 1980. Vypusk 6. Pp. 7 – 9. (Rus).
10. Tonkali V.E., Melnichuk L.P., Novoseltsev A.V., Dyhnenko Yu.I. Semiconductor converters of modulation type with an intermediate link of increased frequency. Kiev: Naukova dumka, 1981. 252 p. (Rus)
11. Grechko E.N., Tonkali V.E. Stand-alone inverters of modulating type. Kiev: Naukova dumka, 1983. 304 p. (Rus)
12. Mykhalskyi V.M. Pulse-width modulation with vector voltage control by autonomous inverters. Pratsi Institutu elektrodinamiki Natsionalnoi Akademii nauk Ukrainy. 2010. Vypusk 25. Pp. 105-113. (Ukr)
13. Mykhalskyi V.M. Converting frequencies i voltages with pulse-width modulation: analysis of that scientifically grounded way in increasing the power of electricity. Dissertatsiya...doktora tehn. Nauk. Kyiv, Institute of electrodynamics of NAS of Ukraine, 2010. 488 p. (Ukr)
14. Antonov O.E., Mykhalskyi V.M., Petukhov I.S., Shapoval I.A., Chopik V.V. Ways to improve the efficiency of electromechanical systems and conductor frequency conversion with pulse-width modulation for keruvannya them. Pratsi Institutu elektrodinamiki Natsionalnoi Akademii nauk Ukrainy. 2011. Vypusk 29. Pp. 5 – 16. (Ukr)
15. Mykhalskyi V.M. The ability to change the capacity of electricity at the input and output of the frequency and voltage changeover with pulse-width modulation. Kyiv: Institut elektrodynamiki NAN Ukrainy. 2013. 340 p. (Ukr)
16. Zagirneak M.V., Klepikov V.B., Kovbasa S.M., Mykhalskyi V.M., Peresada S.M., Sadovoi O.V., Shapoval I.A. Energy efficient electromechanical systems of wide technological application. Kyiv: Institut elektrodynamiki NAN Ukrainy, 2018. 310 p. (Ukr)
17. Oleschuk V., Bose B.K., Ovcharenko N., Ermuratski V., Sizov A. Yaroshenko E. Synchronised scheme of high-performance continuous pulsewidth modulation for variable speed drives. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2002. No 4. Pp. 43-48.
18. Oleschuk V., Sizov A., Stankovic A.M., Yaroshenko E. Synchronous control of dual inverter-fed drives with cancellation of zero sequence currents. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2006. No 3. Pp. 13-18.
19. Oleschuk V., Griva G., Prudeak R., Sizov A. Hybrid vehicle drive with synchronously modulated dual inverters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2009. No 5. Pp. 17-21.
20. Oleschuk V., Sizov A. Synchronous PWM control of four inverters feeding asymmetrical six-phase motor drive. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2011. No 4. Pp. 31-37.
21. Oleschuk V., Griva G., Prudeak R., Sizov A. Dual inverters with synchronized PWM for photovoltaic generation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 4. Pp. 8-13.
22. Oleschuk V. Grid-connected PV system employing three inverters regulated by synchronous scheme of PWM. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 5. Pp. 23-28. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.023>
23. Somasekhar V.T., Gopakumar K., Shivakumar E.G., Sinha S.K. A space vector modulation scheme for a dual two level inverter fed open-end winding induction motor drive for the elimination of zero sequence currents. *EPE Journal*. 2002. Vol. 12. No 2. Pp. 22-36.
24. Bojoi R., Tenconi A., Farina F., Profumo F. Dual-source fed multiphase induction motor drive for fuel cell vehicles: topology and control. Proc. of IEEE *Power Electr. Specialists Conf.* Dresden, Germany, 2005. Pp. 2676-2683.
25. Hadiouche D., Baghli L., Rezzoug A. Space-vector PWM techniques for dual three-phase ac machine: Analysis, performance evaluation, and DSP implementation. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2006. Vol. 42. No 4. Pp. 1112–1122.
26. Grandi G., Tani A., Sanjeevkumar P., Ostojic D. Multi-phase multi-level ac motor drive based on four three-phase two-level inverters. Proc. of IEEE Int'l Symp. on *Power Electr., Electr. Drives, Automation and Motion*

(SPEEDAM'2010). Pisa, Italy, 2010. Pp. 1768-1775.

27. Levi E. Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2016. Vol. 63. No 1. Pp. 433 – 448.

28. Grandi G., Rossi C., Ostojic D., Casadei D. A new multilevel conversion structure for grid-connected PV applications. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2009. Vol. 56. No 11. Pp. 4416–4426.

29. Oto Y., Noguchi T., Sasaya T., Yamada T., Kazaoka R. Space vector modulation of dual-inverter system focusing on improvement of multilevel voltage waveforms. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2019. Vol. 66. No 12. Pp. 9139-9148.

30. Pires V.F., Cordeiro A., Foito D., Silva J.F. Three-phase multilevel inverter for grid-connected distributed photovoltaic systems based in three three-phase two-level inverters. *Solar Energy.* 2018. Vol. 174. Pp. 1026-1034.

ЕВОЛЮЦІЯ ТА ПОШИРЕННЯ СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ СТРАТЕГІЙ, МЕТОДІВ І ТЕХНІК СИНХРОННОЇ ШИРИНО-ІМПУЛЬСНОЇ МОДУЛЯЦІЇ ДЛЯ КЕРУВАННЯ ІНВЕРТОРАМИ ДЖЕРЕЛ НАПРУГИ ТА СИСТЕМАМИ НА ОСНОВІ ІНВЕРТОРІВ

В. Олещук

Institute of Power Engineering of Technical University of Moldova,

Academy Str. 5, Kishinau, MD-2028, Moldova.

E-mail: oleschuky@hotmail.com

У роботі подано короткий історичний огляд розвитку методів і техніки широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) інверторів джерел напруги, опублікований переважно в українських видавництвах та в українській періодичній пресі. Акцент зроблено на огляді результатів дослідження альтернативних методів і технологій синхронної просторово-векторної багатозонної ШІМ для інверторів з низькою частотою комутації. Зокрема, у зазначених публікаціях основні стратегії, схеми та алгоритми синхронної багатозонної модуляції отримали подальший розвиток, модернізацію, модифікацію та розповсюдження щодо нових перспективних топологій систем перетворення електроенергії, зокрема: двоінверторній – на основі електроприводів з відкритою обмоткою електродвигуна; здвосні трифазні електроприводи симетричного та несиметричного типу; потужні шести-фазні системи на основі чотирьох інверторів, а також фотоелектричні установки на основі двох і трьох інверторів з багатообмотковим трансформатором. Показано, що розроблені схеми та алгоритми синхронної просторово-векторної ШІМ, застосованої для керування інверторними системами, забезпечують безперервну синхронізацію та симетрію основних форм напруги систем у всьому діапазоні керування, включаючи зону перемодуляції інверторів. Це забезпечує мінімізацію парних гармонік і небажаних субгармонік (основної частоти) в спектрах основних напруг систем, що призводить до зменшення втрат в системах і підвищення її ефективності. На основі порівняльного аналізу інтегральних спектральних характеристик фазних і лінійних напруг систем сформульовано рекомендації щодо раціонального вибору схем і алгоритмів синхронної модуляції для відповідних установок залежно від режимів їхньої роботи. Бібл. 30, рис. 25, табл. 2.

Ключові слова: інвертор джерела напруги, стратегія модуляції, привод змінного струму з регульованою швидкістю, фотоелектрична установка, шестифазна система, синхронізація напруги, спектри напруги

Надійшла 24.03.2023

Остаточний варіант 24.04.2023

**ВДОСКОНАЛЕНА МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ
ТРИОБМОТКОВОЇ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ**

Л.І. Мазуренко^{1*}, докт.техн.наук, К.М. Василів^{2**}, докт.техн.наук, О.В. Джура^{1***}, канд.техн.наук

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ-57, 03680, Україна.

E-mail: 3662491@gmail.com

² Національний університет „Львівська політехніка”,
вул. С. Бандери, 12, Львів-13, 79013, Україна.

У фазних координатах розроблено математичну модель триобмоткової асинхронної машини з двома обмотками на статорі як структурного елемента систем електроприводу та асинхронних генераторів з вентиляним і вентиляно-конденсаторним збудженням для автономних електроенергетичних установок, орієнтовану на явні методи чисельного інтегрування системи диференціальних рівнянь. В моделі враховано наявність кута в просторі між двома обмотками статора в діапазоні 360° та інші найважливіші чинники, що впливають на перебіг електромагнітних процесів, які відбуваються в машині. На базі математичної моделі розроблено програмний код як засіб комп'ютерного моделювання режимів роботи машини, за допомогою якого виконано комп'ютерне тестування на предмет врахування в моделі кута між обмотками статора, результати якого підтверджують здатність розробленої математичної моделі триобмоткової асинхронної машини враховувати як кут між обмотками статора, так і можливе їхнє одночасне та поодинокі живлення під час роботи машини в режимі двигуна. Бібл. 11, рис. 10.

Ключові слова: математична модель, числові методи, програмний код, асинхронна машина, асинхронний генератор, вентиляно-конденсаторне збудження, автономна електроенергетична установка.

Вступ. До асинхронних машин (АМ) з двома відокремленими обмотками статора завжди був підвищений інтерес. Це стосується як автономних асинхронних генераторів (АГ) з вентиляним і вентиляно-конденсаторним збудженням (відповідно АГ з ВЗ і АГ з ВКЗ) [1-3], так і асинхронних двигунів (АД). На практиці АМ з числом статорних обмоток більше ніж дві використовуються дуже рідко. Вісі статорних обмоток у просторі триобмоткової АМ (дві статорних і одна роторна обмотки) можуть як збігатися, так і бути зсунутими на деякий кут. Останній варіант доцільний у разі підключення до обох обмоток вентиляних перетворювачів (ВП), які працюють з метою покращення гармонічного складу вихідної напруги генератора та напруги живлення двигуна з часовим зсувом по керуванню [1]. В АД обидві статорні обмотки повинні мати однакову кількість полюсів і живитися від різних трифазних електричних мереж однакової частоти, що дає змогу отримувати на валу двигуна сумарний електромагнітний момент і механічну потужність, а у разі виходу з ладу однієї з мереж живлення двигун продовжує працювати з відповідним навантаженням, що забезпечує надійність роботи приводних механізмів. Крім цього в АД з двома статорними обмотками забезпечується зниження потужності фази, підвищується енергоефективність, появляється можливість багаторівневого керування. Триобмоткові АГ забезпечують на виході змінні напруги різної величини, а у разі використання двох ВП і постійній нарузі проявляють стійкість у динамічних і аварійних режимах. У разі підключення до однієї обмотки ВП, а до іншої – конденсаторів забезпечується як вентиляне, так і конденсаторне збудження, що знижує вартість ВП. За такого розміщення конденсаторів і ВП на обмотках зменшується вплив різних принципів збудження один на одного та забезпечується можливість здійснити початкове конденсаторне збудження. Інші важливі показники АГ з двома обмотками статора аналогічні вказаним для АД.

Під час дослідження режимів роботи АМ з двома обмотками статора значну увагу приділено математичному моделюванню, в рамках якого розроблено їхні математичні моделі. В [2] розглянуто автономний АГ з двома обмотками статора, математичну модель якого отримано з використанням ортогональних координат dq без зсуву обмоток в просторі. До однієї обмотки цього АГ підключений напівпровідниковий регулятор реактивної потужності, до іншої – конденсатори і навантаження. В [4] розглянуто dq -модель шестифазної АМ, яка фактично є машиною з двома статорними обмотками. Відомі інші наукові праці, в яких розглядаються шестифазні та n -фазні АМ, в тому числі математичні моделі електроприводів з такими АМ, в dq -системі координат [5-7].

Використання диференціальних рівнянь АМ в системі координат dq не дає змоги отримати високу ступінь адекватності результатів реальним електромагнітним процесам за несиметричних навантажень генераторів і несиметрії за фазами вентильно-конденсаторної системи збудження. Вентильні перетворювачі систем збудження і за симетричного навантаження створюють несиметрію в колах статора. Тому для моделювання АМ доцільно використовувати її рівняння в реальних фазних координатах статора. Використання цих координат істотно спрощує процедуру об'єднання моделей АМ і ВП порівняно з використанням системи координат dq .

На сьогодні вже наявні математичні моделі АМ з двома обмотками на статорі (АМзДОС) в фазних координатах статора. В [8] наведено математичну модель, яка призначена для аналізу режимів роботи електроприводів (ЕП) агрегатів власних потреб (АВП) електростанцій (димотягів та ін.). Такі ЕП дають змогу регулювати продуктивність АВП зміною частоти обертання АМ перемиканням на обмотку статора з іншою кількістю полюсів.

В математичній моделі АГ з двома обмотками на статорі в фазних координатах [1] враховано тільки одне взаємне розміщення цих обмоток – кут зсуву між ними в просторі дорівнює нулю градусів. Таке вихідне допущення стосовно взаємного розміщення в просторі двох обмоток статора АГ створює істотні обмеження стосовно можливості вивчення та аналізу закономірностей електромагнітних та електромеханічних (ЕМ і ЕМХ) процесів, які відбуваються в такому АГ, в контексті впливу значення кута між обмотками на перебіг цих процесів, адже виконання таких досліджень та аналіз їхніх результатів в літературних джерелах ще не зафіксовано.

Математичну модель [9] розроблено виходячи з припущення, що взаємний кут зсуву двох обмоток статора АМ має лише одне значення, яке дорівнює 30° . Вона не враховує нелінійність електромагнітних зв'язків. Модель в її остаточному варіанті подається в ортогональних обертових координатах (x, y) , що абсолютно однозначно є недоцільно через зниження рівня адекватності моделі, бо математичні моделі, створені в таких абстрактних координатах як (x, y) чи (d, q) , не дають змоги, на що було вказано раніше, враховувати несиметричність електричних контурів обмоток статора. Це дає підставу стверджувати, що розробка математичної моделі АМзДОС з врахуванням кута їх взаємного зсуву є актуальною науково-практичною проблемою.

Метою роботи є розроблення вдосконаленої математичної моделі триобмоткової АМ в фазних координатах статора та її тестування на придатність враховувати кут зсуву в просторі статорних обмоток та одночасне їхнє живлення під час роботи машини в режимі двигуна.

Виклад основного матеріалу. Математичну модель АМзДОС розробимо на базі теорії математичного моделювання електромашино-вентильних систем (ЕМВС) [10] з використанням базових положень [11] та математичних моделей електричних мереж і вимикачів [8]. Цю модель побудуємо за модульним принципом [10], відповідно до якого вона формується у вигляді багатополюсника, який слугує структурним елементом математичної моделі довільної ЕМВС, в тому числі і АГ з ВЗ і ВКЗ.

Сама математична модель АМзДОС є системою диференціальних рівнянь у фазних координатах, яка окрім кута зсуву в просторі обмоток статора дає змогу врахувати несиметричність та електромагнітні зв'язки всіх контурів обмоток, а також вплив на перебіг ЕМіЕМХ процесів, які відбуваються в АМ, з боку інших структурних елементів ЕМВС, до якої входять машина.

З метою перевірки придатності математичної моделі для аналізу процесів в АМзДОС, враховуючи оборотність машини (здатність працювати в режимах двигуна та генератора), виконаємо цей аналіз для електротехнічного комплексу (ЕТК), електричну схему якого зображено на рис. 1.

На рис. 1 написами M_1, M_2 позначено першу та другу трифазні електричні мережі; V_1, V_2 – перший та другий трифазні вимикачі, а літерою D – АМзДОС. Літерами E, i, φ позначено електрорушійні сили (ЕРС), струми та потенціали, а у верхньому індексі при них в круглих дужках позначено належність певних координат до першого чи другого з однотипових структурних елементів

(мереж та вимикачів). Числами в нижніх індексах потенціалів φ позначено номери незалежних вузлів (0 стосується залежних вузлів), а в ЕРС і струмах порядкові номери цих координат в межах кожного із структурних елементів. Літерами M, B, D в нижніх індексах струмів позначено належність до зовнішніх струмів електричних мереж, вимикачів та АМЗДОС. Літерами E та K в нижніх індексах позначені внутрішні струми електричних мереж та вимикачів, а індексами S та R – належність до внутрішніх струмів статора та ротора АМЗДОС.

Отже, математичною моделлю ЕТК на базі АМЗДОС є система диференціальних рівнянь електричного стану для схеми рис. 1, яка описує електромагнітні процеси всієї схеми, сумісно з диференціальним рівнянням механічного стану, яке описує електромеханічні процеси, що відбуваються в АМЗДОС. Система диференціальних рівнянь електричного стану записана у фазних координатах і разом з диференціальним рівнянням механічного стану орієнтована на явні методи чисельного інтегрування. Кожен із структурних елементів схеми рис. 1 представлений рівняннями зовнішніх гілок багатополуєсника, записаними за другим законом Кірхгофа, які згідно з [10] для кожного структурного елемента схеми рис. 1 мають такий вигляд:

$$p i_j + G_j \cdot \varphi_j + C_j = 0 \quad (j = M1, M2, B1, B2, D), \quad (1)$$

де $p = d/dt$ – оператор диференціювання за часом t ; i_j – вектор струмів зовнішніх гілок; G_j – матриця коефіцієнтів; φ_j – вектор потенціалів зовнішніх вузлів; C_j – вектор вільних членів j -го структурного елемента схеми рис. 1.

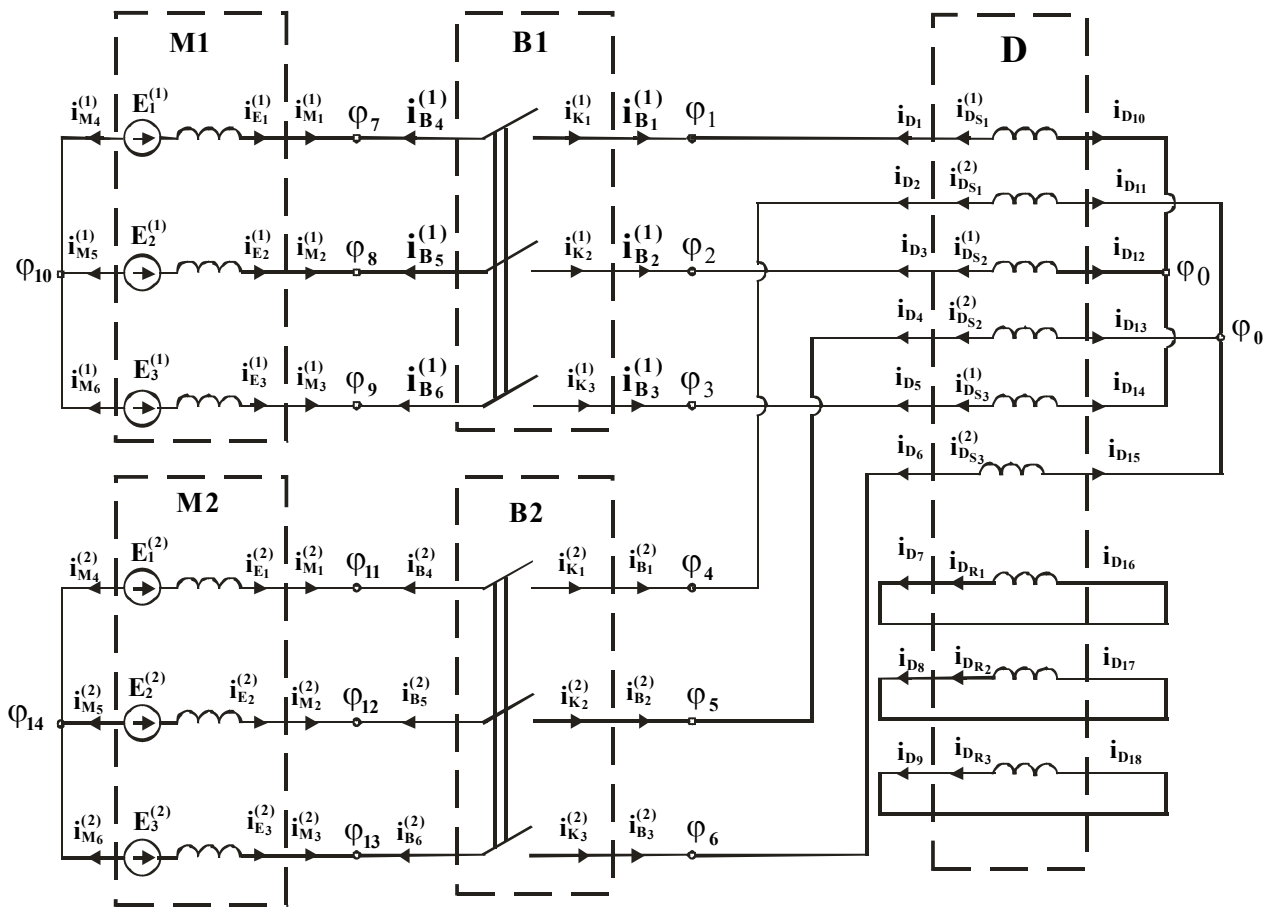


Рис. 1

З погляду наукової новизни однозначно очевидно, що принципово важливо максимально докладно розглянути запропоновану математичну модель АМЗДОС. Отже, система диференціальних рівнянь зовнішніх гілок АМЗДОС в матричній формі має вигляд

$$p i_D + \Gamma_D \cdot \varphi_D + C_D = 0, \quad (2)$$

$$\text{де } i_D = (i_{D1}, i_{D2}, i_{D3}, i_{D4}, i_{D5}, i_{D6}, i_{D7}, i_{D8}, i_{D9}, i_{D10}, i_{D11}, i_{D12}, i_{D13}, i_{D14}, i_{D15}, i_{D16}, i_{D17}, i_{D18}) \quad (3)$$

– вектор струмів зовнішніх гілок;

$$\varphi_D = (\varphi_{D1}, \varphi_{D2}, \varphi_{D3}, \varphi_{D4}, \varphi_{D5}, \varphi_{D6}, \varphi_{D7}, \varphi_{D8}, \varphi_{D9}, \varphi_{D10}, \varphi_{D11}, \varphi_{D12}, \varphi_{D13}, \varphi_{D14}, \varphi_{D15}, \varphi_{D16}, \varphi_{D17}, \varphi_{D18}) \quad (4)$$

– вектор потенціалів зовнішніх вузлів;

$$\Gamma_D = \begin{bmatrix} L_D^{-1} & -L_D^{-1} \\ -L_D^{-1} & L_D^{-1} \end{bmatrix}; \quad C_D = \begin{bmatrix} L_D^{-1} \\ -L_D^{-1} \end{bmatrix} \cdot E_D \quad (5)$$

– матриця коефіцієнтів і вектор вільних членів, в яких

$$L_D = \begin{bmatrix} L_{S,S} & L_{S,R} \\ L_{R,S} & L_{R,R} \end{bmatrix} \quad (6)$$

– матриця індуктивностей АМЗДОС, а $L_{S,S}, L_{S,R}, L_{R,S}, L_{R,R}$ – матриці: власних індуктивностей контурів статора, взаємних індуктивностей між контурами статора і ротора, взаємних індуктивностей між контурами ротора і статора та матриця власних індуктивностей контурів ротора, відповідно.

Матриці $L_{S,S}, L_{S,R}, L_{R,S}, L_{R,R}$ мають таку структуру

$$L_{S,S} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} L_1^{(1)} \cdot & L_1^{(1)} \cdot & L_1^{(1)} \cdot & L_1^{(1)} \cdot & L_1^{(1)} \cdot & L_1^{(1)} \cdot \\ \cdot \cos(0) + & \cdot \cos(-\alpha) + & \cdot \cos(-\rho) + & \cdot \cos(-\alpha - \rho) + & \cdot \cos(-2\rho) + & \cdot \cos(-\alpha - 2\rho) + \\ + L_{02}^{(1)} & + L_{02}^{(1)} & + L_{02}^{(1)} & + L_{02}^{(1)} & + L_{02}^{(1)} & + L_{02}^{(1)} \\ L_1^{(2)} \cdot & L_1^{(2)} \cdot & L_1^{(2)} \cdot & L_1^{(2)} \cdot & L_1^{(2)} \cdot & L_1^{(2)} \cdot \\ \cdot \cos(-\alpha - 2\rho) + & \cdot \cos(0) + & \cdot \cos(-\alpha) + & \cdot \cos(-\rho) + & \cdot \cos(-\alpha - \rho) + & \cdot \cos(-2\rho) + \\ + L_{02}^{(2)} & + L_{02}^{(2)} & + L_{02}^{(2)} & + L_{02}^{(2)} & + L_{02}^{(2)} & + L_{02}^{(2)} \\ L_1^{(1)} \cdot & L_1^{(1)} \cdot & L_1^{(1)} \cdot & L_1^{(1)} \cdot & L_1^{(1)} \cdot & L_1^{(1)} \cdot \\ \cdot \cos(-2\rho) + & \cdot \cos(-\alpha - 2\rho) + & \cdot \cos(0) + & \cdot \cos(-\alpha) + & \cdot \cos(-\rho) + & \cdot \cos(-\alpha - \rho) + \\ + L_{02}^{(1)} & + L_{02}^{(1)} & + L_{02}^{(1)} & + L_{02}^{(1)} & + L_{02}^{(1)} & + L_{02}^{(1)} \\ L_1^{(2)} \cdot & L_1^{(2)} \cdot & L_1^{(2)} \cdot & L_1^{(2)} \cdot & L_1^{(2)} \cdot & L_1^{(2)} \cdot \\ \cdot \cos(-\alpha - \rho) + & \cdot \cos(-2\rho) + & \cdot \cos(-\alpha - 2\rho) + & \cdot \cos(0) + & \cdot \cos(-\alpha) + & \cdot \cos(-\rho) + \\ + L_{02}^{(2)} & + L_{02}^{(2)} & + L_{02}^{(2)} & + L_{02}^{(2)} & + L_{02}^{(2)} & + L_{02}^{(2)} \\ L_1^{(1)} \cdot & L_1^{(1)} \cdot & L_1^{(1)} \cdot & L_1^{(1)} \cdot & L_1^{(1)} \cdot & L_1^{(1)} \cdot \\ \cdot \cos(-\rho) + & \cdot \cos(-\alpha - \rho) + & \cdot \cos(-2\rho) + & \cdot \cos(-\alpha - 2\rho) + & \cdot \cos(0) + & \cdot \cos(-\alpha) + \\ + L_{02}^{(1)} & + L_{02}^{(1)} & + L_{02}^{(1)} & + L_{02}^{(1)} & + L_{02}^{(1)} & + L_{02}^{(1)} \\ L_1^{(2)} \cdot & L_1^{(2)} \cdot & L_1^{(2)} \cdot & L_1^{(2)} \cdot & L_1^{(2)} \cdot & L_1^{(2)} \cdot \\ \cdot \cos(-\alpha) + & \cdot \cos(-\rho) + & \cdot \cos(-\alpha - \rho) + & \cdot \cos(-\alpha - 2\rho) + & \cdot \cos(-\alpha - 2\rho) + & \cdot \cos(0) + \\ + L_{02}^{(2)} & + L_{02}^{(2)} & + L_{02}^{(2)} & + L_{02}^{(2)} & + L_{02}^{(2)} & + L_{02}^{(2)} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

де

$$L_1^{(1)} = (L_m^{(1)} + L_\sigma^{(1)}), \quad L_{02}^{(1)} = \frac{L_0^{(1)}}{2}, \quad L_1^{(2)} = (L_m^{(2)} + L_\sigma^{(2)}), \quad L_{02}^{(2)} = \frac{L_0^{(2)}}{2}, \quad (8)$$

а $L_m^{(1)}, L_\sigma^{(1)}, L_0^{(1)}, L_m^{(2)}, L_\sigma^{(2)}, L_0^{(2)}$ – взаємоіндуктивність, індуктивність розсіювання та індуктивність нульової послідовності першої та другої обмоток статора; α – кут між обмотками статора в просторі, $\rho = \pi \cdot 2/3$

$$L_{R,R} = \frac{2}{3 \cdot K_i^2} \cdot \begin{bmatrix} L_R + \frac{L_{0R}}{2} & \frac{-L_R + L_{0R}}{2} & \frac{-L_R + L_{0R}}{2} \\ \frac{-L_R + L_{0R}}{2} & L_R + \frac{L_{0R}}{2} & \frac{-L_R + L_{0R}}{2} \\ \frac{-L_R + L_{0R}}{2} & \frac{-L_R + L_{0R}}{2} & L_R + \frac{L_{0R}}{2} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

де $L_R = L_m^{(1)} + L_m^{(2)} + L_{\sigma R}$, а $L_{\sigma R}, L_{0R}$ – індуктивність розсіювання та індуктивність нульової послідовності ротора, приведені до обмотки статора; $K_i = (K^{(1)} + K^{(2)})/2$, а $K^{(1)}, K^{(2)}$ – відношення кількості витків першої та другої обмоток статора до кількості витків обмотки ротора.

$$L_{S,R} = \begin{bmatrix} a^{(1)} \cdot \cos \gamma^{(1)} & a^{(1)} \cdot \cos(\gamma^{(1)} - \rho) & a^{(1)} \cdot \cos(\gamma^{(1)} - 2 \cdot \rho) \\ a^{(2)} \cdot \cos(\gamma^{(2)} - 2 \cdot \rho)^{(2)} & a^{(2)} \cdot \cos \gamma^{(2)} & a^{(2)} \cdot \cos(\gamma^{(2)} - \rho)^{(2)} \\ a^{(1)} \cdot \cos(\gamma^{(1)} - 2 \cdot \rho) & a^{(1)} \cdot \cos \gamma^{(1)} & a^{(1)} \cdot \cos(\gamma^{(1)} - \rho) \\ a^{(2)} \cdot \cos(\gamma^{(2)} - \rho) & a^{(2)} \cdot \cos(\gamma^{(2)} - 2 \cdot \rho) & a^{(2)} \cdot \cos \gamma^{(2)} \\ a^{(1)} \cdot \cos(\gamma^{(1)} - \rho) & a^{(1)} \cdot \cos(\gamma^{(1)} - 2 \cdot \rho) & a^{(1)} \cdot \cos \gamma^{(1)} \\ a^{(2)} \cdot \cos \gamma^{(2)} & a^{(2)} \cdot \cos(\gamma^{(2)} - \rho) & a^{(2)} \cdot \cos(\gamma^{(2)} - 2 \cdot \rho) \end{bmatrix}, \quad (10)$$

де $a^{(1)} = (2 \cdot L_m^{(1)}) / (3 \cdot K^{(1)})$, $a^{(2)} = (2 \cdot L_m^{(2)}) / (3 \cdot K^{(2)})$.

Матриця $L_{R,S}$ є транспонованою стосовно матриці $L_{S,R}$ ($L_{R,S} = L_{S,R}^t$).

Вектор E_D з (5) має таку структуру $E_D = R_D \cdot i_D + L'_D \cdot \dot{i}_D$, де $R_D = \text{diag}(R_{D_{S_1}}^{(1)}, R_{D_{S_1}}^{(2)}, R_{D_{S_2}}^{(1)}, R_{D_{S_2}}^{(2)}, R_{D_{S_3}}^{(1)}, R_{D_{S_3}}^{(2)}, R_{D_{R_1}}, R_{D_{R_2}}, R_{D_{R_3}})$ – діагональна матриця активних опорів контурів статора і ротора, $i_D = (i_{D_{S_1}}^{(1)}, i_{D_{S_1}}^{(2)}, i_{D_{S_2}}^{(1)}, i_{D_{S_2}}^{(2)}, i_{D_{S_3}}^{(1)}, i_{D_{S_3}}^{(2)}, i_{D_{R_1}}, i_{D_{R_2}}, i_{D_{R_3}})$ – вектор струмів контурів статора і ротора АМЗДОС, а матриця L'_D має таку структуру $L'_D = \begin{bmatrix} 0 & L'_{S,R} \\ L'_{R,S} & 0 \end{bmatrix}$, в якій матриця $L'_{S,R}$ є похідною матриці $L_{S,R}$ (10) за кутами повороту ротора $\gamma_D^{(1)}$, $\gamma_D^{(2)}$ стосовно обмоток статора та має такий вигляд:

$$L'_{S,R} = \begin{bmatrix} b^{(1)} \cdot \sin \gamma^{(1)} & b^{(1)} \cdot \sin(\gamma^{(1)} - \rho) & b^{(1)} \cdot \sin(\gamma^{(1)} - 2 \cdot \rho) \\ b^{(2)} \cdot \sin(\gamma^{(2)} - 2 \cdot \rho)^{(2)} & b^{(2)} \cdot \sin \gamma^{(2)} & b^{(2)} \cdot \sin(\gamma^{(2)} - \rho)^{(2)} \\ b^{(1)} \cdot \sin(\gamma^{(1)} - 2 \cdot \rho) & b^{(1)} \cdot \sin \gamma^{(1)} & b^{(1)} \cdot \sin(\gamma^{(1)} - \rho) \\ b^{(2)} \cdot \sin(\gamma^{(2)} - \rho) & b^{(2)} \cdot \sin(\gamma^{(2)} - 2 \cdot \rho) & b^{(2)} \cdot \sin \gamma^{(2)} \\ b^{(1)} \cdot \sin(\gamma^{(1)} - \rho) & b^{(1)} \cdot \sin(\gamma^{(1)} - 2 \cdot \rho) & b^{(1)} \cdot \sin \gamma^{(1)} \\ b^{(2)} \cdot \sin \gamma^{(2)} & b^{(2)} \cdot \sin(\gamma^{(2)} - \rho) & b^{(2)} \cdot \sin(\gamma^{(2)} - 2 \cdot \rho) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

де $b^{(1)} = (2 \cdot L_m^{(1)} \cdot \omega_D \cdot p_0^{(1)}) / (3 \cdot K^{(1)})$, $b^{(2)} = (2 \cdot L_m^{(2)} \cdot \omega_D \cdot p_0^{(2)}) / (3 \cdot K^{(2)})$, а $\omega_D, p_0^{(1)}, p_0^{(2)}$ – механічна частота обертання ротора та кількість пар полюсів першої та другої обмоток статора, відповідно. Матриця $L'_{R,S}$ є транспонованою стосовно матриці $L'_{S,R}$.

Математичні моделі решти структурних елементів значно простіші, але мають аналогічну структуру.

Алгоритм розрахунку електромагнітних процесів ЕТК на базі АМЗДОС передбачає такі основні дії:

- 1) ввід вхідних даних структурних елементів, на підставі яких формуються коефіцієнти їхніх зовнішніх рівнянь;
- 2) ввід початкових умов, вектора (13);
- 3) з коефіцієнтів зовнішніх рівнянь виду (1) і матриць інцидентії структурних елементів формується загальна система рівнянь електричного стану в базисі потенціалів незалежних вузлів схеми рис. 1, яка має такий вигляд

$$A \cdot \varphi + B = 0, \quad (12)$$

де A – матриця коефіцієнтів; φ – вектор потенціалів незалежних вузлів схеми рис. 1; B – вектор вільних членів;

- 4) на зворотному ході на підставі вектора потенціалів зовнішніх вузлів схеми φ , отриманого розв'язком системи (12), з рівнянь типу (1) та (2) визначаються вектори похідних координат (вектори

інтегрування) структурних елементів, які входять до системи диференціальних рівнянь під знаком похідної (струми внутрішніх гілок структурних елементів, електричні кути повороту та механічна частота обертання ротора), з яких формується повний вектор інтегрування $pV=dV/dt$, останній елемент якого дорівнює 1 ($pV_{nv}=1$). Сам вектор V слугує як початковими умовами, так і результатом інтегрування системи диференціальних рівнянь водночас та називається вектором інтегрованих змінних і має структуру

$$V = (i_{D_{S1}}^{(1)}, i_{D_{S1}}^{(2)}, i_{D_{S2}}^{(1)}, i_{D_{S2}}^{(2)}, i_{D_{S3}}^{(1)}, i_{D_{S3}}^{(2)}, i_{D_{R1}}, i_{D_{R2}}, i_{D_{R3}}, \gamma_D^{(1)}, \gamma_D^{(2)}, \omega_D, i_{K1}^{(1)}, i_{K2}^{(1)}, i_{K3}^{(1)}, i_{K1}^{(2)}, i_{K2}^{(2)}, i_{K3}^{(2)}, i_{E1}^{(1)}, i_{E2}^{(1)}, i_{E3}^{(1)}, i_{E1}^{(2)}, i_{E2}^{(2)}, i_{E3}^{(2)}, t); \quad (13)$$

5) на підставі початкових умов, вектора V (13), кроку інтегрування Δt та вектора інтегрування $pV=dV/dt$ одним із явних методів чисельного інтегрування визначається нове значення вектора V (13) на поточному кроці, які слугують і результатом моделювання, і початковими умовами для наступного кроку інтегрування;

б) результати інтегрування виводяться у файл інформації;

7) цей процес виконується до виходу поточного часу інтегрування t за межі заданого кінцевого часу інтегрування t_k ($t \leq t_k$).

На підставі наведеної вище математичної моделі та алгоритму розроблено програмний код для комп'ютерного моделювання ЕМ і ЕМХ процесів, які відбуваються в ЕТК на базі АМЗДОС. Вимоги, які поставлені в [1] як до АМЗДОС, так і до її математичної моделі, полягають в отриманні індукованих фазних напруг у неробочій обмотці (на яку напруга від своєї мережі не подається), зсунутих на кут $\alpha \neq 0$ стосовно цих же напруг для $\alpha=0$. З метою тестування як математичної моделі, так і програмного коду на предмет відповідності базовим функціям АМЗДОС виконано моделювання таких режимів роботи:

1) на першу обмотку статора АМЗДОС вимикачем В1 подавалася напруга від мережі М1 за розімкненого вимикача В2, що дало змогу отримати індуквані в другій обмотці фазні напруги в режимі її неробочого ходу включно з всіма іншими координатами схеми рис. 1 (струмами, напругами і т. ін.) для низки заданих значень кута α зсуву між обмотками статора;

2) аналогічне моделювання виконано для під'єднаної до мережі М2 другої обмотки та відімкненої першої;

3) виконано моделювання за пунктами 1) та 2) в режимі почергової роботи обмоток статора на статичне навантаження (замість неробочого ходу), яке тут моделюється електричними мережами з нульовим значення їхніх ЕРС та відповідними статичному навантаженню параметрами (фазними індуктивністю та активним опором);

Виходячи з поставленої задачі, критично важливо отримати фазні напруги в неробочій обмотці, які індукуються струмами підключеної до мережі обмотки, та перевірити на предмет зсуву цих напруг за фазою на величину заданого значення кута взаємного зсуву статорних обмоток ($\alpha \neq 0^\circ$) стосовно фази цих же напруг за відсутності зсуву обмоток статора ($\alpha=0^\circ$).

Нижче наведено результати комп'ютерного моделювання електромагнітних процесів ЕТК на базі АМЗДОС з активною (увімкненою на мережу М1) першою та відімкненою від мережі М2 другою обмотками статора. На рис. 2 зображено розрахункові залежності напруги $u_1^{(1*)} = \varphi_1$ першої фази (фази

А) першої обмотки та напруги $u_1^{(2)} = \varphi_4$ першої фази другої обмотки статора АМЗДОС для кута $\alpha=90^\circ$.

Зіркою у верхньому індексі позначено активну (під напругою) фазу. З цього рисунку виразно видно, що фази цих двох напруг відрізняються на величину кута $\alpha=90^\circ$. На рис. 3 зображено розрахункові залежності миттєвої фазної напруги першої фази другої обмотки

$u_{10^\circ}^{(2)} = \varphi_{40^\circ}$, $u_{90^\circ}^{(2)} = \varphi_{490^\circ}$, $u_{180^\circ}^{(2)} = \varphi_{4180^\circ}$, $u_{270^\circ}^{(2)} = \varphi_{4270^\circ}$, $u_{360^\circ}^{(2)}$ для таких значень кута α : $\alpha=0^\circ$, $\alpha=90^\circ$, $\alpha=180^\circ$, $\alpha=270^\circ$, $\alpha=360^\circ$. Характер кривих на рис. 3 виразно відображає динаміку зсуву фази напруги другої обмотки в процесі зміни кута α в межах від 0° до 360° , що однозначно відповідає фізиці електромагнітних процесів, які відбуваються в АМЗДОС, та виразно вказує на відповідність вимогам, що ставляться в [1] як до самої АМЗДОС, так і до її математичної моделі.

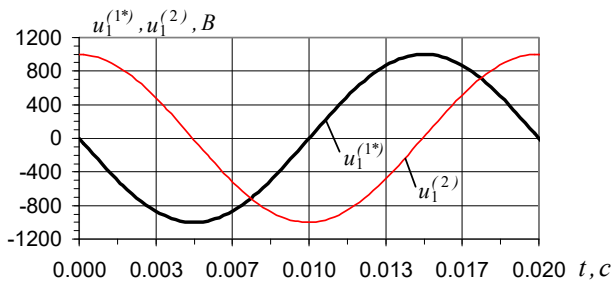


Рис. 2

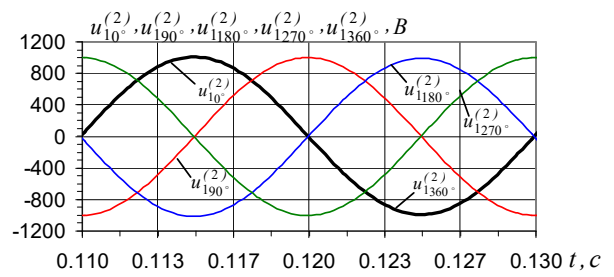


Рис. 3

Аналогічно виконано комп'ютерне моделювання електромагнітних процесів, які відбуваються в ЕТК на базі АМЗДОС з активною (увімкненою на мережу М2) другою та відімкненою від мережі М1 першою обмотками статора. На рис. 4 зображено розрахункові залежності напруги $u_1^{(1)} = \varphi_1$ першої фази першої обмотки та напруги $u_1^{(2*)} = \varphi_4$ першої фази другої обмотки статора АМЗДОС для кута $\alpha=90^\circ$. Характер кривих на цьому рисунку також вказує на те, що фази цих двох напруг відрізняються на величину кута $\alpha=90^\circ$.

На рис. 5 зображено розрахункові залежності фазної напруги першої фази першої обмотки $u_{10}^{(1)} = \varphi_{10}$, $u_{190}^{(1)} = \varphi_{190}$, $u_{1180}^{(1)} = \varphi_{1180}$, $u_{1270}^{(1)} = \varphi_{1270}$, $u_{1360}^{(1)}$ також для таких самих значень кута α : $\alpha=0^\circ$, $\alpha=90^\circ$, $\alpha=180^\circ$, $\alpha=270^\circ$, $\alpha=360^\circ$.

Як і на рис. 3, характер кривих на рис. 5 аналогічно відображає динаміку зсуву фази напруги першої обмотки в процесі зміни кута α в межах від 0° до 360° , що також відповідає фізиці електромагнітних процесів, які відбуваються в АМЗДОС. Характер кривих фазних напруг на рис. 3 та рис. 5 відрізняється лише напрямком зсуву фаз напруг, який є протилежним. Це пояснюється тим, що відлік кута α ведеться від першої обмотки, але він є протилежним, якщо робити його від другої обмотки.

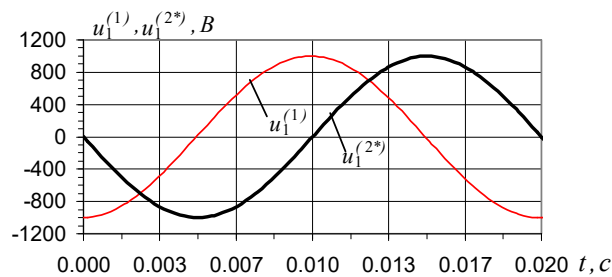


Рис. 4

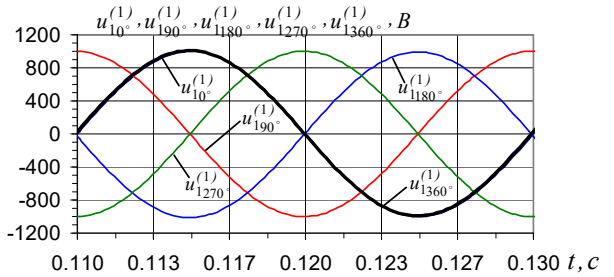


Рис. 5

Статорні обмотки можуть бути підключеними кожна до своєї окремої трифазної електричної мережі живлення відповідними вимикачами (рис. 1) в довільній комбінації. Це означає, що АДЗДОС може працювати як з довільною однією, так і з двома одночасно увімкненими обмотками статора. В математичній моделі електротехнічного комплексу за схемою рис. 1 передбачена також можливість розімкненого стану обох вимикачів В1 і В2. В цьому разі обидві обмотки статора відімкнені, що означає вимкнення двигуна взагалі.

Для моделювання ЕМІЕМХ процесів, які відбуваються в АДЗДОС, що працює в складі ЕТК за схемою рис. 1, прийемо такий режим роботи АДЗДОС, який визначається заданими графіками стану вимикачів В1, В2. В цьому контексті графік стану вимикача В1 першої обмотки статора АДЗДОС описується ступінчатою функцією перемикавання, зображеною на рис. 6, де по осі абсцис t відкладено поточний час в секундах, а по осі ординат – ступінчата функція перемикавання, яка може набувати значення одиниці “1” або нуля “0”, що відповідає увімкненому або вимкненому стану вимикача В1.

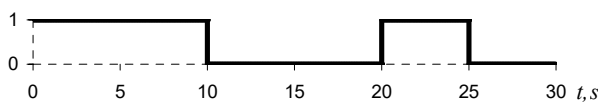


Рис. 6

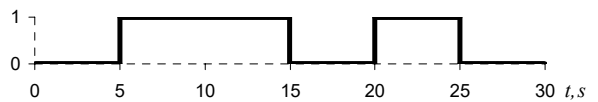


Рис. 7

Аналогічно на рис. 7 зображено графік стану вимикача В2 другої обмотки статора АДзДОС. З цих графіків видно, що на двох проміжках часу від 5 до 10 та від 20 до 25 секунд в робочому стані

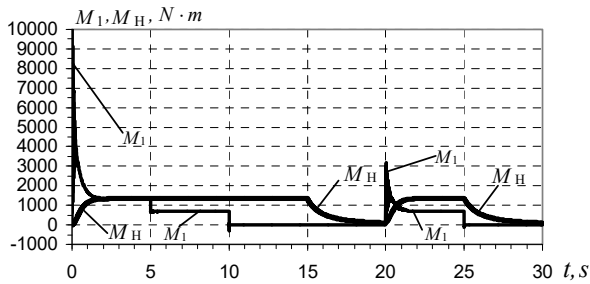


Рис. 8

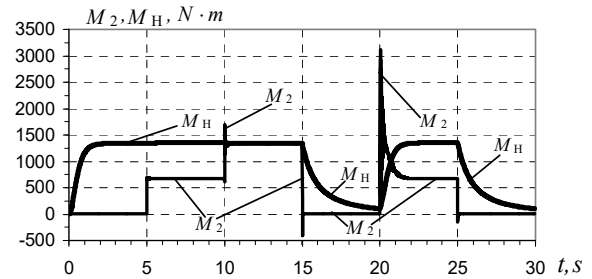


Рис. 9

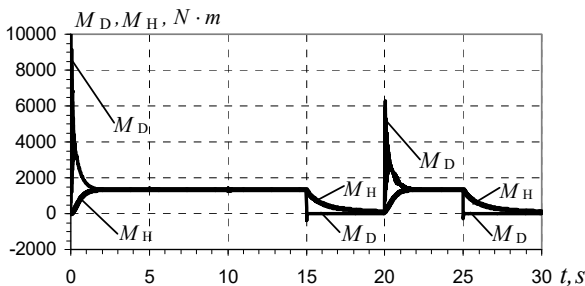


Рис. 10

перебувають одночасно обидві статорні обмотки, а на двох інших проміжках часу від 15 до 20 та від 25 до 30 секунд обидва вимикачі розімкнені, що означає відключення двигуна взагалі. Прийнято також, що АДзДС приводить в рух механізм з вентиляторною характеристикою. З погляду практики це актуально для агрегатів власних потреб теплових електростанцій.

Результатом моделювання слугують розрахункові залежності від часу t електромагнітних моментів M_1 , M_2 АДзДОС,

отриманих від кожної з двох обмоток статора та сумарного електромагнітного моменту двигуна $M_D = M_1 + M_2$, а також механічного моменту опору виконавчого агрегату M_H . Загалом до результатів математичного моделювання входять і всі решті координати АМзДОС: розрахункові залежності від часу t фазних струмів обмоток статора та їхніх зображувальних векторів (амплітуд), фазних струмів ротора, фазних напруг статора і ротора та їхніх зображувальних векторів, а також електричного кута та механічної кутової частоти обертання ротора. В наведених нижче результатах моделювання акцентуємо увагу лише на електромеханічних координатах: M_1 , M_2 , $M_D = M_1 + M_2$ та M_H .

На рис. 8 зображено: M_1 – електромагнітний момент від I-ої обмотки статора (тонша лінія) та M_H – механічний момент опору АДзДОС (товстіша лінія), а на рис. 9: M_2 – електромагнітний момент від II-ї обмотки статора (тонша лінія) та M_H – механічний момент опору АДзДОС (товстіша лінія). Аналогічно на рис. 10: M_D – сумарний електромагнітний момент від I-ої та II-ї обмоток статора (тонша лінія) та M_H – механічний момент опору АДзДОС (товстіша лінія).

На кожному з цих трьох графіків окрім відповідних електромагнітних моментів виведено ще й M_H – момент механічного навантаження (опору). Це дає змогу відобразити замкнуту механічну систему двигун–привідний механізм та докладніше проілюструвати закономірності перебігу електромеханічних процесів.

Характерною особливістю закономірностей перебігу електромеханічних процесів, які відбуваються в АДзДОС, є те, що механічний момент опору двигуна M_H урівноважується сумарним електромагнітним моментом M_D незалежно від того чи увімкнена одна з двох обмоток статора, чи обидві одночасно, що виразно ілюструють результати математичного експерименту, зображених на рис. 8–10. Моделювання за одночасного ввімкнення двох обмоток на мережу проведено за нульового зсуву їх у просторі. У цьому випадку загальний електромагнітний момент АДзДОС дорівнює арифметичній сумі моментів окремих обмоток, що спрощує аналіз результатів моделювання. У випадку зсуву обмоток в просторі на кут, який відмінний від нульового значення, складові моменту додаються геометрично.

Висновки.

1. Розроблено вдосконалену математичну модель триобмоткової асинхронної машини з двома обмотками на статорі як структурного елемента систем електроприводу та АГ з вентиляним і вентиляно-ємнісним збудженням для автономної електроенергетичної установки. В математичній моделі враховано наявність кута зсуву у просторі між двома обмотками статора в діапазоні від 0° до 360° , їхнє одночасне живлення та інші найважливіші чинники, що впливають на перебіг

електромагнітних і електромеханічних процесів, які відбуваються в цій машині: нелінійність електромагнітних зв'язків її контурів та їхня несиметричність, а також взаємний вплив структурних елементів ЕТК, до якого входить ця асинхронна машина.

2. Математична модель є єдиною системою диференціальних рівнянь електричного стану у фазних координатах, орієнтованою на явні методи чисельного інтегрування, яка дає змогу моделювати динамічні та усталені електромагнітні й електромеханічні процеси, які відбуваються в АМзДОС під час її роботи в симетричних та несиметричних режимах. Модель розроблена за модульним принципом та придатна для її використання у готовому вигляді як структурного елемента довільного ЕТК.

3. На базі математичної моделі АМзДОС розроблено програмний код і самої машини, і відповідного ЕТК, до складу якого вона входить, що дає змогу виконувати комп'ютерне моделювання режимів її роботи.

4. За допомогою розробленого програмного коду виконано комп'ютерне тестування на предмет врахування кута зсуву між обмотками статора і одночасного їхнього живлення. На підставі результатів комп'ютерного моделювання встановлено, що струми однієї з обмоток статора індукують у другій обмотці статора електрорушійні сили, фази яких відрізняються на кут зсуву між обмотками статора, що однозначно вказує на придатність математичної моделі АМзДОС точно враховувати кут зсуву між обмотками статора.

Роботу виконано за держбюджетною темою "Розвиток теоретичних засад створення та розроблення засобів підвищення енергоефективності та надійності комбінованих систем електроживлення з різними типами генераторів при роботі в автономному режимі і на мережу» («Енергосист-3», державний реєстраційний номер 0121U100509, КПКВК 6541030).

1. Мазуренко Л.И., Лищенко А.И. Асинхронные генераторы с вентильным и вентильно-емкостным возбуждением для автономных энергоустановок. Киев: Наукова думка, 2011. 271 с.

2. Marouani K., Nounou K., Mohamed Benbouzid, Tabbache B., Alloui H. Control of a Power Generation System Based on a Dual Star Induction Generator. International Conference on *Renewable Energies and Power Quality (ICRE PQ-15)*, La Coruna, Spain, March 25-27, 2015. Pp. 1–5.

3. Lipo T.A. Dual stator winding induction machine drive. Patent WO1999049563A1, 1999.

4. Lipo T.A. A dq model for six phase induction machines. Proc. International Conference on *Electrical Machines (ICEM-80)*, Athens, Greece, 15-17 September 1980. Pp. 860–867.

5. Kundrotas B., Lisauskas S., Rinkeviciene R. Model of Multiphase Induction Motor. *Elektronika Ir Elektrotechnika*. 2011. Vol. 111. No 5. Pp. 111–114. DOI: <https://doi.org/10.5755/j01.eee.111.5.369>.

6. Singh G.K. Multi-phase induction machine drive research – A survey. *Electric Power Systems Research*. 2002. Vol. 61. No 2. Pp. 139–147. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0378-7796\(02\)00007-X](https://doi.org/10.1016/S0378-7796(02)00007-X).

7. Renukadevi G., Rajambal K. Generalized dq model of n-phase induction motor drive. *International Journal of Electrical Computer Energetic Electronic and Communication Engineering*. 2012. Vol. 6. No 9. Pp. 1066–1075.

8. Мазуренко Л.И., Василів К.М. Математична модель і режими роботи асинхронних двигунів власних потреб теплових електричних станцій. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 4. С. 79–83. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.079>.

9. Pienkowski K. Analysis and Control of Dual Stator Winding Induction Motor. *Archives of Electrical Engineering*. 2012. Vol. 61(3). Pp. 421–438. DOI: <https://doi.org/10.2478/v10171-012-0033-z>.

10. Плахтына Е.Г. Математическое моделирование электромашинно-вентильных систем. Львов: Вища школа. Изд-во при Львов. ун-те, 1986. 164 с.

11. Фильц Р.В. Математические основы теории электромеханических преобразователей. Киев: Наукова думка, 1979. 208 с.

IMPROVED MATHEMATICAL MODEL OF THREE-WINDING ASYNCHRONOUS MACHINE

L.I. Mazurenko¹, K.M. Vasylyv², O.V. Dzhura¹

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
56, Beresteyskyi Ave., Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: 3662491@gmail.com.

² Lviv polytechnic National university,
12, Bandera str., Lviv, 79013, Ukraine.

In phase coordinates, a mathematical model of a three-winding asynchronous machine with two windings on the stator as a structural element of electric drives and asynchronous generators with inverter and inverter-capacitor excitation for autonomous electric power plants, oriented to explicit methods of numerical integration of the system of differential equations, has been developed. The model takes into account the displacement angle between two stator windings in the range of 360° and other important factors affecting the course of electromagnetic processes occurring in the machine. On the basis of the mathematical model, a program code was developed as a means of computer verification of machine operation modes. The results of computer study performed with the help of the code confirm the suitability of the mathematical model of a three-winding asynchronous machine to take into account the influence of the displacement angle between the stator windings and their simultaneous and single power supply during the operation of the machine in motor mode. References 11, figures 10.

Key words: mathematical model, numerical methods, program code, asynchronous machine, asynchronous generator, inverter-capacitor excitation, autonomous electric power plant.

1. Mazurenko L.I., Lishchenko A.I. Asynchronous generators with inverter and inverter-capacitor excitation for autonomous power plants. Kyiv: Naukova Dumka, 2011. 271 p. (Rus).
2. Marouani K., Nounou K., Mohamed Benbouzid, Tabbache B., Alloui H. Control of a Power Generation System Based on a Dual Star Induction Generator. International Conference on *Renewable Energies and Power Quality* (ICRE PQ-15), La Coruna, Spain, March 25-27, 2015. Pp. 1–5.
3. Lipo T.A. Dual stator winding induction machine drive. Patent WO1999049563A1, 1999.
4. Lipo T.A. A dq model for six phase induction machines. Proc. International Conference on *Electrical Machines* (ICEM-80), Athens, Greece, 15-17 September 1980. Pp. 860–867.
5. Kundrotas B., Lisauskas S., Rinkeviciene R. Model of Multiphase Induction Motor. *Elektronika Ir Elektrotechnika*. 2011. Vol. 111. No 5. Pp. 111–114. DOI: <https://doi.org/10.5755/j01.eee.111.5.369>.
6. Singh G.K. Multi-phase induction machine drive research – A survey. *Electric Power Systems Research*. 2002. Vol. 61. No 2. Pp. 139–147. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0378-7796\(02\)00007-X](https://doi.org/10.1016/S0378-7796(02)00007-X).
7. Renukadevi G., Rajambal K. Generalized dq model of n-phase induction motor drive. *International Journal of Electrical Computer Energetic Electronic and Communication Engineering*. 2012. Vol. 6. No 9. Pp. 1066–1075.
8. Mazurenko L.I., Vasylyv K.M. Mathematical model and modes of operation of asynchronous motors of own needs of thermal power stations. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 4. Pp. 79–83. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.079>.
9. Pienkowski K. Analysis and Control of Dual Stator Winding Induction Motor. *Archives of Electrical Engineering*. Vol. 61(3). 2012. Pp. 421–438. DOI: <https://doi.org/10.2478/v10171-012-0033-z>
10. Plakhtyna E.G. Mathematical modeling of systems with electric machines and switching devices. Lviv: Vyscha shkola. Izdatelstvo pri Lvovskom universitete, 1986. 164 p. (Rus).
11. Filts R.V. Mathematical foundations of the theory of electromechanical converters. Kiyv: Naukova Dumka, 1979. 208 p. (Rus).

Надійшла 19.10.2022
Остаточний варіант 15.05.2023

ТРИСТУПЕНЕВА ЕЛЕКТРИЧНА МАШИНА З ВНУТРІШНІМ ТА ЗОВНІШНІМ РОТОРОМ: ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ПОКАЗНИКІВ КЕРОВАНОСТІ

І.С. Петухов*, докт. техн. наук, **В.Г. Кіреєв****, канд. техн. наук, **К.П. Акінін*****, докт. техн. наук, **В.А. Лавриненко**
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: igor_petu@ukr.net

Розглянуто дві структури електричних машин з трьома ступенями свободи обертального руху ротора – з зовнішнім та внутрішнім ротором, що утримується на внутрішньому кардановому підвісі. Для порівняльного аналізу обрано симетричну в трьох площинах магнітну систему і обґрунтовано такий вибір. Сформульовано обмеження, що дають змогу розглядати ротор як консервативну механічну систему, а також вважати магнітне поле в електричній машині магнітостатичним. Наведено математичні моделі обертального руху тіла з нерухомим центром мас, а також силової взаємодії магнітного поля постійного магніту, розташованого на роторі, та обмотки управління, розташованої на статорі. Проаналізовано особливості розподілу електромагнітних зусиль у обох структурах і показано більшу ефективність формування цих зусиль у структурі з внутрішнім ротором. Отримано вирази для складових електромагнітного моменту задля використання їх в інтерфейсі «COMSOL Multiphysics». Проаналізовано примусовий прецесійний рух для обох структур у випадку рівності радіусів обмоток управління і випадку однакових габаритів магнітних систем. Визначено, що структура із зовнішнім магнітопроводом здатна забезпечити на порядок меншу кутову швидкість прецесійного руху i , в той же час, настільки ж менший розмах нутації. Бібл. 14, рис. 6, табл. 1.

Ключові слова: триступенева електрична машина, гіростабілізація, електромагнітний момент управління, обмотка управління, прецесія, нутація.

Вступ. Триступенева електрична машина, точніше – електрична машина з триступеневим ротором (ЕМТР), це електромеханічний перетворювач, ротор якого має три ступені свободи. Він має змогу обертатися навколо однієї з осей, а також змінювати напрям цієї осі в двох кутових координатах [1]. Існує декілька виконань електромеханічних перетворювачів з такою властивістю ротора, які відрізняються за типом електромеханічного перетворення, структурою, механічним утриманням ротора. Створено та досліджено декілька виконань багатополосних триступневих двигунів, побудованих за кроковим принципом зі збудженням від постійних магнітів [2, 3, 4, 5], причому із зростанням потрібної точності зростало число полюсів та складність конструкції. Слід відмітити також триступневий виконавчий двигун, що побудований за принципом індукторної машини, за рахунок чого має дещо простішу конструкцію [6], ніж згадані вище. Серед машин розглянутого класу слід відмітити триступневий восьмиполосний виконавчий двигун для стабілізації образу об'єкту спостереження [7, 8], а також виконавчий двигун з двополюсним постійним магнітом на роторі з рідинним підвісом [9]. Відмінністю ЕМТР [1] від вже згаданих триступневих виконавчих двигунів є швидкообертаний ротор. Така особливість надає механічній системі властивості гіростабілізації, тобто спроможності не реагувати на зміну орієнтації у просторі об'єкту, на якому встановлена ЕМТР. Тому сфера застосування даного типу машин охоплює системи спостереження та стеження на рухомих об'єктах, які здатні швидко змінювати своє положення, в загальному випадку стохастично.

Характерною особливістю структури ЕМТР є наявність компактного карданового підвісу, розташованого у внутрішній порожнині ротора, який і забезпечує можливість зміни його орієнтації руху у двох додаткових кутових координатах [1]. На відміну від ЕМТР ротор традиційних механічних гіроскопів встановлюється на зовнішньому кардановому підвісі і для корекції напряму осі обертання використовує одновісні приводи по кожній з кутових координат. Таке технічне рішення постується рішенню із застосуванням ЕМТР за такими показниками як компактність, швидкодія, енергоспоживання. Дані роботи [1] свідчать, що за умов однакових масогабаритних показників обертальні моменти управління обертальним рухом навколо осей карданового підвісу ЕМТР у кілька разів біль-

ші і, відповідно, суттєво більша швидкодія. В разі порівняно близьких електромагнітних зусиль застосування ЕМТР дає змогу пропорційно зменшити енергоспоживання.

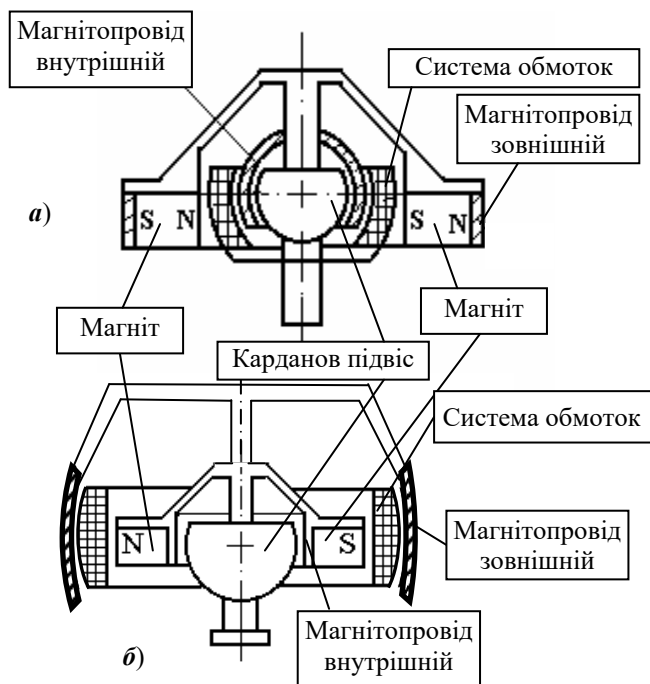


Рис. 1

момент інерції, потребує більших зусиль для корекції напрямку осі обертання і в той же час забезпечує кращу стабілізацію. Конструкція з внутрішнім ротором, здається, не має переваг: в неї менший момент інерції рухомих частин і менший об'єм постійного магніту. Але за відмови від зовнішнього магнітопроводу така структура стає технологічно простішою і дає змогу відвести більший об'єм під систему обмоток або збільшити діаметр внутрішнього ротору за умов збереження зовнішнього діаметру магнітної системи. Також розглянуті структури мають відмінності у розподілі потоків розсіювання. Потoki розсіювання наводять вихрові струми у електропровідних елементах конструкції, створюючи паразитні моменти, що порушують стабілізацію ротора. Тому внутрішній магнітопровід, що екранує карданів підвіс, обов'язково повинен бути присутнім у конструкції із зовнішнім ротором. В структурі з внутрішнім ротором відмова від зовнішнього магнітопроводу є можливою.

Хоча в роботі [1] структуру з внутрішнім ротором наведено без зовнішнього магнітопроводу, задля повноти розгляду можливих виконань ЕМТР далі буде розглянуто варіанти як з зовнішнім магнітопроводом, так і без нього. Також треба відмітити, що різного роду втрати є другорядними факторами, що впливають на показники керованості ЕМТР, і вплив від деяких з них можна обмежити або повністю його позбавитись, як зазначено вище. Головними факторами ж будемо вважати інертні властивості ротора та електромагнітні моменти для управління його рухом.

Системи спостереження та стеження встановлюються на рухомих об'єктах, що функціонують в різних умовах: на землі, в повітрі, під водою та в космічному просторі, тому вивчення можливих показників всіх доступних виконань ЕМТР є важливим завданням. Тому **метою роботи** є порівняння структур із зовнішнім та внутрішнім ротором за такими показниками як *моменти управління* та характеристики примусового прецесійного руху, який є кінцевим результатом функціонування всієї системи. Під характеристиками прецесійного руху розумітимемо швидкість примусової прецесії та амплітуду нутацій, які впливають на точність відтворення образу об'єкту спостереження на чутливому елементі пристрою.

Структури магнітної системи ЕМТР. Для розрахункового аналізу зупинимося на ідеалізованих структурах, позбавлених елементів, пов'язаних з другорядними факторами впливу на показники машини. На рис. 2 наведено: *a* – структуру магнітної системи ЕМТР з зовнішнім ротором та сегментованим магнітом; *b* – з внутрішнім ротором з кільцевим магнітом. Статором в цих структурах виступає компаундована монолітна система обмоток. На рис. 2 показано тільки обмотку управління. Обмотки

Досвід створення гіростабілізованого пристрою на базі ЕМТР дає змогу виділити дві структури, що розрізняються за взаємним розташуванням постійних магнітів системи збудження [1] (рис. 1). В першому випадку використовується зовнішній ротор (рис. 1, *a*), в другому ж – внутрішній (рис. 1, *b*). Зображення магнітопроводів та обмоток на рис. 1, *b* з циліндричними поверхнями в активній зоні принципового значення не має; ці елементи також можуть бути виконані зі сферичними поверхнями, як це показано на рис. 1, *a*. Зазначимо, що виконання магнітопроводів такими, що синхронно обертаються, є дієвим заходом зниження втрат на вихрові струми [1].

Можна виділити такі основні відмінності розглянутих структур. Це, безумовно, дещо більший момент інерції в першій структурі, а також різниця в розподілі магнітних потоків системи збудження. Як перший, так і другий фактори є першорядними за впливом на показники керованості і точності пристрою. Так зовнішній ротор, що має більший

обертального руху займають шар під обмоткою управління. Їхні струми за умов ненульового кута нутації β теж створюють відхиляючі моменти, але, оскільки метою дослідження є аналіз моментів управління у порівнювальних структурах, впливом обертальних обмоток управління знехтуємо.

Всі структурні елементи на рис. 2 відповідають таким на рис. 1 і тому не всі мають позначення. Для розрахункового дослідження оберемо саме симетричну конфігурацію відносно площини, нормальної до осі обертання (площина xOy), та симетричну відносно площин (yOz) та (xOz) (рис. 2) для статора і ротора, коли вісь обертання останнього співпадає з віссю z статора. Зауважимо, що на практиці такі симетричні структури дуже складно технологічно створити, але обрана ідеалізація дає змогу отримати екстремальні характеристики та показники. Дійсно, будь яке порушення симетрії, наприклад, обмотки на рис. 1, *a* зменшує її середню довжину витка обмотки і, як слідство, викликає зменшення створюваного магнітного потоку та електромагнітного моменту. Магнітопровід зовнішнього ротора на рис. 2, *a* і один з сегментів магнітних полюсів показано контурами. Також на рис. 2, *a* показано кути φ та θ сферичної системи координат, пов'язаної зі статором. Ці кути буде використано для розгляду залежності локальних електромагнітних зусиль, що виникають в наслідок взаємодії поля збудження та струму обмотки управління.

Задля моделювання прецесійного руху ротора необхідно виконувати перетворення координат, а саме повороти. Для повороту системи координат часто використовують кути Ейлера α , β , γ – відповідно кути прецесії, нутації та обертання [10]. Традиційно вони використовуються в послідовності Z-X-Z (послідовність осей, навколо яких відбувається поворот), в тому числі і в програмному комплексі «Comsol Multiphysics» [11]. В нашому випадку ЕМТР, яка за принципом дії є синхронною, доцільно використовувати послідовність Z-Y-Z [12], яка більш прийнятна з причини бажання залишити напрямки поля збудження по повздовжній осі машини. На рис. 2, *b* показано два послідовні повороти на кути α та β переходу від системи координат статора (x, y, z) до системи координат ротора (X, Y, Z), вісь Z якої співпадає з віссю обертання ротора.

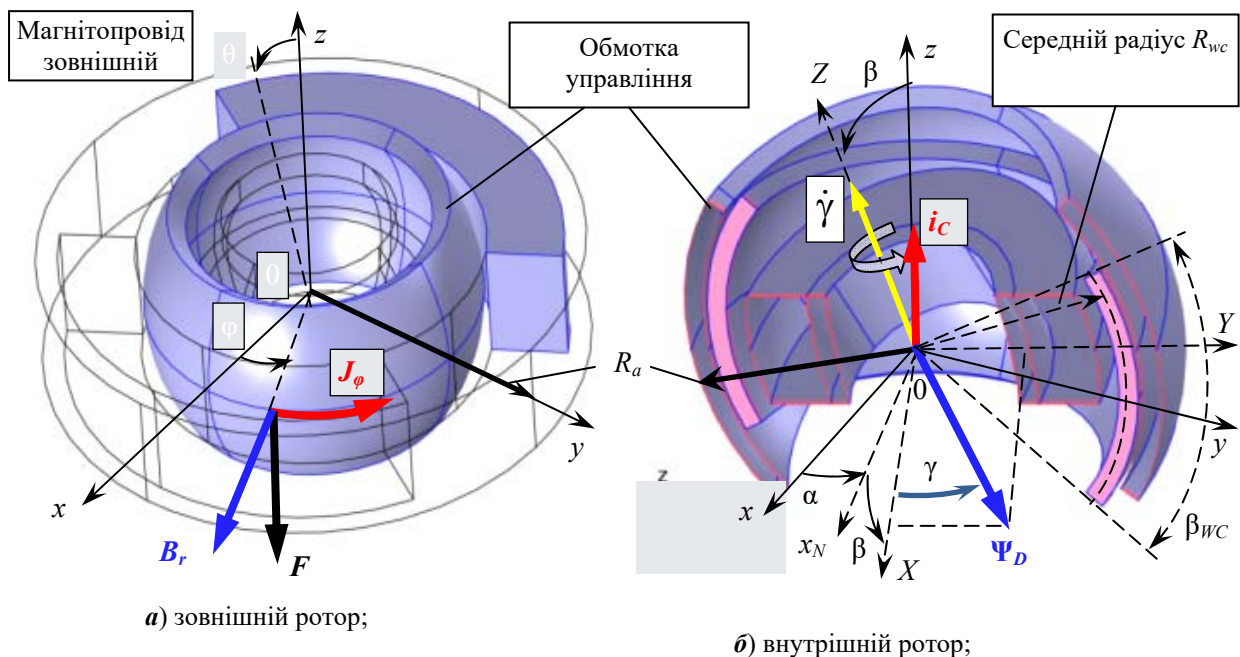


Рис. 2

Ще одна ідеалізація пов'язана з зображеними на рис. 2, *b* векторами взаємного потокозчеплення намагніченого ротора Ψ_D з обмоткою управління та струму цієї обмотки i_c . Взаємодію цих величин як просторових векторів можна аналізувати, коли величини, що їх моделюють згадані вектори, розподілені у просторі за гармонічним законом, тобто є синусоїдами. Ця ідеалізація традиційно використовується в теорії електричних машин і для ЕМТР також може бути застосована [13]. Це робить обґрунтованим подальше отримання виразів для складових електромагнітного моменту, що прикладений до обмотки статора з боку поля збудження ротора.

Порівняння структур виконаємо для двох випадків: 1) однакові розміри обмотки управління; 2) однакові габарити – зовнішній радіус ротора та зовнішній радіус статора для структур рис. 2, а та 2, б позначений як R_a . Структура з зовнішнім ротором зображена з постійними магнітами, виконаними у вигляді двох сегментів з кутовим розміром $\Delta\varphi=120^\circ$ (рис. 2, а). При цьому кутовому розмірі досягається максимум електромагнітного моменту [1]. Проте в подальшому порівняльному аналізі для зовнішнього магнітопроводу розглянуто також кільцевий магніт системи збудження. У разі внутрішнього магнітопроводу розглядався тільки кільцевий магніт.

Математична модель. Як вже відзначалося, для порівняльного аналізу обраних структур ЕМТР в якості основних показників виступають характеристики прецесійного руху. Тому в математичній моделі будемо нехтувати усіма другорядними факторами, які можуть залежати від конкретного виконання конструкції пристрою або умов його функціонування. Обираючи для дослідження симетричну магнітну систему, отримаємо орієнтир, який дозволить оцінити ступінь наближення показників розроблюваної конструкції до ідеалу. Другою ідеалізацією в дослідженні з вищезазначених причин буде нехтування впливом обмоток обертального руху. Обмотки обертального руху за умов нахилу ротора і порушення таким чином симетрії своїм магнітним полем створюють паразитний момент. Але оскільки ці обмотки можливо створити як у двофазному, так і трифазному виконанні аналіз їхнього впливу є самостійною задачею, і в даному дослідженні цей вплив не враховується. Зазвичай ці обмотки виконуються безпосередньо прилеглими до обмотки управління. В структурах на рис. 2 їхнє місце відображено підвищеним повітряним проміжком.

Ще однією ідеалізацією буде нехтування будь якими силами, які роблять систему неконсервативною. Поява таких зусиль може бути пов'язана з тертям у підшипниках, аеродинамічними втратами, а також втратами, як зазначено вище, від вихрових струмів, магнітного гістерезису та дією пристроїв для демпфування коливань осі ротора, тощо. Нехтування вихровими струмами в магнітній системі та елементах конструкції обґрунтовано можливостями виготовлення цих елементів з матеріалів що мають низьку електропровідність.

Нарешті, будемо розглядати рух ротора в інерційній системі координат.

В підсумку для формулювання математичної моделі приймемо наступні 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.

У випадку обертального руху тіла відносно нерухомої точки, якщо осі системи координат лежать у площинах симетрії, ці осі є головними осями інерції. Тоді динамічні рівняння Ейлера мають вигляд [14]

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

де I_{xx} , I_{yy} , I_{zz} – моменти інерції тіла відносно відповідних осей; ω_x , ω_y , ω_z – кутові швидкості відносно зазначених осей, точка над змінною позначає повну похідну за часом; M_x , M_y , M_z – зовнішні моменти. 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).

Завдяки нехтуванню вихровими струмами та магнітним гістерезисом магнітне поле можна вважати магнітостатичним, а електромагнітні моменти, точніше їхні залежності від кутів орієнтації можна обчислювати завчасно, а не розраховувати в процесі інтегрування рівнянь руху (1). Розрахунок цих залежностей виконувався в інтерфейсі «Magnetic Fields» також пакету «COMSOL Multiphysics». Магнітостатичне поле в тривимірній моделі магнітної системи з нелінійними характеристиками феромагнітних матеріалів та за умов наявності залишкової намагніченості описується системою рівнянь відносно змінної векторного магнітного потенціалу \mathbf{A} :

$$\begin{cases} \nabla \times \left(f(\|\mathbf{B}\|) \frac{\mathbf{B}}{\|\mathbf{B}\|} - H_c \frac{\mathbf{e}}{\|\mathbf{e}\|} \right) = \mathbf{J}_{wc}, \\ \mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \end{cases} \quad (2)$$

де ∇ – оператор Гамільтона; $f(\|\mathbf{B}\|)$ – залежність напруженості поля від магнітної індукції; \mathbf{B} – вектор магнітної індукції; H_c – величина коерцитивної сили постійного магніту у відповідних областях; \mathbf{J}_{wc} – густина струму в межах області обмотки управління.

В областях з магнітним яким феромагнетиком в рівняннях (2) коерцитивна сила H_c дорівнює нулю, а в лінійних в магнітному відношенні областях нелінійна функція $f(\|\mathbf{B}\|)$ суть – \mathbf{B}/μ , де μ – магнітна проникність. Задля більшої точності моделювання поля розсіяння за межами зовнішнього магнітопроводу повітряне середовище сферичної конфігурації вважалося розповсюдженим на відстань в чотири зовнішні радіуси R_a цього магнітопроводу, а під поверхнею цієї сфери було виділено шар завтовшки $0,5 R_a$, заповнений нескінченими елементами [11].

Обчислення складових електромагнітного моменту, що входять до системи рівнянь (1), в інтерфейсі «Magnetic Fields» виконується інтегруванням відповідних електромагнітних зусиль. В даній безпазовій структурі ЕМТР для обчислення електромагнітних зусиль доцільно використовувати [11] формулу Лоренца

$$\mathbf{F} = \mathbf{J} \times \mathbf{B}, \quad (3)$$

де \mathbf{J} – вектор густини струму; \mathbf{B} – вектор магнітної індукції. В свою чергу компоненти електромагнітного моменту M_x, M_y 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

$$\begin{cases} M_x = \int_{V_C} (F_x \cdot z - F_z \cdot x) dV, \\ M_y = \int_{V_C} (-F_y \cdot z + F_z \cdot y) dV, \end{cases} \quad (4)$$

де F_x, F_y – відповідні складові сили Лоренца (3).

Електромагнітні моменти управління прецесією. Зважаючи на правомірність застосування магнітостатичної постановки задачі розрахунку магнітного поля, після моделювання за формулами (4) визначалися залежності вищезгаданих складових від орієнтації ротора. Для порівняння структур з зовнішнім та внутрішнім ротором у статичному стані обмежимося обчисленням максимального відхиляючого моменту, що досягається за умов нульового кута нутації β .

Дослідження за критерієм рівності розмірів обмотки управління виявило суттєво більший електромагнітний момент, притаманний структурі з внутрішнім ротором. За результатами розрахунків співвідношення для внутрішнього та зовнішнього виконання ротору з кільцевого магніту з однакою поперечним перерізом площиною ($y = 0$) і, відповідно, з однаковою густиною струму обмотки управління складає 1,66 на користь першого. Така велика різниця не є очевидною. Дійсно, об'єм магніту зовнішнього ротора суттєво більший, і такий магніт дещо «концентрує» поле у внутрішній області, де розташовано обмотку.

Задля прояснення цього уявного протиріччя були проведені розрахунки розподілу складових питомого локального моменту вздовж меридіану (вздовж «середньої лінії» обмотки управління) радіусом R_{wc} (рис. 2, б) в площині $y = 0$. Графіки розподілу складових моменту, що входять до виразів (4), наведено на рис. 3, а, б для зовнішнього та внутрішнього виконання ротора відповідно. З графіків випливає, що для внутрішнього ротора навіть складова моменту, викликана вертикальною компонентою електромагнітного зусилля F_z , має більше значення скрізь в області обмотки управління. Більш того, складова, викликана компонентою F_x , у випадку зовнішнього ротора має скрізь від'ємне значення, що зменшує результуючий електромагнітний момент.

Простежити візуально причину такої різниці у силевій взаємодії можна, розглянувши також у площині $y = 0$ розподіл індукції магнітного поля. На рис. 4 наведено картини розподілу модуля магнітної індукції за допомогою тонування та напрямку вектору магнітної індукції за допомогою стрілок. Перше поле розраховано за умов кута обертання ротора $\gamma = 45^\circ$. Це зроблено для того, щоб густиною тону графічно продемонструвати інтенсивність поля в магнітопроводі, яке здебільшого є тангенціальним і досягає максимуму за умов кута обертання 90° , а за умов нульового кута обертання в розглянутому перетині амплітуда магнітної індукції мінімальна. Поле ж напрямку вектора магнітної індукції розраховано за умов нульового кута обертання, оскільки за цих умов в області обмотки цей напрям найбільше наближений до нормального (радіального), який і створює електромагнітне зусилля.

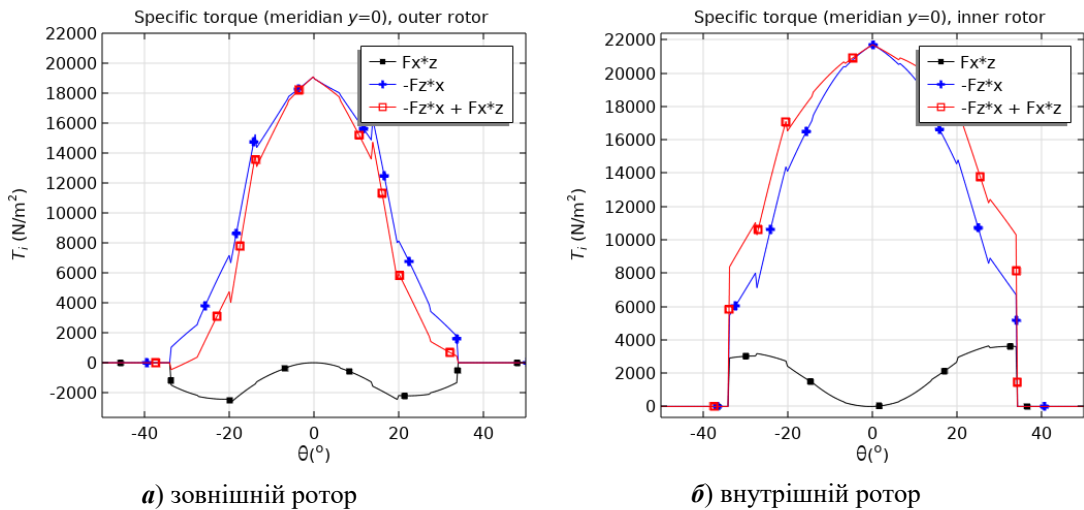


Рис. 3

Підтвердженням характеру різниці у обертальних моментах служить порівняння напрямку магнітної індукції в області перетину полем обмотки управління. У випадку зовнішнього ротора в значній частині об'єму обмотки напрям магнітної індукції відхиляється від радіального, і на периферії обмотки магнітна індукція спрямована майже тангенціально (рис. 4, а). Напроти, у випадку внутрішнього ротора в області об'єму обмотки магнітне поле спрямовано майже радіально. Як наслідок, у першому випадку електромагнітний момент значно послаблений за рахунок відхилення напрямку поля від радіального. Слід зауважити, що наперед заданий відносний радіальний розмір магніту призводить до дуже обмеженого діапазону можливої зміни кута нутації β (кута управління) у структурі з внутрішнім ротором. Якщо ж порівнювати ці структури за критерієм однакових зовнішніх діаметрів, то якісно картина магнітного поля не зміниться, і різниця у діапазонах зміни кута управління буде відсутня. Різниця ж у величинах максимального електромагнітного моменту, вочевидь, ще більше зростає і складає 3,49 за наявності зовнішнього магнітопроводу та 2,38 – за його відсутності (що докладно наведено в кінці статті у підсумковій таблиці).

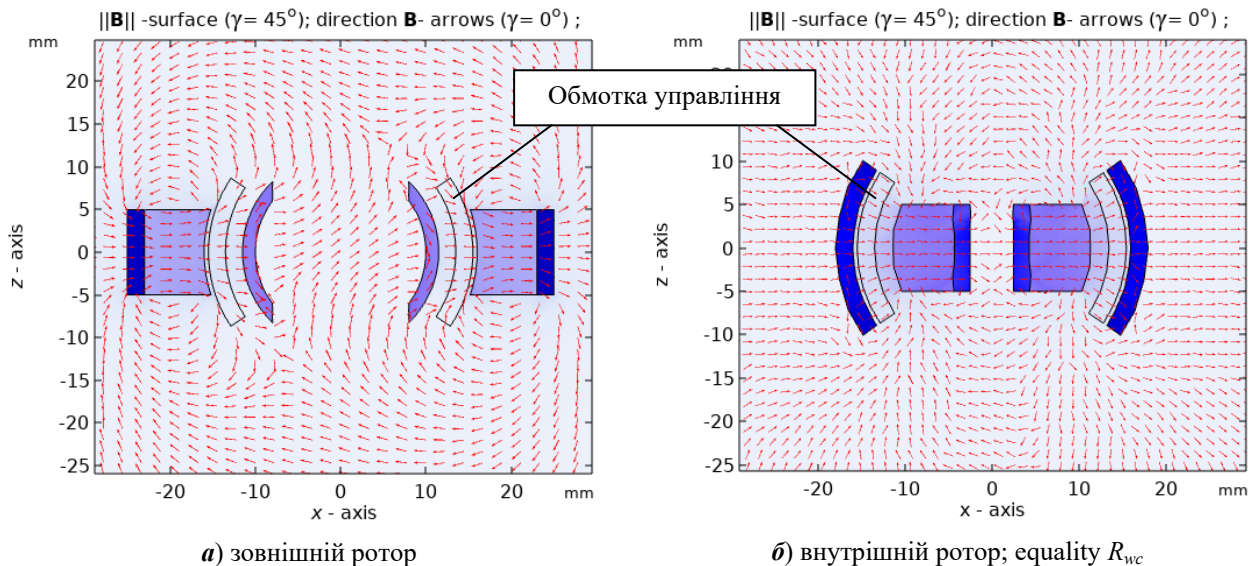


Рис. 4

Як зазначалось вище, основним показником керованості ЕМТР є параметри динаміки примусової прецесії. До таких відносяться швидкість прецесії і амплітуда та частота нутацій. Для моделювання динамічного процесу знання максимального значення моменту вже недостатньо і треба обчислювати миттєві значення складових моменту. Розв'язання тривимірного поля потребує значних обчи-

словальних ресурсів. Тому потрібно отримати апроксимацію складових моменту в залежності від кутів Ейлера для використання цих залежностей в процесі розв'язання нестационарних рівнянь динаміки (1).

Виразом для електромагнітного моменту від взаємодії струму обмотки управління i_C та потокозчеплення намагніченого ротора з обмоткою управління $\Psi_D = (\Psi_x, \Psi_y, \Psi_z)$ є векторний добуток

$$\mathbf{M} = -\det \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \Psi_x & \Psi_y & \Psi_z \\ 0 & 0 & i_C \end{bmatrix}, \quad (5)$$

звідки отримаємо складові в системі статора

$$\begin{bmatrix} M_x \\ M_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Psi_y \\ \Psi_x \end{bmatrix} i_C. \quad (6)$$

В системі координат ротора (X, Y, Z) складові потокозчеплення є гармонічними функціями кута обертання

$$\begin{bmatrix} \Psi_x \\ \Psi_y \end{bmatrix} = \Psi_D \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Помножимо вираз (7) зліва на матриці зворотного повороту на кут $(-\beta)$ та на кут $(-\alpha)$

$$\begin{bmatrix} \Psi_x \\ \Psi_y \end{bmatrix} = \Psi_D \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \end{bmatrix}, \quad (8)$$

і в результаті отримаємо шукані вирази для складових електромагнітного моменту

$$\begin{cases} M_x = -\Psi_D (\sin \alpha \cos \beta \cos \gamma + \cos \alpha \sin \gamma) i_C \\ M_y = \Psi_D (\cos \alpha \cos \beta \cos \gamma - \sin \alpha \sin \gamma) i_C \end{cases}. \quad (9)$$

Отримані залежності слугують вхідними даними для завдання складових моменту в інтерфейсі «Multibody Dynamics» пакету «COMSOL Multiphysics».

Динаміка прецесійного руху та нутація. Порівняльні чисельні дослідження проводилися для випадку старту примусової прецесії з нульового значення кута нутації β тобто збігу осі обертання з віссю z . Зміна орієнтації осі ротора організовувалася його поворотом відносно осі y . Для цього навколо осі x прикладався електромагнітний момент, що мав позитивну постійну складову. Такий момент можна здійснити за допомогою живлення обмотки управління синусоїдальним струмом частоти обертання ротора і відповідної фази [1]. На рис. 5 представлені графіки зміни кута нутації в залежності від часу в діапазоні від 0 до 0,1 секунди, на рис. 6 – годографи кута нутації в двох кутових координатах статора (θ, φ) . Щоб запобігти накладанню графіків годографи зображені зі зміщенням по кутовій координаті φ на 4 градуси, хоча всі розглянуті процеси починаються з нульових кутів. Слід зазначити, що в реальних системах стеження процес часто зустрічається і у зворотному напрямку, тобто у напрямку зменшення кута θ .

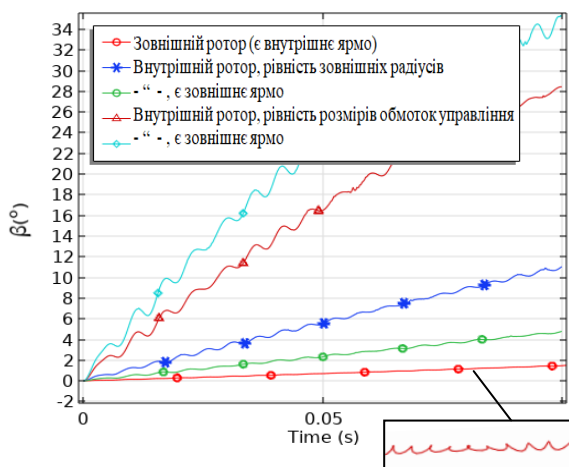


Рис. 5

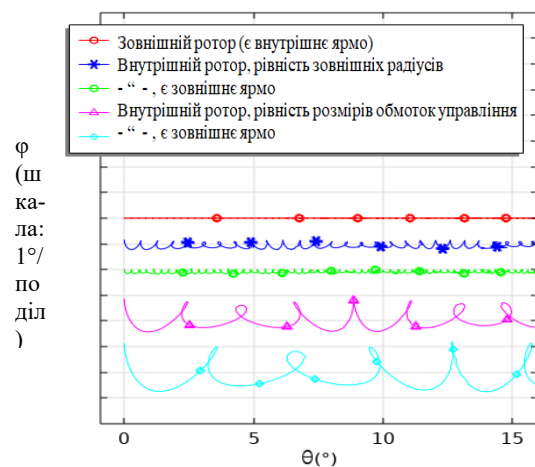





Рис. 6

Огляд результатів показує, що структура із зовнішнім ротором має менше варіантів виконання. Це відбувається через те, що в конструкції обов'язково повинен бути присутнім внутрішній магнітопровід, який екранує карданів підвіс, а також і зовнішній магнітопровід через потреби формування розподілу магнітного поля. В структурі з внутрішнім ротором можливо відмовитися від зовнішнього магнітопроводу в разі виготовлення корпусу та оточуючих магнітну систему елементів конструкції з не електропровідних матеріалів. В роботі розглянуто тільки структури з однаковим кутовим розміром обмотки управління $\beta_{WC}=70^\circ$ (рис. 2, б). Однак у структурі з внутрішнім ротором зовнішній магнітопровід можна виконати з меншим кутовим розміром, що додає свободи у проектуванні такої конструкції.

Отримані результати дають змогу оцінити вплив інерційних властивостей на швидкість примусової прецесії для структур із зовнішнім та внутрішнім ротором. Так, швидкість зміни кута нутації в заданому напрямку для структури із зовнішнім ротором на порядок менша. Також цій структурі властива на порядок менша амплітуда нутації. Чисельні значення розглянутих показників руху, а також розглянуті вище інші показники і геометричні дані структур з зовнішнім та внутрішнім ротором наведено у таблиці, де також наведено показники структури з внутрішнім ротором без магнітопроводу статора. Зеленим кольором помічені вічка з кращими показниками, рожевим – з гіршими показниками. Відсутність кольору позначає або нейтральне, або довідкове значення показника; темно сірий колір – дані не розраховувались. Спільними параметрами для обох структур є наступні:

- густина струму в міді обмотки – 10 А/мм²;
- матеріал постійного магніту – КС37А; швидкість обертання ротора – 6000 об./хв.;
- висота ярма магнітопроводу з системою збудження – 9 мм;
- висота ярма екрануючого магнітопроводу – 1,5 мм;
- довжина постійного магніту в напрямку намагнічування – 7 мм ;
- технологічний повітряний проміжок – 0,5 мм;
- кутовий розмір обмотки управління (у вертикальному перерізі) 70°.

Структура (варіанти внутрішнього ротора з зовнішнім магнітопроводом та без нього)	Зовнішній ротор, сегментовані по 120 °магніти 	Внутрішній ротор	
		критерій порівняння – рівність радіусів обмотки управління*	критерій порівняння – рівність зовнішніх радіусів**
			
Середній відносний*** радіус обмотки управління	0,58	0,83	0,878
Мінімальний відносний внутрішній радіус магнітної системи***	0,32	0,26	0,47
Максимальний момент управління (у.о./Н·м):			
Зовнішній магнітопровід	1,0 /0,0133	1,70 /0,0226	3,57 /0,0475
Зовнішній магнітопровід (магніт кільцевий)	1,022 /0,0136-		-
Без зовнішнього магнітопроводу	-	1,18 /0,0157	2,44 /0,0325
Моменти інерції J_{zz} (кг·м ²)/($J_{xx},=J_{yy}$)			
Кільцевий магніт****	4,25·10 ⁻⁵ /2,21·10 ⁻⁵		
Зовнішній магнітопровід		1,92·10 ⁻⁶ /1,19·10 ⁻⁶	4,57·10 ⁻⁵ /2,72·10 ⁻⁵
Без зовнішн. магнітопроводу		1,97·10 ⁻⁶ /1,22·10 ⁻⁶	1,32·10 ⁻⁵ /7,12·10 ⁻⁶
Швидкість примусової прецесії			
Зовнішній магнітопровід	22 °/с	110 °/с	340 °/с
Без зовнішн. магнітопроводу		150 °/с	280 °/с
Розмах коливань кута β			
Зовнішній магнітопровід	0,05 °	0,15 °	0,58 °
Без зовнішн. магнітопроводу		0,92 °	0,39 °

* У порівнянні з зовнішнім ротором конструктивний діапазон кутів регулювання значно менший.

** Зовнішній діаметр обмотки управління не змінено при «видаленні» магнітопроводу.

*** Розміри визначаються по відношенню до зовнішнього радіуса структури R_a (рис. 2).

**** У випадку сегментованого магніту значення моментів інерції J_{xx} , J_{yy} децю відрізняються.

Висновки. Порівняльний аналіз симетричної в трьох площинах структури з зовнішнім та внутрішнім ротором за умов **однакових**: *радіальних розмірів обмотки; б) зовнішніх радіальних розмірів магнітної системи; розмірів радіального перерізу постійного магніту збудження, розташованого на роторі; висоти ярем магнітопроводів та відсутності в конструкції будь яких демпфуючих коливань елементів* показав, що:

- 1) електромагнітний момент управління у 2,44 рази більший для структури з внутрішнім ротором навіть за умов відсутності зовнішнього магнітопровода;
- 2) швидкість примусової прецесії та розмах нутації на порядок менший у структурах із зовнішнім ротором;
- 3) розподіл магнітної індукції в об'ємі обмотки управління у структурі з внутрішнім ротором є більш оптимальним для отримання екстремальних величин електромагнітного моменту управління.

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

1. Антонов А.Е. Электрические машины магнитоэлектрического типа. К.: Институт электродинамики НАН Украины, 2011. 216 с.
2. Jiabin Wang, Weiya Wang, Geraint W. Jewel, David Howe A novel spherical permanent magnet actuator with three degrees-of-freedom. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1998. Vol. 34. No 4. Pp. 2078–2080.
3. 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>.
4. 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>.
5. Wen Y., Li G., Wang Q., Tang R., Liu, Y., Li H. Investigation on the Measurement Method for Output Torque of a Spherical Motor. *Applied Sciences*. 2020. Vol. 10(7). 2510. DOI: <https://doi.org/10.3390/app10072510>.
6. 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 (PEAC)*. Shenzhen, China, 04-07 November 2018. Pp. 7–13. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590483>.
7. Heya A., Hirata K., Ezaki S. Ota T. Dynamic Analysis of a New Three-Degree-of-Freedom Actuator for Image Stabilization. *IEEE Transactions on magnetics*. 2017. Vol. 54. No 6. Pp. 1563–1567. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2017.2664144>.
8. Heya A., Hirata K. Experimental Verification of Three-Degree-of-Freedom Electromagnetic Actuator for Image Stabilization. *Sensors*. 2020. Vol. 20(9). Pp. 2485. DOI: <https://doi.org/10.3390/s20092485>.
9. Li Z., Chen Q., Wang Q. Analysis of Multi-Physics Coupling Field of Multi-Degree-of-Freedom Permanent Magnet Spherical Motor. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2019. Vol. 55. No 6. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2899259>.
10. Magnus K. Kreisel: Theorie und Anwendungen. Berlin: Springer, 1971. 493 p.
11. COMSOL multiphysics modeling and simulation software. URL: <https://www.comsol.com/documentation> (date accessed 05.05.2023).
12. Shuster M.D. A survey of attitude representations. *Journal of the Astronautical Sciences*. 1993. Vol. 41. No 4. Pp. 439–517.
13. Милях А.Н., Барабанов В.А., Двойных В.В. Трехстепенные электрические машины. К.: Наукова думка, 1979. 308 с.
14. Петрищев В.Ф. Элементы теории гироскопа и его применение для управления космическими аппаратами: Учеб. Пособие. Самар: Самар. гос. аэрокосм. ун-т., 2004. 68 с.

THREE-DEGREE-OF-FREEDOM ELECTRIC MACHINE WITH INTERNAL AND EXTERNAL ROTOR: COMPARATIVE ANALYSIS OF CONTROL PERFORMANCE

I.S. Petukhov, V.G. Kireyev, K.P. Akinin, V.A. Lavrinenko
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.
E-mail: igor_petu@ukr.net.

Two structures of electric machines with three degrees of freedom of the rotational movement of the rotor are considered - with an external and an internal rotor held on an internal cardan suspension. A three-plane symmetric magnetic system was chosen for the comparative analysis and such a choice was justified. Limitations are formulated that allow considering the rotor as a conservative mechanical system, as well as considering the magnetic field in the electric machine as magnetostatic. Mathematical models of the rotational motion of a body with a fixed center of mass, as well as the force interaction of the magnetic field of a permanent magnet located on the rotor and the control winding located on the stator, are given. The peculiarities of the distribution of electromagnetic forces in both structures are analyzed and the greater efficiency of the formation of these forces in the structure with an internal rotor is shown. Expressions for the components of the electromagnetic moment for use in the "COMSOL Multiphysics" interface are obtained. Forced precession movement for both structures was analyzed in the case of equal radii of the control windings and in the case of the same dimensions of the magnetic systems. It was determined that the structure with an external magnetic circuit is able to provide an order of magnitude smaller angular velocity of precessional movement and, at the same time, an equally smaller range of nutation. References 14, figures 6, table 1.

Key words: three-degree-of-freedom electric machine, gyro-stabilization, control electromagnetic moment, control winding, precession, nutation.

1. Antonov A.Ye. Electric machines of magnetolectric type. Kyiv: Instytut elektrodynamiky NAN Ukrainy, 2011. 216 p. (Rus)
2. Jiabin Wang, Weiya Wang, Geraint W. Jewel, David Howe A novel spherical permanent magnet actuator with three degrees-of-freedom. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1998. Vol. 34. No 4. Pp. 2078–2080.
3. 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>.
4. 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>.
5. Wen Y., Li G., Wang Q., Tang R., Liu, Y., Li H. Investigation on the Measurement Method for Output Torque of a Spherical Motor. *Applied Sciences*. 2020. Vol. 10(7). 2510. DOI: <https://doi.org/10.3390/app10072510>.
6. 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 (PEAC)*. Shenzhen, China, 04-07 November 2018. Pp. 7–13. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590483>.
7. Heya A., Hirata K., Ezaki S. Ota T. Dynamic Analysis of a New Three-Degree-of-Freedom Actuator for Image Stabilization. *IEEE Transactions on magnetics*. 2017. Vol. 54. No 6. Pp. 1563–1567. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2017.2664144>.
8. Heya A., Hirata K. Experimental Verification of Three-Degree-of-Freedom Electromagnetic Actuator for Image Stabilization. *Sensors*. 2020. Vol. 20(9). Pp. 2485. DOI: <https://doi.org/10.3390/s20092485>.
9. Li Z., Chen Q., Wang Q. Analysis of Multi-Physics Coupling Field of Multi-Degree-of-Freedom Permanent Magnet Spherical Motor. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2019. Vol. 55. No 6. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2899259>.
10. Magnus K. Kreisel: Theorie und Anwendungen. Berlin: Springer, 1971. 493 p.
11. COMSOL multiphysics modeling and simulation software. URL: <https://www.comsol.com/documentation> (date accessed 05.05.2023).
12. Shuster M.D. A survey of attitude representations. *Journal of the Astronautical Sciences*. 1993. Vol. 41. No 4. Pp. 439–517.
13. Miliakh A.N., Barabanov V.A., Dvoynikh V.V. Three-degrees-of-freedom electric machines. Kiev: Naukova dumka, 1979. 308 p. (Rus)
14. Petristev V.F. Elements of the gyroscope theory and its application for spacecraft control: training manual. Samara: Samarskii gosudarstvennyi aerokosmicheskii universitet, 2004. 68 p. (Rus)

Надійшла 24.05.2023
Остаточний варіант 27.07.2023

**КОНЦЕПЦІЯ ПОБУДОВИ СТРУКТУРНО МІНЛИВОЇ
ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНОЇ СИСТЕМИ УКРАЇНИ**

С.Є. Саух*, член-кореспондент НАН України
Інститут проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова НАН України,
вул. Генерала Наумова, 15, Київ, 03164, Україна. E-mail: ssaukh@gmail.com.

Для підтримки сталого функціонування та розвитку енергетичного сектора в умовах терористичних та мілітарних загроз пропонується концепція побудови структурно мінливої електроенергетичної системи (ЕЕС). Структурну мінливість визначено як здатність ЕЕС відтворювати таке різноманіття підсистем і електричних з'єднань між ними, яке надає можливість оператору управляти структурою ЕЕС і, у такий спосіб, забезпечувати стаке функціонування електроенергетики в умовах цілеспрямованих руйнівних дій. Концепція структурно мінливої ЕЕС є стратегією випередження викликів і загроз сталому функціонуванню та розвитку електроенергетики. Для побудови структурно мінливої ЕЕС запропоновано створити регіональні ЕЕС з власними потужностями виробництва, зберігання, розподілу та постачання електроенергії в обсягах, достатніх для споживання населенням, житлово-комунальними господарствами, транспортом та сільським господарством в межах кожного регіону. Встановлення територіальних розмірів окремих підсистем, тобто регіональних ЕЕС, визначено на основі компромісу між необхідною кількістю таких підсистем і з'єднань між ними, які забезпечують бажаний ступінь мінливості ЕЕС, та рівнями капіталізації регіонів, достатніми для підтримки інвестиційних та операційних витрат на відповідні їм регіональні ЕЕС. Передбачається, що національна ЕЕС підтримує регіональні ЕЕС узгодженими обсягами маневрових і резервних потужностей та забезпечує постачання електроенергії підприємствам промислової, будівельної, транспортної та іншим видам економічної діяльності, які мають національне значення та не приєднуються до регіональних ЕЕС. У випадках руйнування окремих регіональних ЕЕС національна ЕЕС, а також неушкоджені сусідні регіональні ЕЕС разом забезпечують потреби потерпілих регіонів в електроенергії. В структурно мінливій ЕЕС мають діяти єдині правила поведінки всіх енергетичних компаній як учасників ринку, які взаємодіють на національному та регіональних рівнях. Для організації такої взаємодії пропонується застосувати декомпозицію торговельних площадок і сформувати розподілений ринок електроенергії з взаємозв'язаних між собою ринку електроенергії верхнього рівня та регіональних ринків електроенергії. Бібл. 12, рис. 6.

Ключові слова: стійкість, структурна мінливість, стабільність, робастність, резильєнтність, довговічність.

Вступ. Забезпечення надійного, безпечного та доступного постачання електроенергії має важливе значення для економічного зростання та розвитку. Зазвичай електроенергетична система (ЕЕС) знаходиться під постійними загрозами низки природних, технологічних і антропогенних дій, які можуть спричинити будь-що: від перебоїв у електропостачанні до хронічного дефіциту обсягів електропостачання. Для розробників енергетичної політики, проектувальників і системних операторів надзвичайно важливою є проблема захисту ЕЕС, яка вирішується шляхом планування та інвестування у підвищення сталості функціонування та розвитку енергетичного сектора.

Цілісне планування сталого розвитку енергетичного сектора передбачає визначення майбутніх загроз та критичних навантажень на ЕЕС, а також можливостей готуватися й адаптуватися до них. Планування сталого розвитку електроенергетики передбачає розробку стратегії пом'якшення наслідків реалізації таких загроз.

Сталий розвиток енергетичного сектору забезпечується організаційно-технологічними та технічними рішеннями проблем стійкості, робастності, довговічності та резильєнтності ЕЕС.

Стійкість – це здатність ЕЕС повертатися до усталеного режиму роботи після збурень без переходу до асинхронного режиму [1, 2]. Стійкість ЕЕС визначається як статична та динамічна. Статична стійкість – це здатність ЕЕС повертатися до усталеного режиму після незначних збурень, за

яких зміни режимних параметрів (кут, напруга, потужність) малі проти їхніх середніх значень; динамічна стійкість – це здатність ЕЕС повертатися до усталеного режиму після значних збурень.

Робастність – це здатність ЕЕС зберігати свою функціональність через зміну параметрів системи та невизначеності зовнішніх впливів, зокрема, здійснювати демпфірування коливань потужності шляхом зменшення впливу електромеханічних перехідних процесів, пов'язаних з рухом роторів електричних машин, спричинених порушенням балансу між механічним моментом на валу машини та електромеханічним моментом [2, 3]. Робастність ЕЕС забезпечується створенням адаптивної інфраструктури та системними інноваціями.

Резильєнтність – це здатність ЕЕС та енергетичного сектору загалом адаптуватися до майбутніх загроз та критичних навантажень, а також протистояти, реагувати та швидко відновлюватися після дії таких збурень [4].

Довговічність – це здатність ЕЕС підтримувати виконання поточних і планових ремонтних робіт та робіт з технологічного оновлення енергетичного устаткування, стимулювати розвиток нових джерел та носіїв енергії, здійснювати технологічні переходи, поглиблювати взаємодію між виробниками енергетичних продуктів, забезпечувати умови, необхідні для формування та функціонування ринкових механізмів управління енергетичним сектором.

Як сектор економічної діяльності енергетичний сектор у складі ЕЕС і системи організаційно-технологічного управління та реагування перебуває на шляху сталого розвитку лише в умовах нецілеспрямованих дій шоківих загроз та критичних навантажень [5-8].

В останнє десятиліття число масштабних аварій в ЕЕС неухильно зростало, а їхні наслідки торкалися все більшої кількості людей у багатьох країнах світу. Землетруси, шторми, повені та періоди екстремальної спеки називаються серед основних причин виникнення таких аварій. Захист ЕЕС від природних лих та техногенних катастроф є актуальною проблемою, якою, зокрема, опікується Організація з безпеки і співробітництва в Європі [6].

Цілеспрямовані терористичні та мілітарні загрози енергетичному сектору спостерігаються та реалізуються в багатьох країнах сучасного світу [9]. Через російські ракетні удари у ніч 23 листопада 2022 року в українській енергосистемі сталася системна аварія з масовими аварійними знеструмленнями споживачів в Україні та Молдові. Від української електромережі були відключені Рівненська, Південноукраїнська та Хмельницька атомні електростанції. По завершенню ракетних атак фахівці ДП «НЕК "Укренерго"» приступили до реалізації відповідного протоколу дій по поверненню атомних електростанцій в роботу та разом з компаніями облэнерго застосували резервні схеми постачання електроенергії споживачам. В першу чергу були підключені об'єкти критичної інфраструктури по всій країні: водоканали, теплокомуненерго, системи водовідведення, тощо. Енергетики розпочали поступово відновлювати видачу потужності з атомних електростанцій та передачу електроенергії високовольними електромережами України та Молдови у вечір 24 листопада 2022 року [10].

Винятковий характер дії подібних загроз, обумовлений метою їхнього планування та реалізації – руйнування цілісності ЕЕС та утворення енергетичних островів з суттєво обмеженими або взагалі відсутніми можливостями виробляти, передавати та постачати електроенергію її споживачам. За таких обставин сукупність технічних рішень лише проблем стійкості, робастності, довговічності та резильєнтності ЕЕС не є достатньою задля забезпечення сталого розвитку енергетичного сектора.

Мета дослідження полягає у розробленні концепції структурно мінливої ЕЕС, здатної забезпечувати:

- стале постачання електроенергії населенню, житлово-комунальним господарствам, транспорту та сільським господарствам України в умовах терористичних та мілітарних загроз;
- сталий розвиток регіональних ЕЕС;
- формування ринкових механізмів управління регіональними ЕЕС.

Структурно мінлива ЕЕС. Термін «структурна мінливість» застосовується в науках, що вивчають живу природу, і означає різновид змін в будові або діяльності живого організму, які дають можливість йому виживати в умовах його існування. В дослідженнях електроенергетичних систем цей термін застосовується вперше.

Покажемо, як можна забезпечити сталий розвиток енергетичного сектора в умовах дії терористичних та мілітарних загроз шляхом підтримки організаційно-технологічних та технічних рішень проблеми структурної мінливості ЕЕС.

Структурна мінливість – це здатність ЕЕС відтворювати таке різноманіття підсистем і електричних з'єднань між ними, яке надає можливість оператору управляти структурою ЕЕС і у такий спосіб забезпечувати стає функціонування електроенергетики в умовах цілеспрямованих руйнівних дій.

На рис. 1 відображена контрастність проблем стійкості, резильєнтності, робастності та довговічності ЕЕС, вирішення яких забезпечує сталість розвитку електроенергетики в мирних умовах, а також їхнє доповнення проблемою структурної мінливості ЕЕС, вирішення якої дає змогу підтримувати сталий розвиток електроенергетики в складних умовах терористичних та військових дій.

Декарбонізація є актуальною стратегією розвитку ЕЕС багатьох країн світу. В умовах руйнівних терористичних та мілітарних дій така стратегія розвитку ЕЕС України не є самодостатньою. Потребує обов'язкового втілення ще одна енергетична стратегія – побудова структурно мінливої ЕЕС, тобто такої, цілеспрямоване ураження якої не призводить до тривалого знеструмлення великих груп споживачів.

Нижче представлена концепція структурно мінливої ЕЕС як стратегія випередження викликів і загроз сталому функціонуванню та розвитку електроенергетики.

Побудову структурно мінливої ЕЕС необхідно починати з регіонального рівня. В кожній регіональній ЕЕС мають бути встановлені потужності з виробництва, зберігання, розподілу та постачання електроенергії в обсягах, достатніх для споживання населенням, житлово-комунальними господарствами, транспортом та сільським господарством цього регіону. Забезпечення електроенергією власного регіонального виробництва зазначених категорій споживачів дає можливість максимально убезпечити життєдіяльність кожного регіону від впливу руйнівних дій, спрямованих на ОЕС України або на сусідні регіональні ЕЕС.

Визначення меж ЕЕС регіону встановлюється відповідно до наступних двох чинників. Відповідно до вимог безпеки та надійності електропостачання більший ступінь структурної мінливості ЕЕС, тобто більша сталість функціонування та розвитку електроенергетики досягається у разі поділу національної ЕЕС на регіональні ЕЕС якомога меншого розміру. Разом з тим, кожна регіональна ЕЕС повинна задовольняти попит на електроенергію споживачів, які спроможні відшкодувати експлуатаційні та капітальні витрати регіональних енергетичних компаній. Таким чином, встановлення територіальних розмірів регіональних ЕЕС визначається на основі компромісу між необхідною кількістю таких регіональних ЕЕС і з'єднань між ними, які забезпечують бажаний ступінь мінливості національної ЕЕС, та рівнями капіталізації регіонів, достатніми для підтримки їхніх інвестиційних та операційних витрат на регіональні ЕЕС. На рис. 2 наведено залежності ступеня структурної мінливості національної ЕЕС та рівнів капіталізації регіонів від територіальних розмірів регіональних ЕЕС.

Кожна регіональна ЕЕС може працювати ізольовано в режимі енергетичного острова або у складі національної ЕЕС (ОЕС України).

Національна ЕЕС підтримує регіональні ЕЕС узгодженими обсягами маневрових і резервних потужностей та забезпечує постачання електроенергії підприємствам промислової, будівельної, транспортної та іншим видам економічної діяльності, які мають національне значення і не приєднуються до регіональних ЕЕС. Аналіз тижневих графіків обсягів споживання електроенергії, спрямованих на життєзабезпечення регіонів та на економічну діяльність в Україні показує їхню схожу добову мінливість (рис. 3), але помітну

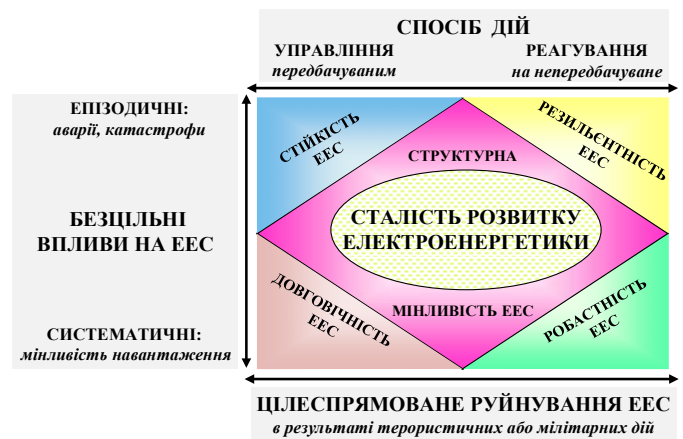


Рис. 1

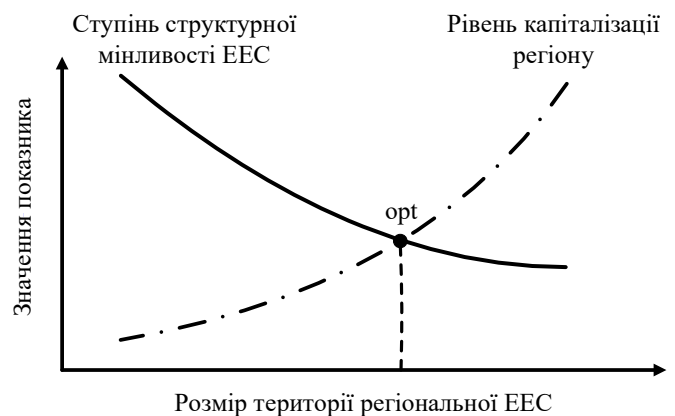


Рис. 2

різницю в динаміці обсягів споживання електроенергії, спрямованих на економічну діяльність в робочі та вихідні дні. Також помітними є розбіжності в обсягах споживання електроенергії, спрямованих на життєзабезпечення окремих регіонів та, відповідно, на їхню економічну діяльність (рис. 4). Тому, особливості споживання електроенергії в регіонах необхідно враховувати під час планування розвитку регіональних ЕЕС та їхньої взаємодії з національною ЕЕС.

На рис. 3 показано тижневі графіки споживання електроенергії населенням, житлово-комунальними господарствами та сільськогосподарським виробництвом (графік синього кольору), а також підприємствами промислової, будівельної, транспортної та інших видів економічної діяльності (графік чорного кольору) в Україні у січні 2019 року.

Структуру обсягів споживання електроенергії в Україні в цілому та в окремих регіонах у січні 2019 року показано на рис. 4 у відсотках.

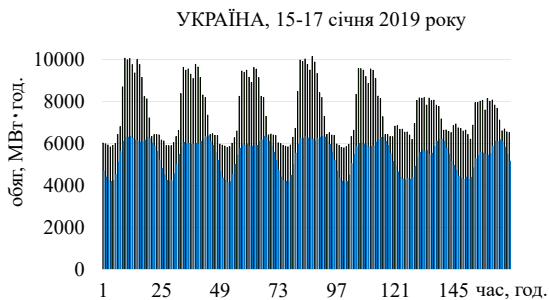


Рис. 3

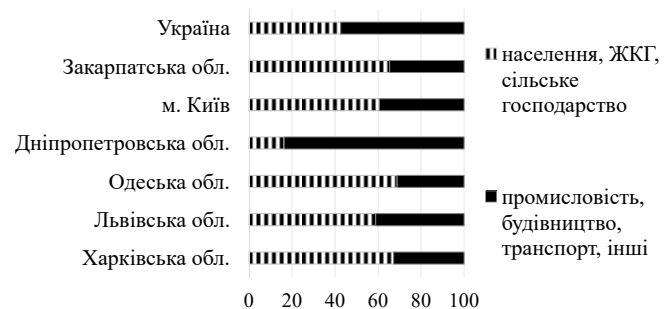


Рис. 4

Якщо в умовах відсутності мілітарних загроз національна ЕЕС забезпечує підтримку регіональних ЕЕС узгодженими обсягами маневрових і резервних потужностей, то у випадках руйнування окремих регіональних ЕЕС національна ЕЕС, а також сусідні регіональні ЕЕС разом забезпечують нагальні потреби потерпілих регіонів в обсягах електроенергії, достатніх для споживання населенням, житлово-комунальними господарствами, транспортом та сільським господарством (рис. 5). Зазначимо, що організація такої оперативної взаємодії національної ЕЕС та регіональних ЕЕС можлива лише в структурно мінливій ЕЕС, яка зберігає властивості сталого функціонування та розвитку в складних умовах терористичних та/або мілітарних загроз.

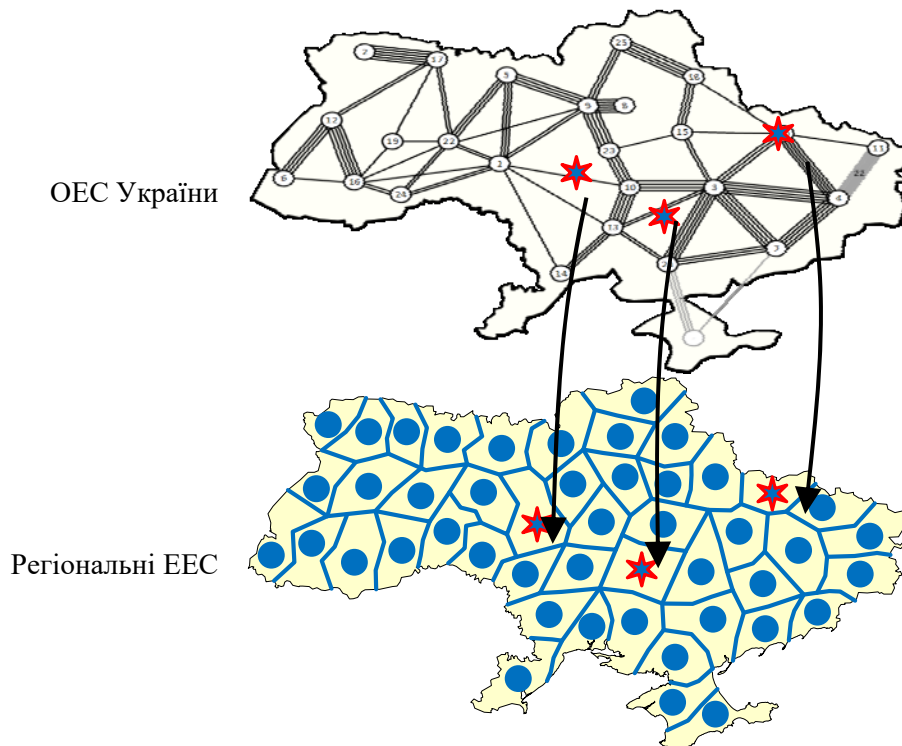


Рис. 5

Можливості застосування в структурно мінливій ЕЕС діючих організаційно-технологічних та технічних рішень проблем стійкості, резильентності, робастності та довговічності існуючих ЕЕС мають бути предметом окремого дослідження, яке необхідно виконувати на етапі планування розвитку електроенергетики.

Взаємодію ОЕС України та регіональних ЕЕС в умовах цілеспрямованого руйнування трьох регіональних ЕЕС, позначених зірками, зображено на рис. 5. Покриття дефіциту електроенергії в зруйнованих регіональних ЕЕС забезпечують національна ЕЕС та сусідні вцілілі регіональні ЕЕС, позначені кругами в межах своїх територій.

В структурно мінливій ЕЕС України мають діяти єдині правила поведінки всіх енергетичних компаній як учасників ринку, які взаємодіють на національному та на регіональних рівнях. Для організації такої взаємодії необхідно застосовувати механізми декомпозиції торговельних площадок [11]. Схема взаємодії торговельних площадок в умовах декомпозиції ринку електроенергії (РЕЕ) показана рис. 6.



Рис. 6

Декомпозиція торговельних площадок передбачає формування розподіленого ринку електроенергії у складі ринку електроенергії верхнього рівня (РЕЕ-В) та регіональних ринків електроенергії (РЕЕ-Р) і організацію взаємодії між ними. На кожній торговельній площадці РЕЕ-Р здійснюється як торгівля електроенергією, виробленою у відповідній регіональній ЕЕС для споживання населенням, житлово-комунальними господарствами, транспортом та сільським господарством, так і торгівля послугами з розподілу та постачання цієї електроенергії.

Формування рівноваги між попитом і пропозицією обсягів купівлі та продажу електроенергії на кожному регіональному ринку забезпечує формування цін на РЕЕ-Р, менших або рівних цінам на РЕЕ-В.

Якщо ціни на РЕЕ-Р не перевищують ціну на РЕЕ-В, а обсяги виробництва та споживання електроенергії у регіональній ЕЕС є збалансованими, то потреби у використанні послуг з передачі цих обсягів електроенергії та їх диспетчеризації в національній ЕЕС не виникає, і тому вартість зазначених послуг є нульовою. За цих умов ціни на РЕЕ-Р будуть різними в різних регіонах, але меншими ціни на РЕЕ-В.

Якщо ціна на РЕЕ-Р не перевищує ціну на РЕЕ-В, а обсяги виробництва та споживання електроенергії в регіональній ЕЕС є такими, що формують дефіцит електроенергії, який покривається за рахунок її поставок з національної ЕЕС, то ціна на дефіцитному РЕЕ-Р буде підвищуватися та наближатися до ціни на РЕЕ-В. Якщо дефіцит електроенергії буде покриватися за рахунок її поставок з сусідніх регіональних ЕЕС, які мають профіцит обсягів виробництва електроенергії, то ціна на дефіцитному РЕЕ-Р буде змінюватися під впливом цін на сусідніх РЕЕ-Р.

Якщо ціна на РЕЕ-Р не перевищує ціну РЕЕ-В, а обсяги виробництва та споживання електроенергії в регіональній ЕЕС є такими, що формують профіцит електроенергії, то останній акцептується або сусідніми дефіцитними регіональними ЕЕС, або національною ЕЕС. Акцепт національною ЕЕС можливий лише у тому разі, якщо різниця в цінах на РЕЕ-Р та на РЕЕ-В дає змогу компенсувати витрати регіонального оператора на послугу з передачі відповідних обсягів

електроенергії та їх диспетчеризації в національній ЕЕС. За цих умов обсяги виробництва в регіональній ЕЕС будуть зменшуватися як і ціна на РЕЕ-Р.

Якщо ціна продажу електроенергії на РЕЕ-Р перевищує ціну на РЕЕ-В, то попит на електроенергію в регіональній ЕЕС задовольняється її поставками з національної ЕЕС по ціні на РЕЕ-В. При цьому не акцептуються обсяги продажу електроенергії на РЕЕ-Р з ціновою пропозицією, вищою ціни на РЕЕ-В.

Декомпозиція торговельних площадок дає можливість запровадити ринкові механізми контролю за сталістю функціонування та розвитку окремих регіональних ЕЕС з метою підтримки необхідного рівня структурної мінливості ЕЕС в цілому.

Розроблення математичних моделей регіональних ЕЕС та процесів їхньої взаємодії з ОЕС України є необхідною умовою планування сталого розвитку структурно мінливої ЕЕС. На сьогодні завершено розроблення математичної моделі регіональних ЕЕС з великими частками виробництва електроенергії установками ВЕС, СЕС та АЕС на малих модульних реакторах або міні-АЕС, що взаємодіють з системами збереження енергії. Таким чином створено інструмент планування розвитку генеруючих потужностей в перспективних регіональних ЕЕС [12].

Висновки. Запропонована концепція побудови структурно мінливої ЕЕС спрямована на її модернізацію та забезпечення сталого функціонування й розвитку електроенергетичної галузі. Концепція визначає шляхи досягнення трьох цілей:

- стале забезпечення електроенергією населення, житлово-комунальних господарств, транспорту та сільських господарств регіонів України в умовах терористичних і мілітарних загроз;
- планування та розвиток регіональних ЕЕС, зокрема генеруючих потужностей, що використовують відновлювані джерела енергії;
- формування розподіленого ринку електроенергії та ринкових механізмів управління ЕЕС, здатних функціонувати в особливих умовах терористичних і мілітарних загроз.

1. Стійкість енергосистем. Керівні вказівки. К.: ОЕП ГРІФРЕ, 2002. 23 с.
2. Буткевич О.Ф., Кириленко О.В., Леньга О.В., Лук'яненко Л.М., Павловський В.В., Стелюк А.О., Чижевський В.В. Забезпечення стійкості енергосистем та їх об'єднань. К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2018. 320 с.
3. Кодекс системи передачі. Затверджено Постановою НКРЕКП № 309 від 14.03.2018. 201 с.
4. Stout S., Lee N., Cox S., Elsworth J., Leisch J. Power sector resilience planning guidebook. U.S. Department of Energy's NREL and USAID. 2019. 82 p. URL: <https://www.nrel.gov/docs/fy19osti/73489.pdf> (date accessed at 25.05.2023).
5. Stirling A. From Sustainability, through Diversity to Transformation: towards more reflexive governance of technological vulnerability. *Vulnerability in Technological Cultures: new directions in research and governance*. MIT Press, 2014. Pp. 305–332.
6. Protecting Electricity Networks from Natural Hazards. Organization for Security and Co-operation in Europe (OSCE), 2016. 124 p. URL: <https://www.osce.org/secretariat/242651> (date accessed at 25.05.2023).
7. Lei S., Wang C., Hou Y. Power Grid Resilience against Natural Disasters: Preparedness, Response, and Recovery. Wiley-IEEE Press, 2023. 336 p. URL: <https://www.wiley.com/en-ae/Power+Grid+Resilience+against+Natural+Disasters%3A+Preparedness%2C+Response%2C+and+Recovery-p-9781119801498> (date accessed at 25.05.2023).
8. Behnert M., Bruckner T. Causes and effects of historical transmission grid collapses and implications for the German power system. *Research Report*. Beiträge des Instituts für Infrastruktur und Ressourcenmanagement. 2018. No 3. 17 p. URL: <https://www.econstor.eu/handle/10419/190501>. (date accessed at 25.05.2023).
9. Mitoulis S.-A., Argyroudis S., Panteli M., Fuggini C., Valkaniotis S., Hynes W., Linkov I. Conflict-resilience framework for critical infrastructure peacebuilding. *Sustainable Cities and Society*. 2023. Vol. 91. 104405. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.scs.2023.104405>.
10. НЕК Укренерго. Телеграм. 2022. URL: <https://t.me/Ukrenergo/1725> (date accessed at 25.05.2023).
11. Saukh S., Borysenko A. Modelling of market equilibrium on the basis of Smart Grid market system decomposition. Proc. 7th International Conference on *Energy Smart Systems*. Kyiv, Ukraine, 12-14 May, 2020. Pp. 358–362. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160333>.
12. Saukh S., Borysenko A. Mathematical Model of a Local Grid with Small Modular Reactor NPPs. *Nuclear & Radiation Safety*. 2022. No 1. Pp. 44–52. DOI: [https://doi.org/10.32918/nrs.2022.2\(94\).05](https://doi.org/10.32918/nrs.2022.2(94).05).

CONCEPT OF BUILDING A STRUCTURALLY VARIABLE POWER SYSTEM OF UKRAINE

S.Ye. Saukh

G.E. Pukhov Institute for Modelling in Energy Engineering of the National Academy of Sciences of Ukraine,
15, General Naumov Str., Kyiv, 03164, Ukraine, e-mail: ssaukh@gmail.com

To support the sustainable functioning and development of the energy sector in the conditions of terrorist and military threats, the concept of building a structurally variable electric power system (EPS) is proposed. Structural variability is defined as the ability of the EPS to reproduce such a variety of subsystems and electrical connections between them, which enables the operator to manage the structure of the EPS and, in this way, ensure the stable operation of the electric power industry in conditions of purposeful destructive actions. The concept of a structurally changing EPS is a strategy for anticipating challenges and threats to the sustainable functioning and development of the electric power industry. In order to build a structurally variable EPS, it is proposed to create regional EPSs with their own capacities for production, storage, distribution and supply of electricity in volumes sufficient for consumption by the population, housing and communal services, transport and agriculture within each region. The establishment of the territorial dimensions of individual subsystems, i.e. regional EPS, is determined on the basis of a compromise between the necessary number of such subsystems and connections between them, which ensure the desired degree of variability of the EPS, and the capitalization levels of the regions sufficient to support investment and operating costs for the corresponding regional EPS. It is assumed that the national EPS supports the regional EPS with agreed amounts of maneuvering and reserve capacities and ensures the supply of electricity to enterprises of industrial, construction, transport and other types of economic activity that are of national importance and do not join the regional EPS. In cases of destruction of individual regional power plants, the national power plant, as well as undamaged neighboring regional power plants, together provide the electricity needs of the affected regions. In the structurally variable EPS, uniform rules of behavior of all energy companies as market participants interacting at the national and regional levels should apply. For the organization of such interaction, it is proposed to apply the decomposition of trading platforms and form a distributed electricity market from interconnected upper-level electricity market and regional electricity markets. References 12, figures 6.

Keywords: sustainability, structural variability, stability, robustness, resilience, durability.

1. Stability of energy systems. Guidelines. Kyiv: OEP GRIFRE, 2002. 23 p. (Ukr)
2. Butkevich O.F., Kirylenko O.V., Lenga O.V., Lukyanenko L.M., Pavlovsky V.V., Stelyuk A.O., Chizhevskiy V.V. Ensuring the stability of energy systems and their associations. Kyiv: Instytut Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy, 2018. 320 p. (Ukr)
3. Transmission System Code. Approved by Resolution of the NKREKP. No 309. 14.03.2018. 201 p. (Ukr)
4. Stout S., Lee N., Cox S., Elsworth J., Leisch J. Power sector resilience planning guidebook. U.S. Department of Energy's NREL and USAID. 2019. 82 p. URL: <https://www.nrel.gov/docs/fy19osti/73489.pdf> (date accessed at 25.05.2023).
5. Stirling A. From Sustainability, through Diversity to Transformation: towards more reflexive governance of technological vulnerability. *Vulnerability in Technological Cultures: new directions in research and governance*. MIT Press, 2014. Pp. 305–332.
6. Protecting Electricity Networks from Natural Hazards. Organization for Security and Co-operation in Europe (OSCE), 2016. 124 p. URL: <https://www.osce.org/secretariat/242651> (date accessed at 25.05.2023).
7. Lei S., Wang C., Hou Y. Power Grid Resilience against Natural Disasters: Preparedness, Response, and Recovery. Wiley-IEEE Press, 2023. 336 p. URL: <https://www.wiley.com/en-ae/Power+Grid+Resilience+against+Natural+Disasters%3A+Preparedness%2C+Response%2C+and+Recovery-p-9781119801498> (date accessed at 25.05.2023).
8. Behnert M., Bruckner T. Causes and effects of historical transmission grid collapses and implications for the German power system. *Research Report*. Beiträge des Instituts für Infrastruktur und Ressourcenmanagement. 2018. No 3. 17 p. URL: <https://www.econstor.eu/handle/10419/190501>. (date accessed at 25.05.2023).
9. Mitoulis S.-A., Argyroudīs S., Panteli M., Fuggini C., Valkaniotis S., Hynes W., Linkov I. Conflict-resilience framework for critical infrastructure peacebuilding. *Sustainable Cities and Society*. 2023. Vol. 91. 104405. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.scs.2023.104405>.
10. NEK Ukrrengo. Telegram. 2022. URL: <https://t.me/Ukrengo/1725> (date accessed at 25.05.2023).
11. Saukh S., Borysenko A. Modelling of market equilibrium on the basis of Smart Grid market system decomposition. Proc. 7th International Conference on *Energy Smart Systems*. Kyiv, Ukraine, 12-14 May, 2020. Pp. 358-362. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160333>.
12. Saukh S.Ye., Borysenko A.V. Mathematical Model of a Local Grid with Small Modular Reactor NPPs. *Nuclear & Radiation Safety*. 2022. No 1. Pp. 44–52. DOI: [https://doi.org/10.32918/nrs.2022.2\(94\).05](https://doi.org/10.32918/nrs.2022.2(94).05)

Надійшла 21.06.2023

ПОШУКОВА ОПТИМІЗАЦІЯ РЕЖИМУ ПОВНОЇ КОМПЕНСАЦІЇ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ В ЕЛЕКТРИЧНІЙ МЕРЕЖІ

В.Г. Ягуп^{1*}, докт. техн. наук, К.В. Ягуп^{2**}, докт. техн. наук

¹Харківський національний автомобільно-дорожній університет,
вул. Ярослава Мудрого, 25, Харків, 61002, Україна,
e-mail: yagup.walery@gmail.com.

²Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,
вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна.

Статтю присвячено дослідженню режимів компенсації реактивної потужності в замкненій електричній мережі, яка суттєво навантажена активно-індуктивними елементами у вузлах споживання електроенергії. Вихідний режим без компенсації співставлено з режимами часткової та повної компенсації реактивної потужності за допомогою батарей конденсаторів. Режим повної компенсації повністю позбавляє джерело живлення від реактивної потужності. Показано як визначити цей режим за допомогою пошукової оптимізації із застосуванням візуальної моделі електричної мережі. Наведено кількісні показники режимів, що співставленні, які переконливо демонструють переваги повної компенсації реактивної потужності в електричній мережі. Бібл. 15, рис. 9, табл. 1.

Ключові слова: електрична мережа, реактивна потужність, повна компенсація, пошукова оптимізація, коефіцієнт потужності, коефіцієнт корисної дії.

Вступ. В умовах воєнного стану, викликаного військовою агресією РФ по відношенню до нашої країни, спостерігаються руйнівні бомбардування критичної інфраструктури України. На сьогоднішній день значна частка генерації електроенергії і мереж електропостачання України виведено з ладу. Це викликає перевантаження як генераторів на електростанціях, так і самих електричних мереж. Компенсація реактивної потужності є важливим резервом підвищення енергоефективності електричних систем [1]. Для цієї мети використовуються як правило батареї так званих косинусних конденсаторів [2]. Ці батареї підключаються до вузлів живлення окремих навантажень або цілих груп навантажень [3, 4]. Призначення цих конденсаторів полягає в тому, щоб повністю або частково компенсувати реактивну потужність навантажень, які вони шунтують [5–7]. Таку компенсацію прийнято називати поперечною [8]. Таким чином вдається компенсувати лише ту реактивну потужність, яка обумовлена навантаженнями. Однак за такого підходу залишаються не скомпенсовані складові реактивної потужності, зумовлені реактивними опорами ліній електропередачі. За системного підходу необхідно прагнути до того, щоб повністю компенсувати реактивну потужність у системі в цілому [1, 2]. Задля компенсації реактивної потужності в лініях електропередачі застосовують послідовне включення конденсаторів [9–11]. Таку компенсацію прийнято називати повздовжньою, і зазвичай вона застосовується для компенсації реактивної потужності в лініях електропередач високої напруги та великої протяжності [11]. Саме у розподільчих мережах низької напруги компенсації реактивної потужності не приділяється належної уваги. У той же час слід зауважити, що протяжність низьковольтних розподільчих мереж може не поступатися протяжності високовольтних мереж [2, 6, 8]. І тому втрати від реактивної потужності у розподільчих мережах можуть сягати значних величин. Водночас у ряді робіт авторів було показано, що засіб поперечної компенсації може використовуватися не тільки для компенсації реактивної потужності навантажень, але й для компенсації реактивної потужності лінії електропередачі [12, 13]. В такий спосіб може досягатися режим повної компенсації реактивної потужності в системі. Цей режим характеризується відсутністю реактивної потужності, пов'язаної з джерелом живлення. Для цього необхідно, щоб струм, споживаний від джерела живлення, мав синусоїдальну форму і збігався по фазі з напругою, що генерується [13].

Під час дослідження реактивної потужності в електричних мережах навантаження вважаються лінійними, і вся система загалом вважається лінійною. Під час дослідження та проектування електроенергетичних систем трифазної системи розглядається зазвичай як однофазні і при цьому досліджуються режими, що встановилися [1, 2, 7]. Навантаження вважаються активно-індуктивними із

заданими коефіцієнтами потужності. Завдання підвищення коефіцієнта потужності розглядаються як завдання розміщення конденсаторів, що компенсують реактивну потужність. При цьому повинні бути визначені ємності батарей, що компенсують, і місця їхнього розміщення в мережі [7]. За системному підходу це завдання може розглядатися як оптимізаційна задача, яка вирішується методом пошукової оптимізації [12-14]. Змінними оптимізації можуть бути ємності батареї конденсаторів. Критерієм оптимізації може бути реактивна потужність джерела живлення, що зведена до нуля в процесі пошукової оптимізації.

Метою роботи є дослідження та оптимізація режимів електричної мережі з детермінованими параметрами та навантажень задля досягнення повної компенсації реактивної потужності в системі під час розміщення батарей конденсаторів у вузлах навантажень.

Основний зміст статті. Будемо розглядати замкнену електричну систему, структура якої зрозуміла з вигляду моделі, що зображена на рис. 1. Модель створено в підсистемі SimPowerSystem комп'ютерної системи MATLAB.

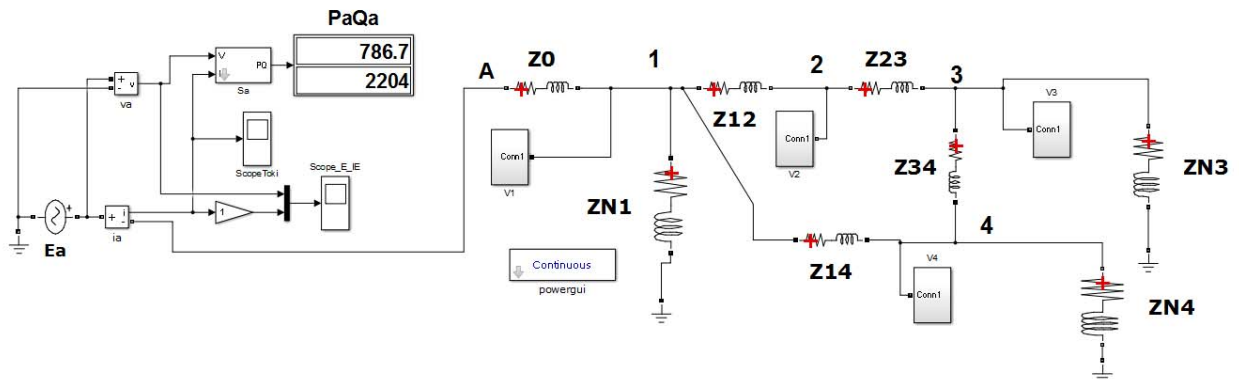


Рис. 1

Джерело живлення відображається джерелом синусоїдальної напруги E_a з нормованою амплітудою 100 В, нульовим фазовим зсувом і частотою $f=50$ Гц, що відповідає круговій частоті $\omega=2\pi f$ сек⁻¹. Джерело живлення приєднане до мережі у вузлі А, а саму мережу створено активно-індуктивними елементами $Z_0, Z_{12}, Z_{23}, Z_{34}, Z_{14}$, комплексні опори кожного із них дорівнюють величині $(0,3+j\omega 0,003)$ Ом. Навантаженнями мережі слугують активно-індуктивні елементи, увімкнені між вузлами 1, 3, 4 і загальним заземленим вузлом та мають задані комплексні опори: $Z_{n1}=(0,7+j\omega 0,005)$ Ом, $Z_{n3}=(1+j\omega 0,01)$ Ом, $Z_{n4}=(2+j\omega 0,04)$ Ом. Напруга джерела і споживаний від нього струм вимірюються віртуальними приладами. Показники цих приладів дають змогу обчислити активну та реактивну потужності, пов'язані з джерелом, за допомогою віртуального приладу *PaQa*. Часові діаграми напруги і струму джерела спостерігаються за допомогою віртуальних осцилографів. Чотири підсистеми *Conn1*, що приєднані до вузлів мережі, призначені для визначення амплітуд напруг в цих вузлах, завдяки чому можна вирахувати потужності навантаження і самої мережі. Модель функціонує в режимі *Continuous*, що задається віртуальним пристроєм *powergui*. Запуск моделі здійснюється протягом інтервалу модельного часу довжиною в період живильної напруги. Крок інтегрування задано рівним 0,0001с, а метод чисельного інтегрування рівнянь стану – Розенброка, який передбачає інтегрування жорстких систем диференціальних рівнянь зі змінним кроком інтегрування.

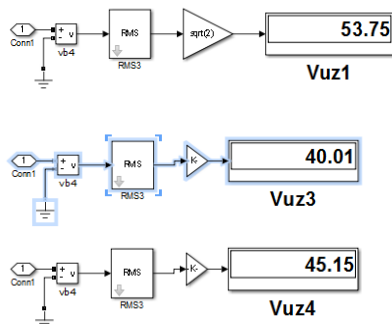


Рис. 2

Дослідження некомпенсованого режиму. Під час дослідження некомпенсованого режиму косинусні конденсатори є відсутніми, як це і показано на рис. 1. Прогін моделі призводить до результатів, що відображено на рис. 2. На ньому показано вигляд віртуальних вимірювачів амплітуд напруг тих вузлів, з яких постачаються навантаження мережі. Як видно із структури підсистеми, миттєві значення напруги вузла відносно загального заземленого вузла вимірюються віртуальними вольтметрами і далі обробляються блоками RMS. Отримане діюче значення напруги далі за допомогою блоку підсилення з коефіцієнтом $\sqrt{2}$ перетворюється в амплітудне значення напруги відповідного вузла. Таким чином, згідно отриманих результатів маємо ампліту-

ди напруг вузлів з навантаженнями: $Um1=53,75\text{В}$; $Um3=40,01\text{В}$; $Um4=45,15\text{В}$.

Маючи наведені значення, можна вираховувати повні потужності, що споживані кожним навантаженням. Для цього достатньо поділити квадрат амплітуди відповідної вузлової напруги на подвійний спряжений комплекс опору навантаження. Для навантаження $Zn1$ повна потужність визначається виразом

$$S_{n1} = \frac{53,75^2}{2 \cdot (0,7 - j \cdot \omega \cdot 0,005)} = 341.912 + j \cdot 767.249, \quad (1)$$

$$S_{n3} = \frac{40,01^2}{2 \cdot (1,0 - j \cdot \omega \cdot 0,01)} = 73.637 + j \cdot 231.336, \quad (2)$$

$$S_{n4} = \frac{45,15^2}{2 \cdot (2,0 - j \cdot \omega \cdot 0,04)} = 12.59 + j \cdot 79.106. \quad (3)$$

Повну потужність, що споживається усіма навантаженнями, отримуємо шляхом підсумовання потужностей окремих навантажень

$$S_n = S_{n1} + S_{n3} + S_{n4} = 428.139 + j \cdot 1077.692. \quad (4)$$

Повна потужність, пов'язана із джерелом живлення, визначена віртуальним приладом *PaQa* і складає величину

$$S_E = 786.7 + j \cdot 2204. \quad (5)$$

Повна потужність, яка споживається власне мережею, вираховується різницею між потужностями джерела і навантажень

$$S_N = S_E - S_n = 358.561 + j \cdot 1126.308. \quad (6)$$

Коефіцієнт потужності обчислимо з трикутника потужностей, пов'язаних із джерелом живлення,

$$\cos \varphi = \frac{786.7}{\sqrt{786.7^2 + 2204^2}} = 0.336. \quad (7)$$

Коефіцієнт корисної дії системи знайдемо як відношення активної потужності, що споживається всіма навантаженнями, до активної потужності, що віддається джерелом живлення,

$$\eta = \frac{\text{Re}(S_n)}{\text{Re}(S_E)} = \frac{428.139}{786.7} = 0.544. \quad (8)$$

Враховуючи, що повна потужність джерела дорівнює половині добутку напруги джерела і його струму, знайдемо комплексне значення струму джерела живлення

$$I_E = \frac{2 \cdot S_E}{E} = \frac{2 \cdot (786.7 + j \cdot 2204)}{100} = 15.734 + j \cdot 44.08, \quad (9)$$

звідки амплітуда струму джерела $I_{mE} = 46.804$.

Фазовий зсув струму джерела відносно його напруги у часовому просторі знайдемо за формулою

$$\varphi_t = \frac{\arccos(\cos \varphi) \cdot 0.01}{\pi} = 0.00391. \quad (10)$$

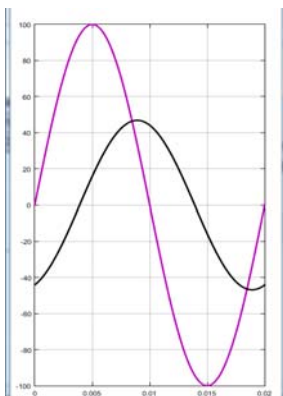


Рис. 3

На рис. 3 наведено часові діаграми напруги і струму джерела живлення мережі, які підтверджують вищезазначені розрахунки.

Аналізуючи некомпенсований режим мережі, можна зауважити, що мережа суттєво перевантажена. Падіння напруги на елементах мережі досягає майже половини від напруги джерела електроенергії. Тому навантаження змушені споживати лише біля чверті від номінальної потужності, якщо її вважати споживаною при 100% від напруги джерела, тобто, за 100 В. Відповідно маємо низькі енергетичні показники, що характеризуються коефіцієнтами потужності nf корисної дії, а також великі втрати енергії саме на елементах мережі.

Дослідження частково компенсованого режиму. Задля здійснення поперечної компенсації увімкнемо конденсатори паралельно кож-

ному навантаженню, як це показано на моделі на рис. 4.

У

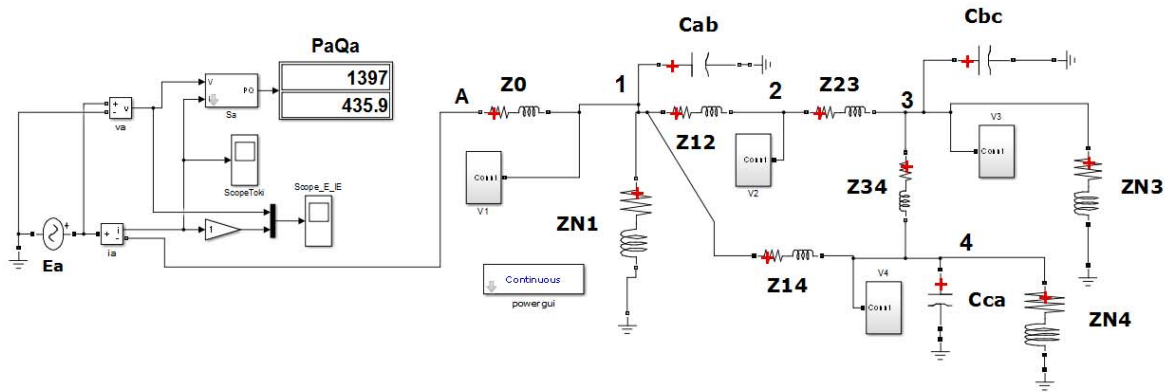


Рис. 4

Задля досягнення часткової компенсації розрахуємо величини ємностей компенсувальних конденсаторів таким чином, аби конденсатор компенсував індуктивну реактивну складову комплексного опору саме навантаження. Так, для навантаження $Z_{1n} = (0,7 + j\omega 0,005)$ Ом еквівалентна провідність

$$Y_{1n} = \frac{1}{Z_{1n}} = 0.2367 - j \cdot 0.5311.$$

Необхідна ємність для часткової компенсації вираховується з очевидного виразу

$$C_{ab} = \frac{-\text{Im}(Y_{1n})}{\omega} = \frac{0.5311}{314.1592} = 0.00169067 \text{ Ф.}$$

Аналогічно вираховуються ємності інших конденсаторів: $C_{bc} = 0.00092$ Ф, $C_{ca} = 0.00024705$ Ф. Зашунтовані конденсаторами навантаження тепер складають загальні комплексні опори з відсутніми уявними частинами, і їхні значення відповідно вузлам 1, 3, 4 складають 4.2249, 10.8696, 80.9568 Ом. Амплітуди напруг означених вузлів після прогону моделі з увімкненими конденсаторами складають значення відповідно 86.71, 83.90 і 85.06 В. Оцінка потужностей, що споживаються тепер навантаженнями за формулами (1)–(3) призводить до результатів: $S_{1n} = 889.808 + j1996.724$, $S_{3n} = 323.802 + j1017.256$, $S_{4n} = 44.686 + j280.768$. Повна потужність, споживана усіма навантаженнями, дорівнює $S_n = 1258.296 + j3294.747$ ВА.

Оскільки до системи додалися конденсатори, що компенсують реактивність навантажень, слід враховувати їхній вклад в баланс потужностей. Задля врахування впливу косинусних конденсаторів обчислимо споживану потужність кожного з них як половину добутка квадрата амплітуди напруги на конденсаторі на спряжений комплекс провідності конденсатора. Для конденсатора C_{ab} споживана реактивна потужність

$$Q_{Cab} = 0.5 \cdot U_{m1}^2 \cdot (-j\omega C_{ab}) = -j1996.724 \text{ ВА.}$$

Для конденсаторів C_{bc} і C_{ca} споживані потужності наступні:

$$Q_{Cbc} = -j1017.256 \text{ ВА; } Q_{Cca} = -j280.7677 \text{ ВА.}$$

Як видно з наведених результатів, кожний з конденсаторів повністю компенсує реактивну складову повної потужності відповідного навантаження. Сумарна потужність, споживана усіма конденсаторами,

$$Q_C = Q_{Cab} + Q_{Cbc} + Q_{Cca} = -j3294.747 \text{ ВА.}$$

Повна потужність, що споживається від джерела електроенергії, $S_E = 1397 + j435.9$. Повна потужність, що споживається мережею,

$$S_N = S_E - S_n - Q_C = (138.704 + j435.9) \text{ ВА.}$$

Коефіцієнт потужності та коефіцієнт корисної дії складають величини

$$\text{Cos } \varphi = \frac{1397}{\sqrt{435.9^2 + 1397^2}} = 0.955,$$

$$\eta = \frac{\operatorname{Re}(S_n)}{\operatorname{Re}(S_E)} = \frac{1258.296}{1397} = 0.90071.$$

Комплексна величина струму джерела електроенергії

$$I_E = \frac{2 \cdot S_E}{E} = \frac{2 \cdot (1397 + j435.9)}{100} = 27.94 + j8.718,$$

а амплітуда цього струму $I_{mE} = 29.269$ А.

Фазовий зсув струму джерела відносно його напруги у часовому просторі

$$\varphi_t = \frac{\arccos(\cos \varphi) \cdot 0.01}{\pi} = 0.00096.$$

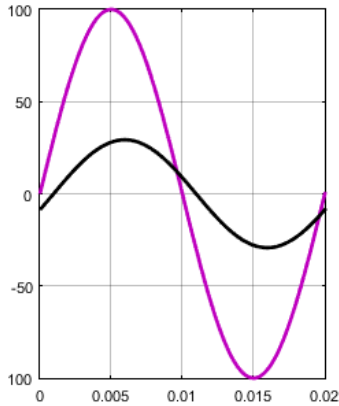


Рис. 5

На рис. 5 наведено часові діаграми напруги і струму джерела електроенергії, які підтверджують результати розрахунків.

Аналіз результатів моделювання та розрахунків режиму з частковою компенсацією демонструє суттєве покращення енергетичних показників системи. Напруги у вузлах навантажень підвищуються на відносно великі величини у порівнянні з варіантом відсутності компенсації. Однак амплітуди цих напруг не досягають навіть 10% відхилення напруги від номінальної напруги джерела.

Дослідження повністю компенсованого режиму. Модель для дослідження повністю компенсованого режиму зображено на рис. 6.

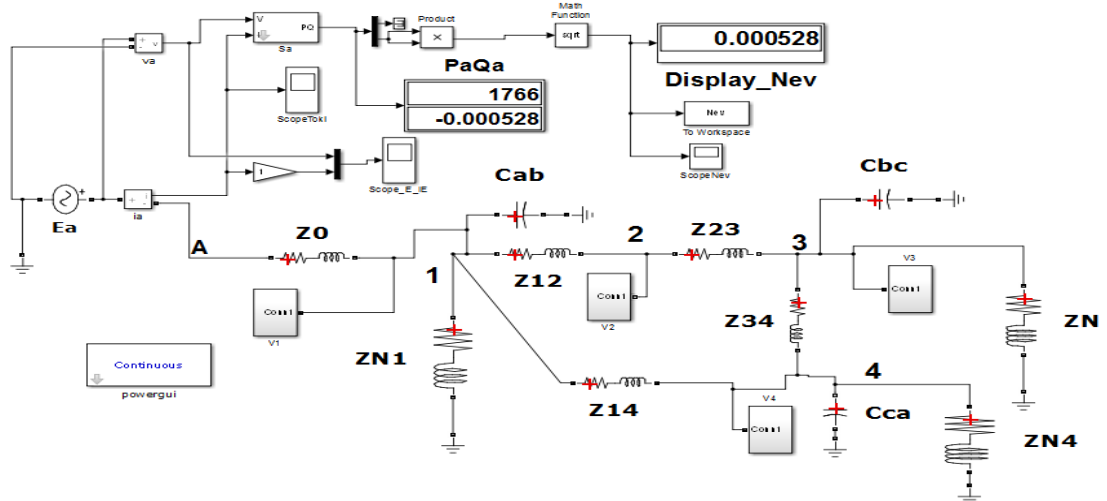


Рис. 6

У порівнянні з попередньою моделлю в цьому випадку модель доповнено віртуальними блоками, що формують значення цільової функції та передають знайдене значення у робочий простір Work Space програми MATLAB для наступної обробки вбудованою оптимізаційною програмою. Пошуковій оптимізації призначається знайти такі значення ємностей, що компенсують реактивну потужність, аби реактивна потужність, споживана джерелом електроенергії, звелася до нульового значення. Тому з цієї постановки задачі оптимізації впливає, що параметрами оптимізації виступають ємності конденсаторів, а критерій оптимізації полягає у відсутності споживання від джерела реактивної потужності. Як видно з моделі, для обчислення значення цільової функції використовується значення реактивної потужності. При цьому застосовується так звана кульова метрика. Для цього значення реактивної потужності спочатку зводиться в квадрат, а потім вилучається корінь. Це дає змогу уникнути в процесі проведення оптимізації заходу в область негативних значень реактивної потужності.

Отримане таким чином значення цільової функції через віртуальний пристрій To Workspace передається в робочу область MATLAB. Така передача потрібна для подальшого використання визначеної величини цільової функції в програмній частині створеного комплексу для реалізації пошукової оптимізації.

Програмна складова цього комплексу наведена на рис. 7 і 8 у вигляді текстів програм на алгоритмічній мові програмування в системі MATLAB. Текст головної програми (рис. 7) на початку містить оголошення параметрів оптимізації і C_{ab} , C_{bc} , C_{ca} та значення цільової функції Nev як глобальних змінних. Це забезпечує доступність цих змінних всіма іншими компонентами створеного комплексу пошукової оптимізації. Так параметри оптимізації закладені у вікнах властивостей моделей самих конденсаторів як їхні ємності, які мають таким чином змінюватися в процесі пошукової оптимізації аж до досягнення своїх оптимальних значень. Особливістю визначення цільової функції є обчислення її значення в процесі прогону візуальної моделі з використанням віртуальних вимірювальних приладів, як це описано вище. Для оптимізації використовується вбудована функція оптимізації за методом деформованого багатогранника $fminsearch()$, яка викликається в головній програмі. За умови використання цієї функції в числі її параметрів вказано ім'я файл-функції, текст якої приведено на рис. 8. Тут можна побачити, що по факту змінні оптимізації містяться у векторі $[x]$, значення елементів якого представляють собою ємності конденсаторів, виражені у мікрофарадах. Тому перед запуском візуальної моделі здійснюється перерахунок ємностей у фаради. Запуск моделі виконує оператор sim зі вказівкою імені самої візуальної моделі при цьому. Ім'я файл-функції є першим фактичним параметром під час виклику функції $fminsearch()$. Як другий фактичний параметр вказано початкові значення елементів вектора $[x]$. Третій параметр задає опції для процесу оптимізації відносно точності, що може бути досягнута. Ці параметри попередньо призначаються оператором $options$.

```

global Cab Cbc Cca Nst Nev MN
Cab=1E-7
Cbc=1E-7
Cca=1E-7
sim s3fnesim3
plot(ScopeToki.time, Scope-
Toki.signals.values)
grid on
pause
Nst=0
op-
tions=optimset('MaxFunEvals',10000,'M
axIter',10000,'TolX', 1e-3, 'Tol-
fun',1e-3);
Y=fminsearch('func_s3fnesim',
[2 2.1 1],options)
Nst

```

Рис. 7

```

function Nev=func_s3fnesim(x)
global Cab Cbc Cca Nst Nev MN
Cab=abs(x(1)*1E-6);
Cbc=abs(x(2)*1E-6);
Cca=abs(x(3)*1E-6);
sim s3fnesim3
plot(ScopeToki.time, Scope-
Toki.signals.values)
grid on
x
pause(1/2)
Nst=Nst+1
MN(Nst)=Nev;

```

Рис. 8

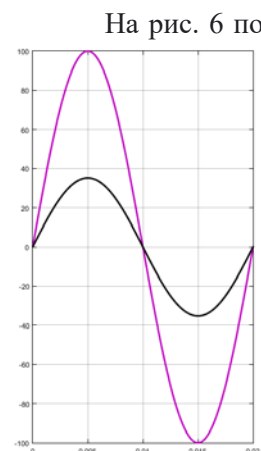


Рис. 9

На рис. 6 показники віртуального вимірювача активної і реактивної потужностей відображають стан моделі після завершення процесу пошукової оптимізації. Тут видно, що реактивна потужність близька до нуля, і джерело електроенергії пов'язано із наданням системі лише активної потужності. Про це ж свідчать і часові діаграми напруги та струму джерела (рис. 9), що демонструють абсолютне співпадіння цих величин за фазами. Знайдені значення ємностей конденсаторів, що забезпечують режим повної компенсації, складають такі величини: $C_{ab}=1998.75$ мкФ, $C_{bc}=1097.56$ мкФ, $C_{ca}=205.727$ мкФ.

Слід зауважити, що це рішення отримано під час завдання як початкового значення змінних оптимізації у вигляді вектора $[2 \ 2.1 \ 1]$, як це і прописано у тексті головної програми (рис. 7) у разі звернення до вбудованої функції оптимізації $fminsearch()$ у другому фактичному параметрі. Розрахунки показників режиму повної компенсації реактивної потужності в системі проведені аналогічно до двох попередніх режимів, а результати за усіма трьома проаналізованими режимами зведені у таблиці. Із таблиці видно, що сумарна ємність конденсаторів за часткової компенсації складає 2857.7 мкФ. Сумарна ємність конденсаторів за повної

компенсації становить 3302.1 мкФ. Таким чином, абсолютне значення збільшення сумарної ємності задля досягнення повної компенсації складає 444.4 мкФ, що становить 15,5% у порівнянні з сумарною ємністю для часткової компенсації. За повної компенсації реактивної потужності в системі амплітуди усіх вузлових напруг перевищують 95 В, що відповідає 5 % відхиленню амплітуд вузлових напруг від напруги джерела електроенергії. Відповідно суттєво зросли потужності, які споживаються кожним з навантажень. В зв'язку з підвищенням споживання навантажень збільшуються струми в гілках самої мережі, і саме тому дещо підвищуються втрати активної потужності в мережі та знижується коефіцієнт корисної дії у порівнянні з режимом часткової компенсації.

Параметр, величина	Одиниці виміру	Без компенсації	Часткова компенсація	Повна компенсація
C_{ab}	мкФ	0	1690.673	1998.75
C_{bc}	мкФ	0	919.996	1097.56
C_{ca}	мкФ	0	247.045	205.727
U_{m1}	В	53.75	86.71	95.40
U_{m3}	В	40.01	83.90	96.50
U_{m4}	В	45.15	85.06	95.05
P_E	Вт	786.7	1397	1766
Q_E	ВА	+2204	+435.9	0
P_n	Вт	428.139	1258.296	1561.257
Q_n	ВА	+1077.69	+3294.747	+4113.32
Q_C	ВА	0	-3294.747	-4754.853
P_N	Вт	358.561	138.704	204.743
Q_N	ВА	+1126.30	+435.9	+641.525
$\cos \varphi$		0.336	0.955	1.0
η		0.54422	0.90071	0.88406
I_{me}	А	46.804	29.269	35.32

збільшуючися на 5 % у порівнянні з режимом часткової компенсації. Слід зазначити, що з огляду на енергосистему країни у цілому, збільшення коефіцієнта потужності навіть на один відсоток має великий економічний ефект [1–10].

Перерахунок на реальну напругу. Проведені вище дослідження, розрахунки та моделювання наведені для випадку нормованої напруги джерела живлення з нормованою амплітудою 100 В. Така величина зручна для відсоткової оцінки напруг в системі. Реальні значення напруг джерел відрізняються від нормованої та складають величини, передбачені директивними документами [1, 2]. Маючи результати оптимізації для нормованих параметрів, можна легко розрахувати режимні параметри у разі зміни напруги. Для цього достатньо застосувати співвідношення, відомі з теорії подібності відносно електричних систем [15]. Тут у разі нормування параметрів і величин визначаються так звані базові величини, і нормована величина отримується діленнями реальної величини на базову. Під час визначення базових величин слід лише враховувати фундаментальні співвідношення для них, які відомі із теоретичної електротехніки. Розглянемо випадок живлення розглянутої системи від джерела з фазною напругою 220 В (ефективне значення), що відповідає низьковольтній розподільчій мережі для живлення промислових і комунальних споживачів. Амплітудне значення напруги джерела $E_m=311.13$ В, що відповідає базовій напрузі $U_0=3.1113$ В. Оскільки опори і частота не змінюються, то залишаємо базовий опір $R_0=1$ Ом і базовий час $t_0=1$ с. Фундаментальне співвідношення $I_0=U_0/R_0=3.1113$ А показує, у скільки разів збільшаться всі струми в реальній системі. Фундаментальне співвідношення $t_0=R_0C_0$ або $C_0=t_0/R_0=1$ Ф вказує, що величини ємностей залишаються незмінними. Для потужностей $P_0=U_0I_0=9.68$ ВА воно вказує, у скільки разів збільшаться всі потужності під час переходу до зазначеної напруги. Прогон моделі за зазначеної реальної напруги джерела живлення дав наступні значення амплітуд напруг у вузлах навантажень: $U_{m1}=296.81$ В, $U_{m3}=300.25$ В, $U_{m4}=295.73$ В (дійсні значення напруг становлять 209.88, 212.31, 209.11 В відповідно). Амплітуда струму джерела $I_{me}=109.86$ А (ефективне значення 77.68 А). Виключно активна потужність, що споживається від джерела, дорівнює $P_E=17.095$ кВт. Ці результати підтверджують правильність перерахунку на основі співвідношень за теорією подібності. Проведення процесу пошукової оптимізації також незалежно від перерахунків приводить до абсолютно таких же результатів, що додатково свідчить про правильність результатів перерахунку з реальним значенням фазної напруги мережі.

Висновки.

1. Для режиму без компенсації реактивної потужності характерні вкрай низькі енергетичні показники, великі втрати енергії на елементах самої мережі та занижені величини напруг у вузлах споживання електричної енергії навантаженнями.

2. Застосування часткової компенсації реактивної потужності, коли ємність батарей конденсаторів визначається з міркувань компенсації реактивної потужності лише навантажень у вузлах споживання, дещо поліпшує енергетичні показники. Однак при цьому можуть не досягатися напруги у вузлах споживання електроенергії, які потрібні для нормальної роботи навантажень.

3. Метод пошукової оптимізації, реалізований в системі MATLAB, дає змогу визначити режим повної компенсації реактивної потужності в системі. Цей режим може бути досягнутий через використання тієї ж самої поперечної компенсації, яка застосовується для часткової компенсації, тобто тими ж самими технічними засобами.

4. Режим повної компенсації реактивної потужності має найліпші енергетичні показники і забезпечує повноцінне споживання навантаженнями електричної енергії. При цьому генератор електроенергії повністю розвантажується від реактивної потужності, що сприяє стійкості його режиму. Реактивні потужності елементів самої мережі також компенсуються, що розвантажує мережу і суттєво знижує втрати в ній.

5. Реалізація режимів повної компенсації реактивної потужності не зустрине принципових перепон в інтелектуальних повністю керованих електричних мережах, і застосування методу пошукової оптимізації може становити невід'ємну частину таких систем.

1. Кудрин Б.И. Электроснабжение промышленных предприятий. М.: Интермет Инжиниринг, 2006. 672 с.
2. Герасименко А.А., Федин В.Т. Передача и распределение электрической энергии. Ростов-Дон: Феникс, 2006. 720 с.
3. Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Повышение качества электроэнергии в электрических сетях. Киев: Наукова думка, 1985. 286 с.
4. Шидловский А.К., Борисов Б.П., Вагин Г.И., Куренный Э.Г. Электромагнитная совместимость электроприемников промышленных предприятий. К.: Наукова думка, 1992. 236 с.
5. Кузнецов В.Г., Григорьев А.С., Данилюк В.Б. Снижение несимметрии и несинусоидальности напряжений в электрических сетях. К.: Наукова думка, 1992. 240 с.
6. Жежеленко И.В., Саенко Ю.Л. Качество электроэнергии на промышленных предприятиях. М.: Энергоатомиздат, 2005. 261 с.
7. Веников В.А., Глазунов А.А., Жуков Л.А., Солдаткина Л.А. Электрические сети. М.: Высшая школа, 1971. 440 с.
8. Железко Ю.С. Компенсация реактивной мощности и повышение качества электроэнергии. М.: Энергоатомиздат, 1985. 224 с.
9. Железко Ю.С. Потери электроэнергии. Реактивная мощность. Качество электроэнергии. Руководство для практических расчетов. М.: ЭНАС, 2009. 456 с.
10. Miller J.E. Reactive power controlled in electric systems. John Willey& Sons, 1982. 416 p.
11. European Smart Grids Technology Platform: vision and Strategy for Europe's Electricity Networks of the Future. European Commission, 2006. 44 p.
12. Ягуп В.Г., Ягуп Е.В. Определение режима компенсации реактивной мощности в четырехпроводной трехфазной системе электроснабжения с помощью поисковой оптимизации. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 1. С. 60–66. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.060>
13. Ягуп В.Г., Ягуп Е.В. Расчет параметров симметрично-компенсирующего устройства трехфазной системы электроснабжения на основе декомпозиции системы. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 6. С. 20–26. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.06.020>.
14. Ягуп В.Г., Ягуп К.В. Дослідження режимів компенсації реактивної потужності в узагальненій системі електропостачання. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 6. С. 63–71. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.06.063>.
15. Веников В.А. Теория подобия и моделирования (применительно к задачам электроэнергетики). М.: Высшая школа, 1976. 479 с.

RESEARCH OPTIMIZATION OF THE MODE OF FULL REACTIVE POWER COMPENSATION IN THE ELECTRICAL NETWORK

V.G. Yagup¹, K.V. Yagup²

¹ Kharkiv National Automobile and Highway University,
25, Yaroslav Mudryi str., 61002, Kharkiv, Ukraine,

e-mail: yagup.walery@gmail.com.

² National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute",
2, Kyrpychova str., 61002, Kharkiv, Ukraine.

The article is devoted to the investigation of reactive power compensation modes in a closed electrical network, which is significantly loaded with active-inductive elements in the nodes of electricity consumption. The initial mode without compensation is compared with the modes of partial and full compensation of reactive power using capacitor compensation banks. It is shown how to determine this mode using search optimization using a visual model of the electrical network. Quantitative indicators of the compared modes are presented, which convincingly demonstrate the advantages of full reactive power compensation in the electrical network. References 15, figures 9, table 1.

Key words: electrical network, reactive power, full compensation, search optimization, power factor, efficiency factor.

1. Kudrin B.I. Power supply of industrial enterprises. Moskva: Internet Inzhiniring, 2006. 672 p. (Rus)
2. Gerasimenko A.A., Fedin V.T. Transmission and distribution of electrical energy. Rostov-Don: Phenix, 2006. 720 p. (Rus)
3. Shidlovsky A.K., Kuznetsov V.G. Improving the quality of electricity in electrical networks. Kyiv: Naukova Dumka, 1985. 286 p. (Rus)
4. Shidlovsky A.K., Borisov B.P., Vagin G.I., Kurenyy E.G. Electromagnetic compatibility of electrical receivers of industrial enterprises. Kyiv: Naukova Dumka, 1992. 236 p. (Rus)
5. Kuznetsov V.G., Grigoriev A.S., Danilyuk V.B. Reducing the asymmetry and non-sinusoidality of voltages in electrical networks. Kyiv: Naukova Dumka, 1992. 240 p. (Rus)
6. Zhezhelenko I.V., Saenko Yu.L. The quality of electricity at industrial enterprises. Moskva: Energoatomizdat, 2005. 261 p. (Rus)
7. Venikov V.A., Glazunov A.A., Zhukov L.A., Soldatkina L.A. Electrical networks. Moskva: Vysshaya shkola, 1971. 440 p. (Rus)
8. Zhelezko Yu.S. Reactive power compensation and improvement of the quality of electricity. Moskva: Energoatomizdat, 1985. 224 p. (Rus)
9. Zhelezko Yu.S. Loss of electricity. Reactive power. Electricity quality. Guide for practical calculations. Moskva: ENAS, 2009. 456 p. (Rus)
10. Miller J.E. Reactive power controlled in electric systems. John Wiley & Sons, 1982. 416 p.
11. European Smart Grids Technology Platform: vision and Strategy for Europe's Electricity Networks of the Future. European Commission, 2006. 44 p.
12. Yagup V.G., Yagup K.V. Determination of reactive power compensation mode in four-wire three-phase electric power supply system using search engine optimization. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 60-66. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.060> (Rus).
13. Yagup V.G., Yagup E.V. Calculation of the parameters of a symmetrical-compensating device of a three-phase power supply system based on the decomposition of the system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 6. Pp. 20-26. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.06.020> (Rus).
14. Yagup V.G., Yagup E.V. Power compensation modes research in generalized electrical supply system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 6. Pp. 63-71. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.06.063> (Ukr).
15. Venikov V.A. Theory of similarity and modeling (in relation to the tasks of the electric power industry) Moskva: Vysshaya shkola, 1976. 479 p. (Rus)

Надійшла 08.11.2022
Остаточний варіант 15.06.2023

ВИЗНАЧЕННЯ ОПОРУ ЗАЗЕМЛЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ ПІДСТАНЦІЙ 330(220) кВ

О.Ю. Глебов^{*}, канд. техн. наук, **Д.Г. Коліушко**^{**}, канд. техн. наук, **А.В. Плічко**^{***},
С.С. Руденко^{****}, канд. техн. наук

Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут",
вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна.

E-mail: nio5_molniva@ukr.net.

В електроенергетиці України основними системоутворюючими об'єктами є лінії електропередачі та підстанції з розподільними пристроями 330(220) кВ. Найбільш потужними джерелами небезпеки на підстанціях є короткі замикання на шинах, прямий удар блискавки або спрацювання обмежувачів перенапруги і розрядників. Метою статті є вдосконалення способу визначення опору заземлювального пристрою підстанцій з відкритими розподільними пристроями 330(220) кВ, спрямованого на підвищення точності з урахуванням найбільш впливових незалежних факторів. Для проведення досліджень використовувалися положення теорії планування експериментів, теорія електричних кіл, математичне моделювання в пакеті Grounding 1.0, LiGro та Microsoft Excel. У роботі наведено результати багатофакторних експериментів задля визначення залежності опору заземлювального пристрою з рівномірною сіткою від його площі, розміру чарунки сітки, периметра поперечного перерізу заземлювачів, еквівалентного питомого опору ґрунту, струму короткого замикання та глибини залягання сітки. У роботі отримала подальший розвиток методика визначення параметрів заземлювальних пристроїв підстанцій 330(220) кВ, спрямована на забезпечення нормованих значень опору заземлювального пристрою та напруги на заземлювальному пристрої з використанням формул, отриманих за результатами багатофакторних експериментів. Отримані в роботі результати надають змогу забезпечити зменшення ймовірності пошкодження ізоляції кабелів 6-10 кВ, а також кабелів вторинних кіл від низькочастотних та високочастотних (імпульсних) напруг у разі стікання в заземлювальний пристрій великих струмів в режимі однофазного замикання на землю в електричних мережах з заземленою нейтраллю. Бібл. 9, табл. 2, рис. 6.

Ключові слова: підстанція, заземлювальний пристрій, опір заземлювального пристрою, напруга на заземлювальному пристрої, повний факторний експеримент.

Вступ. Головною задачею заземлювального пристрою (ЗП) електроустановок є забезпечення електробезпеки [1]. Задля вирішення цієї задачі розроблено основні критерії проєктування ЗП: за допустимим значенням опору ЗП; за допустимим значенням напруги дотику.

В електроенергетиці України основними системоутворюючими об'єктами є лінії електропередачі та підстанції з розподільними пристроями 330(220) кВ. Ці об'єкти відносяться до електричних мереж із заземленою нейтраллю, мають великі струми замикання на землю і становлять найбільшу небезпеку для персоналу та електрообладнання в аварійних режимах. Найбільш потужними джерелами небезпеки є короткі замикання (КЗ) на шинах, прямий удар блискавки або спрацювання обмежувачів перенапруги і розрядників. Загальною особливістю зазначених процесів є втікання великих струмів у ЗП, хоча амплітудно-часові параметри суттєво відрізняються. Саме в цих режимах найважливішу роль для забезпечення електробезпеки має конструктивне виконання ЗП.

У [2] розглянуто близько 40 параметрів, що впливають на опір ЗП підстанцій з відкритими розподільними пристроями (ВРП) 330(220) кВ, багато з яких є взаємопов'язаними. Аналіз експериментальних даних, отриманих під час проведення діагностики ЗП вісімдесяти підстанцій 330(220) кВ, надав змогу виділити шість незалежних факторів та визначити реальний діапазон їхніх значень:

- 1) площа ЗП $S = [0,906; 9,251] \times 10^4 \text{ м}^2$;
- 2) розмір чарунки сітки $b = [7,03; 30,4] \text{ м}$;
- 3) периметр перерізу заземлювачів $p = [31,4; 172,0] \text{ мм}$;
- 4) еквівалентний питомий опір ґрунту $\rho = [1,69; 249,67] \text{ Ом} \times \text{м}$;
- 5) струм однофазного КЗ на шинах ВРП $I = [2,43; 42,961] \text{ кА}$;
- 6) глибина залягання заземлювачів $t = [0,5; 2,0] \text{ м}$.

Струм КЗ та опір ЗП визначають ще одну нормовану величину, а саме напругу на ЗП, яка в аварійних режимах становить небезпеку для ізоляції кабелів, що виходять за межі ЗП. Зменшення на-

© Глебов О.Ю., Коліушко Д.Г., Плічко А.В., Руденко С.С., 2023

ORCID: *<https://orcid.org/0000-0003-0215-177X>; ** <https://orcid.org/0000-0003-3112-4260>;

*** <https://orcid.org/0009-0003-1733-7726>; **** <https://orcid.org/0000-0002-2544-1545>

пруги на ЗП у разі КЗ та ударах блискавки, дає змогу знизити ймовірність пошкодження ізоляції кабелів 6–10 кВ, а також кабелів вторинних кіл як низькочастотними, так і високочастотними (імпульсними) напругами під час втікання в ЗП великих струмів. У зв'язку з цим підвищення точності визначення опору ЗП з урахуванням вказаних вище параметрів є актуальною задачею.

Існує низка відомих способів визначення опору ЗП.

Формула Карякіна. Опір ЗП визначається за формулою [3], Ом

$$R = 0,5\rho S^{-1/2}, \quad (1)$$

де S – площа ЗП, м²; ρ – еквівалентний питомий опір ґрунту, Ом×м.

Формула Двайта. Опір ЗП квадратної рівномірної сітки, розташованої в однорідному ґрунті, визначається за формулою [4], Ом

$$R = \rho/2D, \quad (2)$$

де D – діаметр кола, площа якого дорівнює площі ЗП, м.

Формула Лорана та Неймана. Опір ЗП квадратної рівномірної сітки, розташованої у двошаровому ґрунті, визначається за формулою [4], Ом

$$R = \frac{\rho_2}{2D} + \frac{\rho_1}{\ell_1}, \quad (3)$$

де ρ_1 та ρ_2 – питомий опір шарів ґрунту, Ом×м; ℓ_1 – загальна довжина горизонтальних заземлювачів, м.

Оскільки товщина шарів ґрунту не вказана, тому цю формулу можна використовувати для ЗП в однорідному ґрунті, Ом

$$R = \frac{\rho}{2D} + \frac{\rho}{\ell_1}, \quad (4)$$

де ℓ_1 – загальна довжина горизонтальних заземлювачів, м.

Формула Сверака. Опір ЗП квадратної рівномірної сітки, розташованої в однорідному ґрунті, визначається за формулою [4], Ом

$$R = \frac{\rho}{\ell_1} + \frac{\rho}{\sqrt{20 \cdot S}} \left(1 + \frac{1}{1 + t\sqrt{20/S}} \right), \quad (5)$$

де t – глибина залягання заземлювачів, м.

Формула Оллендорфа-Лорана. Опір ЗП квадратної рівномірної сітки, розташованої в однорідному ґрунті, по периметру якої рівномірно встановлені вертикальні заземлювачі, визначається за формулою [4], Ом

$$R = A \frac{\rho}{\sqrt{S}} + \frac{\rho}{\ell_1 + \ell_2}, \quad (6)$$

де ℓ_2 – загальна довжина вертикальних заземлювачів, м; A – коефіцієнт пропорційності, який визначається з умов

$$A = 0,444 - 0,84 \frac{\ell + t}{\sqrt{S}} \quad \text{за } 0 \leq \frac{\ell + t}{\sqrt{S}} \leq 0,1, \quad (7)$$

$$A = 0,385 - 0,25 \frac{\ell + t}{\sqrt{S}} \quad \text{за } 0,1 \leq \frac{\ell + t}{\sqrt{S}} \leq 0,5, \quad (8)$$

де ℓ – довжина вертикального заземлювача, м; t – глибина залягання горизонтальних заземлювачів, м.

За відсутності вертикальних заземлювачів в реальному діапазоні значень площі ЗП (від 1×10^4 м² до 9×10^4 м²) та глибини залягання (від 0,4 м до 1,4 м) для згаданих вище підстанцій 330(220) кВ коефіцієнт A буде визначатися умовою (7), тоді формула (6) набуде вигляду, Ом

$$R = \left(0,444 - 0,84 \frac{t}{\sqrt{S}} \right) \frac{\rho}{\sqrt{S}} + \frac{\rho}{\ell_1}. \quad (9)$$

Формула Шварца. Опір ЗП прямокутної рівномірної сітки, розташованої в однорідному ґрунті, визначається за формулою [4], Ом

$$R = \frac{\rho}{\pi \cdot \ell_1} \left(\ln \left(\frac{2\ell_1}{\sqrt{d \cdot t}} \right) + k_1 \frac{\ell_1}{\sqrt{S}} - k_2 \right), \quad (10)$$

$$k_1 = 1,84 \frac{\sqrt{a \cdot b}}{2} \left[\frac{1}{a} \cdot \ln \left(\frac{a + \sqrt{a^2 + b^2}}{b} \right) + \frac{1}{b} \cdot \ln \left(\frac{b + \sqrt{a^2 + b^2}}{a} \right) + \frac{a}{3b^2} + \frac{b}{3a^2} - \frac{a^2 + b^2}{3a^2 b^2} \sqrt{a^2 + b^2} \right]; \quad (11)$$

$$k_2 = \ln \left(\frac{4(a+b)}{b} \right) + 2k_1 \frac{a+b}{\sqrt{a \cdot b}} - \ln \left(\frac{a + \sqrt{a^2 + (b/2)^2}}{b/2} \right) - \frac{1}{2} \cdot \ln \left(\frac{b/2 + \sqrt{a^2 + (b/2)^2}}{\sqrt{a^2 + (b/2)^2} - b/2} \right), \quad (12)$$

де d – діаметр горизонтальних заземлювачів, м; a – менша сторона прямокутної сітки, м; b – більша сторона прямокутної сітки, м.

Для квадратної сітки, в якій $a = b$, коефіцієнти k_1 та k_2 мають значення $k_1 = 1,368$; $k_2 = 5,625$, підставив які в (10), отримаємо, Ом

$$R = \frac{\rho}{\pi \cdot \ell_1} \left(\ln \left(\frac{2\ell_1}{\sqrt{d \cdot t}} \right) + 1,368 \frac{\ell_1}{\sqrt{S}} - 5,625 \right). \quad (13)$$

Для прямокутної сітки, у якій, наприклад, $b = 3 \cdot a$, коефіцієнти k_1 та k_2 мають значення $k_1 = 1,274$; $k_2 = 5,738$, підставив які в (10), отримаємо, Ом

$$R = \frac{\rho}{\pi \cdot \ell_1} \left(\ln \left(\frac{2\ell_1}{\sqrt{d \cdot t}} \right) + 1,274 \frac{\ell_1}{\sqrt{S}} - 5,738 \right). \quad (14)$$

Проведений в [5, 6] аналіз показує, що вирази (2) – (14) по теперішній час залишаються практично безальтернативними способами інженерного визначення опору ЗП, виконаних у вигляді рівномірної сітки. Порівняння розрахункових даних за вказаними формулами з результатами моделювання показало похибку, що досягає декількох десятків відсотків. Таким чином, отримання уточнених виразів задля визначення опору ЗП є актуальною задачею.

Метою роботи є вдосконалення способу визначення опору ЗП підстанцій з відкритими розподільними пристроями 330(220) кВ, спрямованого на підвищення точності шляхом урахування найбільш впливових незалежних факторів. Задля досягнення цієї мети слід отримати математичні вирази залежності опору ЗП від його площі, розміру чарунки сітки, периметра поперечного перерізу заземлювачів, еквівалентного питомого опору ґрунту, струму короткого замикання та глибини залягання сітки. Для цього слід провести повний дворівневий багатофакторний експеримент (ПФЕ).

Матеріали дослідження. У табл. 1 наведено максимальні та мінімальні значення коефіцієнтів пропорційності між формулою (1) та іншими формулами визначення опору ЗП для підстанцій 330 (220) кВ в реальному діапазоні значень параметрів ЗП: площа ЗП $S = [1 \div 9] \cdot 10^4 \text{ м}^2$; розмір чарунки сітки $b = [5; 25]$ м або пов'язана з ним загальна довжина горизонтальних заземлювачів ℓ_1 , м; периметр перерізу горизонтальних заземлювачів $p = [32; 152]$ мм, або пов'язаний з ним діаметр горизонтальних заземлювачів; глибина їх залягання $t = [0,4; 1,4]$ м.

Таблиця 1

Формула опору ЗП	Коефіцієнт пропорційності	
	макс.	мін.
(1)	1,0	
(2)	0,8862	
(4)	1,0862	0,9026
(5)	1,0867	0,9017
(9)	1,0813	0,8966
(13) за $b = a$	1,1716	0,9068
(14) за $b = 3 \cdot a$	1,1047	0,8465

Загальну довжину горизонтальних заземлювачів можна визначити за формулою, м

$$\ell_1 = \frac{2\sqrt{S}(\sqrt{S} + b)}{b}, \quad (15)$$

де b – розмір квадратної чарунки рівномірної сітки ЗП, м.

Аналіз зазначених коефіцієнтів показує, що максимальні значення опору ЗП за формулами (4), (5) та (9) перевищують опір ЗП за формулою (1) не більше, ніж на 9%. Максимальні значення опору ЗП за формулами (13)

та (14) більше опору ЗП за формулою (1) на 17,16% та 10,47% відповідно. Мінімальні значення опору ЗП за формулами (4), (5), (9) та (13) менше опору ЗП за формулою (1) практично не більше, ніж на 10%. Мінімальні значення опору ЗП за формулами (2) та (14) менше опору ЗП за формулою (1) на 11,38% та 15,35% відповідно. Таким чином, в інженерній практиці для первинної приблизної оцінки опору ЗП доцільно використовувати формулу (1).

Аналіз залежності опору ЗП від глибини залягання заземлювачів показав, що для ЗП з параметрами $S = 5 \times 10^4 \text{ м}^2$, $b = 15$ м, $p = 92$ мм у разі збільшення глибини в 3,5 рази (з 0,4 м до 1,4 м) опір змінився менше, ніж на 2%.

Аналіз відомих формул визначення опору ЗП показав, що формули (1) Карякіна та (2) Двайта є

найпростішими, але враховують лише два фактори з шести незалежних, наведених вище: площу ЗП (S) або пов'язаний з нею діаметр кола (D) та еквівалентний питомий опір ґрунту (ρ). Причому, за формулою (2) значення опору ЗП є найменшим з усіх розглянутих для квадратної сітки. Тобто, визначення опору ЗП за формулою (2) позбавляє ЗП будь якого запасу на випадок погіршення параметрів ЗП протягом експлуатації. Тому цю формулу не доцільно використовувати навіть для приблизної оцінки опору ЗП.

Формула (3) Лорана та Неймана розроблена для ЗП в двошаровому ґрунті, але товщина шарів ґрунту не враховується, тому доводиться використовувати цю формулу у вигляді формули (4) для ЗП в однорідному ґрунті, яка враховує три фактори: діаметр кола (D), питомий опір ґрунту (ρ) та загальну довжину горизонтальних заземлювачів (ℓ_1) або пов'язаний з нею розмір чарунки сітки (b).

Формула (5) Сверака враховує чотири фактори: площу ЗП (S), питомий опір ґрунту (ρ), загальну довжину горизонтальних заземлювачів (ℓ_1) та глибину залягання заземлювачів (t).

Формула (9) Олендорфа-Лорана також враховує чотири фактори: площу ЗП (S), питомий опір ґрунту (ρ), глибину залягання заземлювачів (t), загальну довжину горизонтальних заземлювачів (ℓ_1) та на додаток ще й загальну довжину вертикальних заземлювачів.

Формула (10) Шварца, розроблена для прямокутної сітки в однорідному ґрунті та для квадратної сітки, набуває вид формули (13), яка враховує вже п'ять факторів: площу ЗП (S), питомий опір ґрунту (ρ), загальну довжину горизонтальних заземлювачів (ℓ_1), глибину залягання заземлювачів (t) та діаметр горизонтальних заземлювачів (d).

Жодна з вказаних вище формул не враховує залежність опору ЗП від струму однофазного КЗ на шинах ВРП (I), що важливо у разі виконання ЗП зі сталевих провідників (характерно майже для всіх підстанцій України) через нелінійність функції магнітної проникності ферромагнетиків від напруженості магнітного поля $\mu = f(H)$ [7].

Тому, для підвищення точності розрахунку опору ЗП необхідно отримати вирази, які враховують всі шість вказаних вище незалежних факторів.

У роботі [2] сформульовано основні положення методики визначення параметрів ЗП підстанцій з ВРП 330(220) кВ, в основі якої лежить залежність $R = f(S; b; p; \rho; I)$, яку отримано за результатами багатофакторного експерименту.

Проведенню багатофакторного експерименту передують проведення однофакторних. Для цього в роботі [2] були складені математичні моделі ЗП, які є квадратними рівномірними сітками, виготовленими зі сталевих прокатів та розташованими горизонтально на глибині, незмінній протягом експерименту. Експерименти проводилися з використанням програмного комплексу LiGro [8]. В ньому можна врахувати: реальну конфігурацію ЗП; тришарову електричну структуру ґрунту; змінну по довжині заземлювача щільність струму, що стікає в ґрунт; нелінійну залежність поздовжнього опору сталевих заземлювачів від амплітуди і частоти струму, що ними протікає. Верифікацію програмного комплексу LiGro зроблено в [8] на основі порівняння з натурними вимірюваннями опору ЗП 70 діючих підстанцій обленерго України.

Аналіз результатів однофакторних експериментів показав [2], що найбільший вплив на опір ЗП має питомий опір ґрунту (ρ), далі в порядку спадання впливу – площа ЗП (S), периметр перерізу заземлювачів (p), розмір чарунки сітки (b), струм КЗ (I) та глибина залягання сітки ЗП (t). Залежності опору ЗП від площі ЗП, периметру перерізу заземлювачів та струму КЗ мають нелінійний характер та апроксимуються поліномами 4-ого, 3-ого та 4-ого ступенів відповідно, а залежності від розміру чарунки, питомого опору ґрунту та глибини залягання мають лінійний (близький до лінійного) характер та апроксимуються рівняннями прямої. Апроксимація графіків та визначення її достовірності виконувалися в програмі Microsoft Excel за методом найменших квадратів. Зауважено [2], що під час проведення багатофакторних експериментів область значень площі ЗП, периметру перерізу заземлювачів та струму КЗ доцільно розділити на ділянки. Крім того показано, що для розглянутих підстанцій опір ЗП залежить від струму КЗ лише у разі $I \leq 10$ кА, та оскільки опір ЗП практично не залежить (менше ніж на 2%) від глибини залягання в діапазоні від 0,4 м до 1,4 м, то під час проведення багатофакторних експериментів глибину можна прийняти незмінною на рівні значення, що допускається [1] $t = 0,7$ м.

У роботі [2] наведено результати ПФЕ з визначення залежності $R = f(S; b; p; \rho; I)$. Границі областей значень факторів були прийняті цілими числами для зручності організації проведення ПФЕ. В зазначеному експерименті область значень площі ЗП було розділено на три ділянки: $S_1 = [1; 3] \times 10^4$ м², $S_2 = [3; 5] \times 10^4$ м², $S_3 = [5; 9] \times 10^4$ м²; область значень струму КЗ – на дві:

$I_1 = [1; 10]$ кА, $I_2 = [10; 40]$ кА. Область значень розміру чарунки сітки $b = [5; 25]$ м та питомого опору ґрунту $\rho = [21; 251]$ Ом×м не були розділені на ділянки. Область значень периметру перерізу заземлювачів $p = [32; 152]$ мм також не була розділена на ділянки, хоча і є суттєво нелінійною, що збільшує похибку отримуваної лінійної моделі.

У даній роботі буде наведено результати ПФЕ з визначення аналогічної залежності $R = f(S; b; p; \rho; L)$, в якому області значень площі ЗП та струму КЗ, як і в зазначеному вище експерименті, розділені на такі ж самі ділянки, але область значень периметру перерізу заземлювачів, на відміну від зазначеного вище, розділена на дві ділянки: $p_1 = [32; 92]$ мм, $p_2 = [92; 152]$ мм, що зменшує похибку лінійної моделі, але вдвічі збільшує трудомісткість експерименту.

Оцінимо похибку визначення опору ЗП за лінійними моделями $R = f(p)$ для ЗП з параметрами, які лежать в середині розглянутих діапазонів: $S = 5 \times 10^4$ м², $b = 15$ м, $\rho = 80$ Ом×м, $I = 21$ кА. Для цього як базову модель приймемо поліном третього ступеню, яким було апроксимовано вказана залежність під час проведення однофакторних експериментів [2]. На рис. 1 наведено графіки $R = f(p)$ для вказаного ЗП.

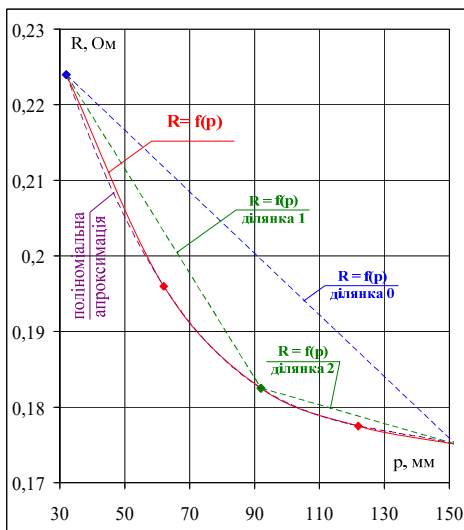


Рис. 1

– ділянка 2 розділеної області значень фактору (рис. 1 " $R = f(p)$ ділянка 2"), Ом

$$R_1 = -1,2333 \cdot 10^{-4} \cdot p + 0,19385, \quad (20)$$

де p – периметр перерізу заземлювача, мм.

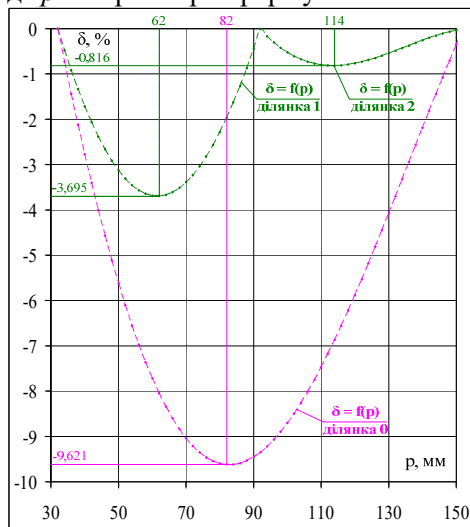


Рис. 2

Похибка визначається за формулою, %

$$\delta = \frac{R_0 - R_1}{R_0} \cdot 100\%, \quad (16)$$

де δ – похибка визначення опору ЗП за лінійними моделями, %; R_1 – опір ЗП, визначений за лінійними моделями, Ом; R_0 – опір ЗП, визначений за базовою моделлю (рис. 1 "поліноміальна апроксимація"), Ом

$$R_0 = -3,6728 \cdot 10^{-8} \cdot p^3 + 1,4875 \cdot 10^{-5} \cdot p^2 - 2,0797 \cdot 10^{-3} \cdot p + 0,27652, \quad (17)$$

де p – периметр перерізу заземлювача, мм.

Опір ЗП за лінійними моделями (R_1) визначається за формулами, Ом:

– область значень фактору не розділена на ділянки

(рис. 1 " $R = f(p)$ ділянка 0"), Ом

$$R_1 = -4,0750 \cdot 10^{-4} \cdot p + 0,23704; \quad (18)$$

– ділянка 1 розділеної області значень фактору (рис. 1

" $R = f(p)$ ділянка 1"), Ом

$$R_1 = -6,9167 \cdot 10^{-4} \cdot p + 0,24613; \quad (19)$$

На рис. 2 наведено графіки залежності похибки визначення опору ЗП від периметру перерізу заземлювачів $\delta = f(p)$ для розглянутих лінійних моделей $R = f(p)$. Залежності $\delta = f(p)$ є суттєво нелінійними та мають точку екстремуму.

Коли область значень периметру перерізу заземлювачів не розділена на ділянки, максимальною є похибка $\delta = 9,62\%$ за $p = 82$ мм (рис. 2 " $\delta = f(p)$ ділянка 0"). Досить велике значення похибка має й для найбільш поширеного сталю прокату, який використовують для горизонтальних заземлювачів, а саме для прямокутної штаби 4×40 мм та 5×40 мм, у яких периметр перерізу становить 88 мм та 90 мм відповідно, а похибка відповідно має значення 9,53% та 9,45%.

У випадку розділення області значень периметру перерізу заземлювачів на дві ділянки максимальна похибка становить $\delta = 3,69\%$ за $p = 62$ мм (див. рис. 2 " $\delta = f(p)$ ділянка 1"), а для згаданого сталю прокату похибка не перевищує 1%.

За результатами аналізу однофакторних експериментів

проводиться багатофакторний. У випадку розділення області значень площі ЗП на три ділянки, а струму КЗ та периметру перерізу заземлювачів – на дві, кількість гілок експерименту становить 12. Кожна гілка має свої індивідуальні умови (межі) застосування, тобто набір мінімальних ($X_{i,\min}$) та максимальних ($X_{i,\max}$) значень всіх факторів. Вказаний набір відповідає прийнятому в експерименті розділенню на ділянки областей значень кожного i -того фактору.

Згідно з теорією планування експерименту [9] було проведено регресійний та дисперсійний аналіз значень опору ЗП, розрахованих з використанням програмного комплексу LiGro. В результаті були отримані рівняння регресії для заданих умов (меж) застосування та формули визначення кодованих значень усіх факторів для кожної гілки за формулою

$$x_i = \frac{X_i - X_i^0}{h_i}, \quad (21)$$

де X_i – поточне значення i -того фактору на ділянці області значень від $X_{i,\min}$ до $X_{i,\max}$, яка відповідає гільці експерименту, що розглядається; X_i^0 – основний рівень i -того фактору $X_i^0 = (X_{i,\max} + X_{i,\min})/2$; h_i – інтервал варіювання i -того фактору $h_i = (X_{i,\max} - X_{i,\min})/2$. У подальшому присвоїмо наступну відповідність фізичних величин факторам $X_1 = S$ – площа ЗП, га ($1 \text{ га} = 10^4 \text{ м}^2$); $X_2 = b$ – розмір чарунки сітки, м; $X_3 = p$ – периметр перерізу заземлювачів, мм; $X_4 = \rho$ – еквівалентний питомий опір ґрунту, Ом \times м; $X_5 = I$ – струм КЗ, кА.

Причому на ділянці області значень $I_2 = [10; 40]$ кА опір ЗП практично не залежить від струму КЗ, тому п'ятифакторний експеримент спрощується до чотирьохфакторного (гілки 1 – 6).

Гілка 1. Умови: $1 \leq S \leq 3$ га (ділянка 1 з 3); $5 \leq b \leq 25$ м; $32 \leq p \leq 92$ мм (ділянка 1 з 2); $21 \leq \rho \leq 251$ Ом \times м; $10 \leq I \leq 40$ кА (ділянка 2 з 2). Опір ЗП визначається за формулою, Ом

$$R = 0,5196 - 0,1438 x_1 + 0,0330 x_2 - 0,0058 x_3 + 0,4298 x_4 - 0,0132 x_1 x_2 - 0,1226 x_1 x_4 + 0,0239 x_2 x_4 - 0,0117 x_1 x_2 x_4. \quad (22)$$

де R – опір ЗП, Ом; x_1, x_2, x_3, x_4 – кодовані значення факторів, визначені згідно з (21).

Гілка 2. Умови: $3 \leq S \leq 5$ га (ділянка 2 з 3); $5 \leq b \leq 25$ м; $32 \leq p \leq 92$ мм (ділянка 1 з 2); $21 \leq \rho \leq 251$ Ом \times м; $10 \leq I \leq 40$ кА (ділянка 2 з 2). Опір ЗП визначається за формулою, Ом

$$R = 0,3341 - 0,0417 x_1 + 0,0177 x_2 - 0,0066 x_3 + 0,2713 x_4 - 0,0021 x_1 x_2 - 0,0358 x_1 x_4 - 0,0031 x_2 x_3 + 0,0100 x_2 x_4 - 0,0021 x_1 x_2 x_4. \quad (23)$$

Гілка 3. Умови: $5 \leq S \leq 9$ га (ділянка 3 з 3); $5 \leq b \leq 25$ м; $32 \leq p \leq 92$ мм (ділянка 1 з 2); $21 \leq \rho \leq 251$ Ом \times м; $10 \leq I \leq 40$ кА (ділянка 2 з 2). Опір ЗП визначається за формулою, Ом

$$R = 0,2566 - 0,0357 x_1 + 0,0140 x_2 - 0,0071 x_3 + 0,2047 x_4 - 0,0015 x_1 x_2 - 0,0309 x_1 x_4 - 0,0034 x_2 x_3 + 0,0064 x_2 x_4 - 0,0016 x_1 x_2 x_4. \quad (24)$$

Гілка 4. Умови: $1 \leq S \leq 3$ га (ділянка 1 з 3); $5 \leq b \leq 25$ м; $92 \leq p \leq 152$ мм (ділянка 2 з 2); $21 \leq \rho \leq 251$ Ом \times м; $10 \leq I \leq 40$ кА (ділянка 2 з 2). Опір ЗП визначається за формулою, Ом:

$$R = 0,5128 - 0,1444 x_1 + 0,0300 x_2 + 0,4298 x_4 - 0,0137 x_1 x_2 - 0,1226 x_1 x_4 + 0,0240 x_2 x_4 - 0,0118 x_1 x_2 x_4. \quad (25)$$

Гілка 5. Умови: $3 \leq S \leq 5$ га (ділянка 2 з 3); $5 \leq b \leq 25$ м; $92 \leq p \leq 152$ мм (ділянка 2 з 2); $21 \leq \rho \leq 251$ Ом \times м; $10 \leq I \leq 40$ кА (ділянка 2 з 2). Опір ЗП визначається за формулою, Ом

$$R = 0,3263 - 0,0420 x_1 + 0,0140 x_2 + 0,2714 x_4 - 0,0023 x_1 x_2 - 0,0358 x_1 x_4 + 0,0101 x_2 x_4 - 0,0021 x_1 x_2 x_4. \quad (26)$$

Гілка 6. Умови: $5 \leq S \leq 9$ га (ділянка 3 з 3); $5 \leq b \leq 25$ м; $92 \leq p \leq 152$ мм (ділянка 2 з 2); $21 \leq \rho \leq 251$ Ом \times м; $10 \leq I \leq 40$ кА (ділянка 2 з 2). Опір ЗП визначається за формулою, Ом

$$R = 0,2482 - 0,0361 x_1 + 0,0101 x_2 + 0,2048 x_4 - 0,0017 x_1 x_2 - 0,0309 x_1 x_4 + 0,0064 x_2 x_4 - 0,0016 x_1 x_2 x_4. \quad (27)$$

Гілка 7. Умови: $1 \leq S \leq 3$ га (ділянка 1 з 3); $5 \leq b \leq 25$ м; $32 \leq p \leq 92$ мм (ділянка 1 з 2); $21 \leq \rho \leq 251$ Ом \times м; $1 \leq I \leq 10$ кА (ділянка 1 з 2). Опір ЗП визначається за формулою, Ом

$$R = 0,5232 - 0,1430 x_1 + 0,0344 x_2 - 0,0064 x_3 + 0,4296 x_4 - 0,0032 x_5 - 0,0129 x_1 x_2 - 0,1227 x_1 x_4 - 0,0025 x_2 x_3 + 0,0238 x_2 x_4 - 0,0119 x_1 x_2 x_4, \quad (28)$$

де x_1, x_2, x_3, x_4, x_5 – кодовані значення факторів, визначені згідно з (21).

Гілка 8. Умови: $3 \leq S \leq 5$ га (ділянка 2 з 3); $5 \leq b \leq 25$ м; $32 \leq p \leq 92$ мм (ділянка 1 з 2);

$$21 \leq \rho \leq 251 \text{ Ом}\cdot\text{м}; 1 \leq I \leq 10 \text{ кА (ділянка 1 з 2)}. \text{ Опір ЗП визначається за формулою, Ом}$$

$$R = 0,3388 - 0,0414 x_1 + 0,0196 x_2 - 0,0077 x_3 + 0,2710 x_4 - 0,0040 x_5 - 0,0019 x_1 x_2 -$$

$$- 0,0359 x_1 x_4 - 0,0032 x_2 x_3 + 0,0098 x_2 x_4 - 0,0019 x_2 x_5 - 0,0021 x_1 x_2 x_4. \quad (29)$$

Гілка 9. Умови: $5 \leq S \leq 9$ га (ділянка 3 з 3); $5 \leq b \leq 25$ м; $32 \leq p \leq 92$ мм (ділянка 1 з 2); $21 \leq \rho \leq 251 \text{ Ом}\cdot\text{м}; 1 \leq I \leq 10 \text{ кА (ділянка 1 з 2)}$. Опір ЗП визначається за формулою, Ом

$$R = 0,2622 - 0,0353 x_1 + 0,0166 x_2 - 0,0086 x_3 + 0,2042 x_4 - 0,0046 x_5 - 0,0011 x_1 x_2 -$$

$$- 0,0309 x_1 x_4 - 0,0036 x_2 x_3 + 0,0061 x_2 x_4 - 0,0024 x_2 x_5 + 0,0015 x_3 x_5 - 0,0016 x_1 x_2 x_4. \quad (30)$$

Гілка 10. Умови: $1 \leq S \leq 3$ га (ділянка 1 з 3); $5 \leq b \leq 25$ м; $92 \leq p \leq 152$ мм (ділянка 2 з 2); $21 \leq \rho \leq 251 \text{ Ом}\cdot\text{м}; 1 \leq I \leq 10 \text{ кА (ділянка 1 з 2)}$. Опір ЗП визначається за формулою, Ом

$$R = 0,5153 - 0,1441 x_1 + 0,0313 x_2 + 0,4297 x_4 - 0,0021 x_5 -$$

$$- 0,0134 x_1 x_2 - 0,1226 x_1 x_4 + 0,0239 x_2 x_4 - 0,0119 x_1 x_2 x_4. \quad (31)$$

Гілка 11. Умови: $3 \leq S \leq 5$ га (ділянка 2 з 3); $5 \leq b \leq 25$ м; $92 \leq p \leq 152$ мм (ділянка 2 з 2); $21 \leq \rho \leq 251 \text{ Ом}\cdot\text{м}; 1 \leq I \leq 10 \text{ кА (ділянка 1 з 2)}$. Опір ЗП визначається за формулою, Ом

$$R = 0,3294 - 0,0419 x_1 + 0,0157 x_2 - 0,0018 x_3 + 0,2713 x_4 - 0,0024 x_5 -$$

$$- 0,0022 x_1 x_2 - 0,0358 x_1 x_4 + 0,0099 x_2 x_4 - 0,0015 x_2 x_5 - 0,0021 x_1 x_2 x_4. \quad (32)$$

Гілка 12. Умови: $5 \leq S \leq 9$ га (ділянка 3 з 3); $5 \leq b \leq 25$ м; $92 \leq p \leq 152$ мм (ділянка 2 з 2); $21 \leq \rho \leq 251 \text{ Ом}\cdot\text{м}; 1 \leq I \leq 10 \text{ кА (ділянка 1 з 2)}$. Опір ЗП визначається за формулою, Ом

$$R = 0,2516 - 0,0359 x_1 + 0,0121 x_2 - 0,0020 x_3 + 0,2046 x_4 - 0,0026 x_5 -$$

$$- 0,0015 x_1 x_2 - 0,0309 x_1 x_4 + 0,0062 x_2 x_4 - 0,0017 x_2 x_5 - 0,0016 x_1 x_2 x_4. \quad (33)$$

Отримані рівняння регресії дають змогу підвищити точність визначення опору ЗП з рівномірною сіткою для підстанцій з ВРП-330(220) кВ з урахуванням всіх незалежних факторів, зазначених вище, та розділення області значень периметру перерізу заземлювачів на дві ділянки у порівнянні з ПФЕ, проведеним в роботі [2].

Задля оцінки похибки проведемо розрахунково-графічне порівняння розробленого способу визначення опору ЗП з відомими формулами. Похибка визначення опору ЗП від розміру чарунки сітки $\delta = f(b)$ визначається за формулою (16), де: R_0 – опір ЗП, визначений за базовою моделлю, в якій прийнято результати розрахунку програмним комплексом LiGro [8], Ом; R_1 – опір ЗП, визначений за формулами (1), (2) Двайта, (4) Лорана та Неймана, (5) Свєрака, (9) Оллендорфа-Лорана, (13) Шварца для квадратної сітки, ПФЕ роботи [2] та формулами (22) – (33), Ом.

У табл. 2 наведено результати розрахунку $R = f(b)$ та $\delta = f(b)$ для двох ЗП, у яких однаковими є периметр перерізу заземлювачів $p = 92$ мм та питомий опір ґрунту $\rho = 80 \text{ Ом}\cdot\text{м}$, а різними – площа ЗП та струм КЗ. На рис. 3 та 4 наведено графіки $R = f(b)$, а на рис. 5 та 6 – графіки $\delta = f(b)$ за даними табл. 2 для вказаних ЗП. На рис. 3 – 6 цифрами позначено залежності: 1 – за формулою (1) Карякіна; 2 – за формулою (9) Оллендорфа-Лорана; 3 – за формулою (4) Лорана та Неймана; 4 – за формулою (13) Шварца; 5 – за формулою (2) Двайта; 6 – за формулою (5) Свєрака; 7 – за формулами ПФЕ роботи [2]; 8 – за формулами (22) – (33) ПФЕ; 9 – визначені за допомогою програмного комплексу LiGro.

Таблиця 2

Параметри ЗП	$S = 5 \times 10^4 \text{ м}^2, I = 21 \text{ кА}$						$S = 1 \times 10^4 \text{ м}^2, I = 3 \text{ кА}$							
	Розрахункова величина			$R, \text{ Ом, (рис. 3)}$			$\delta, \%, \text{ (рис. 5)}$			$R, \text{ Ом, (рис. 4)}$			$\delta, \%, \text{ (рис. 6)}$	
Розмір чарунки сітки $b, \text{ м}$	5	15	25	5	15	25	5	15	25	5	15	25		
1 формула (1)	0,1789	0,1789	0,1789	-11,18	-4,61	1,33	0,4000	0,4000	0,4000	-10,10	-2,99	4,08		
2 формула (9)	0,1618	0,1692	0,1759	-0,57	1,08	2,98	0,3695	0,4027	0,4305	-1,72	-3,67	-3,24		
3 формула (4)	0,1624	0,1698	0,1765	-0,96	0,71	2,64	0,3735	0,4067	0,4345	-2,82	-4,70	-4,19		
4 формула (13)	0,1632	0,1734	0,1812	-1,43	-1,38	0,04	0,3749	0,4045	0,4236	-3,20	-4,14	-1,58		
5 формула (2)	0,1585	0,1585	0,1585	1,47	7,29	12,56	0,3545	0,3545	0,3545	2,43	8,73	14,99		
6 формула (5)	0,1628	0,1701	0,1769	-0,22	0,50	2,44	0,3714	0,4045	0,4323	-2,23	-4,15	-3,68		
7 формули ПФЕ [2]	0,1653	0,1764	0,1875	-2,75	-3,17	-3,42	0,3682	0,3976	0,4270	-1,35	-2,37	-2,40		
8 формули (22) – (33)	0,1616	0,1695	0,1774	-0,45	0,86	2,14	0,3644	0,3916	0,4189	-0,30	-0,82	-0,46		
9 Комплекс LiGro	0,1609	0,1710	0,1813	0	0	0	0,3633	0,3884	0,4170	0	0	0		

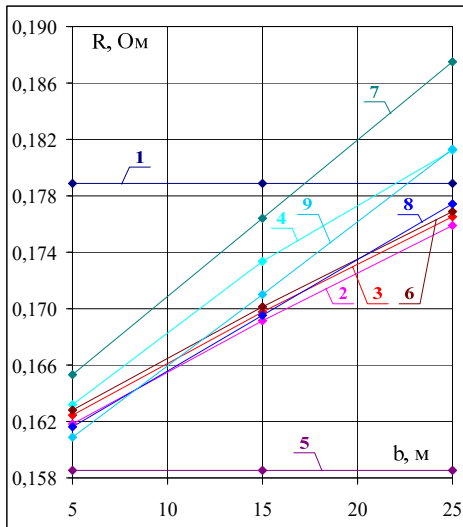


Рис. 3

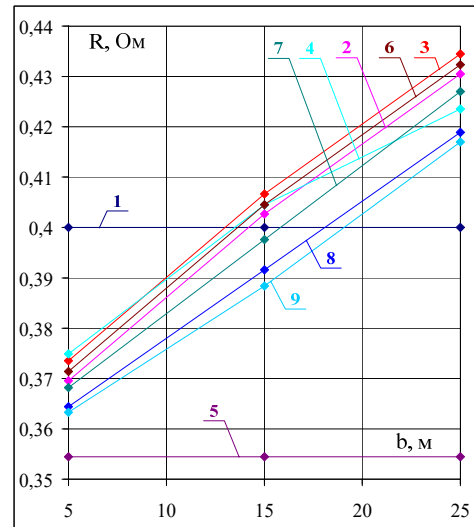


Рис. 4

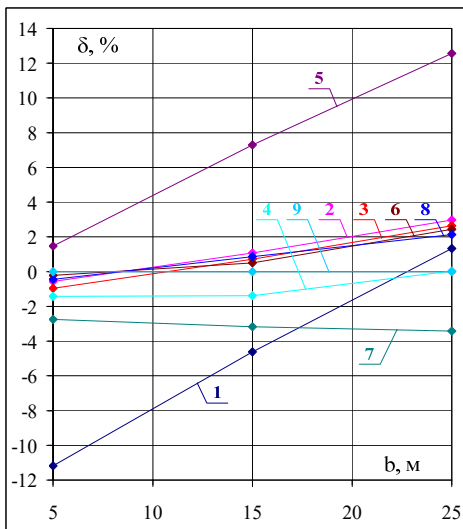


Рис. 5

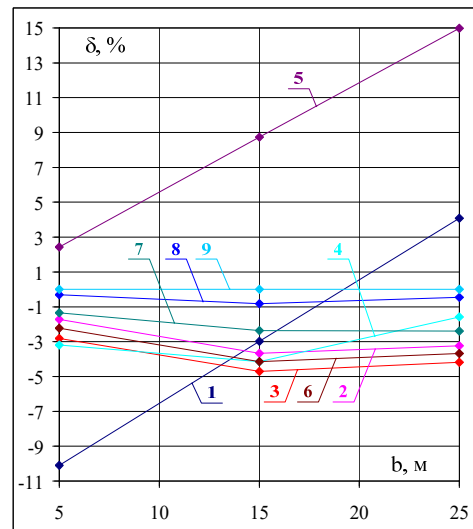


Рис. 6

Аналіз графіків $R = f(b)$ та $\delta = f(b)$ підстанції з параметрами $S = 5 \times 10^4 \text{ м}^2$, $I = 21 \text{ кА}$ показує, що графіки 2, 3, 4, 6 та 8 мають похибку $\delta = f(b)$ не більше 3% за обраної базової моделі – графік 9 (табл. 2 та рис. 5). Графік 1 залежно від значень площі ЗП та розміру чарунки може давати як занижений опір ЗП, так і завищений, а графік 5 дає занижений опір ЗП незалежно від значень вказаних факторів (рис. 3 та рис. 4). Графік 7 (рис. 3) розташований значно вище за графіки 2, 3, 6 та 8 внаслідок того, що під час проведення ПФЕ роботи [2] область значень периметру перерізу заземлювачів не була розділена на ділянки, тому вказана модель в діапазоні від 70 мм до 95 мм цього фактору має похибку, близьку до максимального значення (рис. 2). Графік 4 на рис. 3 знаходиться між графіком 7 та групою графіків 2, 3, 6 та 8. Це можна пояснити тим, що формула Шварца враховує практично всі параметри, що і формули ПФЕ, за винятком струму КЗ. У разі зменшення площі ЗП графік 4 знаходиться вже в загальній групі (рис. 4). Аналіз графіків $\delta = f(b)$ підстанції з параметрами $S = 5 \times 10^4 \text{ м}^2$ показує (рис. 5), що найбільшу похибку $\delta = 12,56\%$ має графік 5 за $b = 25 \text{ м}$, а також графік 1, похибка якого сягає $\delta = -11,18\%$ за $b = 5 \text{ м}$. Для підстанції з $S = 1 \times 10^4 \text{ м}^2$ (рис. 6) найбільшу похибку $\delta = 14,99\%$ має графік 5 за $b = 25 \text{ м}$, а також графік 1, похибка якого сягає $\delta = -10,10\%$ у разі $b = 5 \text{ м}$.

Для підстанцій зі струмом КЗ $I \geq 10 \text{ кА}$ опір ЗП практично не залежить від струму КЗ, тому на рис. 3 та рис. 5 за $I = 21 \text{ кА}$ всі графіки знаходяться в однакових умовах від залежності $R = f(I)$. Цього не можна сказати про графіки 7 та 8 на рис. 4 та рис. 6 за $I = 3 \text{ кА}$, тому що вони враховують залежність $R = f(I)$ на відміну від графіків 1 – 6. При цьому графік 8 має найменшу похибку серед усіх інших (рис. 6, максимальне значення $\delta = -0,82\%$ за $b = 15 \text{ м}$). Таким чином, розроблений в даній роботі спосіб визначення опору ЗП має найменшу похибку порівняно з відомими формулами Лорана та Не-

Ймана, Оллендорфа-Лорана, Шварца та Свєрака, що досягається урахуванням більшої кількості незалежних факторів, які мають вагомий вплив на опір ЗП.

Висновки.

1. Проведено порівняльний аналіз результатів визначення опору заземлювального пристрою з використанням різних формул: Карякіна; Оллендорфа Лорана; Лорана та Неймана; Шварца; Свєрака; Двайта; багатфакторних експериментів.

2. Наведено результати повного дворівневого факторного експерименту для визначення залежності опору заземлювального пристрою з рівномірною сіткою від п'яти незалежних факторів: площі заземлювального пристрою; розміру чарунки сітки; периметру перерізу заземлювачів; еквівалентного питомого опору ґрунту; струму однофазного замикання. При цьому, для зменшення похибки було запропоновано область значень площі заземлювального пристрою розділити на три ділянки, а струму однофазного замикання та периметру перерізу заземлювачів – на дві.

3. Проведено розрахунково-графічне порівняння результатів визначення опору ЗП за розглянутими формулами. Показано, що розроблений в цій роботі спосіб визначення опору ЗП має незначну похибку порівняно з базовою моделлю та має переваги перед відомими формулами Лорана та Неймана, Оллендорфа-Лорана, Шварца, Свєрака та Двайта.

4. Показано, що залежність опору ЗП від струму КЗ може значно впливати на опір ЗП, виконаний зі сталевого прокату, в діапазоні значень від 1 кА до 10 кА незалежно від площі ЗП.

Розроблений спосіб визначення опору ЗП рекомендується авторами при проектуванні заземлювальних пристроїв з фіксованою чарункою підстанцій класу напруги 220 кВ та вище.

1. Правила улаштування електроустановок. Харків: Міненерговугілля України, 2017. 760 с.
2. Глебов О.Ю. Вдосконалення заземлювальних пристроїв електричних підстанцій для забезпечення безаварійної роботи вторинних кіл: дис. канд. техн. наук: 05.14.02. НТУ ХПІ. Харків. 2019. 208 с.
3. Карякин Р.Н. Сопротивление растеканию контуров заземления тяговых подстанций переменного тока. *Электричество*. 1966. № 3. С. 54-56.
4. IEEE Std 80-2013 Guide for Safety in AC Substation Grounding. New York: IEEE, 2013. 226 p.
5. Silva C.L.B., Pires T.G., Calixto W.P., Oliveira D.N., Souza L.A.P., Silva Filho A.M. Calculation of Grounding Grids Parameter at Arbitrary Geometry. *Transactions on environment and electrical engineering*. 2017. Vol. 2. Pp. 1-7. DOI: <https://doi.org/10.22149/tee.v2i2.95>.
6. Al-Shawesh Y., Lim S.C., Nujaim M. Analysis of the design calculations for electrical earthing systems. *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*. 2021. Vol. 16. No 2. Pp. 104-117. DOI: <https://doi.org/10.15866/iree.v16i2.16839>.
7. Koliushko D.G., Rudenko S.S., Saliba A.N. Determination of the scope of the experimental-calculation method for measuring the touch voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2023. No 1. Pp. 77-82. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.11>.
8. Колюшко Д.Г., Руденко С.С. Експериментальне обґрунтування методики розрахунку нормованих параметрів заземлювального пристрою на основі тришарової моделі ґрунту. *Електротехніка і Електромеханіка*. 2018. № 1. С. 66-70. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.1.11>.
9. Gelman A., Hill J. Data analysis using regression and multilevel/hierarchical models. Cambridge University Press, 2006. 648 p. DOI: <https://doi.org/10.1017/CBO9780511790942>.

DETERMINATION OF THE RESISTANCE OF GROUNDING DEVICES OF SUBSTATIONS 330(220) kV

O.Yu. Glebov, D.G. Koliushko, A.V. Plichko, S.S. Rudenko
National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute",
Kirpychova str., 2, Kharkiv, 61002, Ukraine.
E-mail: nio5_molniya@ukr.net

In the electric power industry of Ukraine, the main system-forming objects are power transmission lines and substations with 330(220) kV switchgear. The most powerful sources of danger at substations are short circuits on the busbars, a direct lightning strike or the operation of overvoltage limiters and arresters. The purpose of the article is to develop a method for determining the resistance of the grounding system of substations with open switchgear 330(220) kV, aimed at increasing accuracy, taking into account the most influential independent factors. The provisions of the theory of experiment planning, the theory of electric circuits, mathematical modeling in the package Grounding 1.0, LiGro and Microsoft Excel were used to conduct the research. In the paper, a comparative analysis of the known formulas for determining the resistance of the grounding system is carried out: the formula of the GOST 12.1.30-81 standard, Ohlendorf-Laurant, Laurent

and Neumann, Schwartz, Sverak formulas, as well as the formula of the international standard IEEE Std 80-2013. The results of multifactorial experiments to determine the dependence of the resistance of the grounding system on its area, the size of the grid cell, the perimeter of the cross-section of the grounding, the equivalent specific resistance of the soil, the short-circuit current and the depth of the grid location are given. A graphical comparison of the results of determining the resistance according to the considered formulas was carried out. In the paper, the method of determining the parameters of grounding system of 330(220) kV substations was further developed, aimed at ensuring standardized values of the resistance of the grounding system and the ground potential rise using formulas obtained from the results of multifactorial experiments. The results obtained in the work will make it possible to reduce the probability of damage to the insulation of 6-10 kV cables, as well as cables of secondary circuits from low-frequency and high-frequency (pulse) voltages when large currents flow into the grounding system in the mode of a single-phase short-circuit to the ground in electrical grid with a grounded neutral. References 9, tables 2, figures 6.

Key words: substation, grounding system, grounding systems resistance, ground potential rise, full factorial experiment.

1. Rules of the device electroinstallations. General rules. Kharkiv: Minenergovugillya Ukrayiny Publ., 2017. 760 p. (Ukr)
2. Glebov O.Yu. Improvement of grounding systems of electric substations to ensure trouble-free operation of secondary circuits: Cand. tech. sci. diss.: 05.14.02. National Technical University Kharkiv Polytechnic Institute. Kharkiv. 2019. 208 p. (Ukr)
3. Karyakin R.N. Resistance of grounding grids of traction substations of alternating current. *Elektrichestvo*. 1966. No 3. Pp. 64-66. (Rus)
4. IEEE Std 80-2013 Guide for Safety in AC Substation Grounding. New York: IEEE, 2013. 226 p.
5. Silva C.L. B., Pires T.G., Calixto W.P., Oliveira D.N., Souza L.A.P., Silva Filho A.M. Calculation of Grounding Grids Parameter at Arbitrary Geometry. *Transactions on environment and electrical engineering*. 2017. Vol. 2. Pp. 1-7. DOI: <https://doi.org/10.22149/tee.v2i2.95>.
6. Al-Shawesh Y., Lim S.C., Nujaim M. Analysis of the design calculations for electrical earthing systems. *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*. 2021. Vol. 16. No 2. Pp. 104-117. DOI: <https://doi.org/10.15866/iree.v16i2.16839>.
7. Koliushko D.G., Rudenko S.S., Saliba A.N. Determination of the scope of the experimental-calculation method for measuring the touch voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2023. No 1. Pp. 77-82. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.1.11>.
8. Koliushko D.G., Rudenko S.S. Experimental substantiation of the calculation procedure of normalized parameters of grounding device based on the three-layer soil model. *Elektrotehnika i elektromekhanika*. 2018. No 1. Pp. 66-70. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.1.11>. (Ukr)
9. Gelman A., Hill J. Data analysis using regression and multilevel/hierarchical models. Cambridge University Press, 2006. 648 p. DOI: <https://doi.org/10.1017/CBO9780511790942>.

Надійшла 14.03.2023
Остаточний варіант 29.05.2023

ЕФЕКТИВНІСТЬ ОПТИЧНОЇ КАЛІБРОВКИ У ВИСОКОТОЧНИХ ЛАЗЕРНИХ ДАЛЕКОМІРАХ

І.О. Брагинець*, канд. техн. наук, **Ю.О. Масюренко****, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: masjuriy@ied.org.ua

Проведено оцінку ефективності використання оптичної калібрки в високоточних фазових лазерних далекомірах. З метою забезпечення заданої точності визначення відстані задля встановлення оптимальної періодичності режимів вимірювання відстані і оптичної калібрки рекомендовано відповідну формулу для оцінки частоти комутації сигналів на вході вимірювального каналу далекоміра. Встановлено, що навіть у разі використання оптичної калібрки на точність вимірювання відстані впливає похибка фазового детектору, який входить до складу далекоміра. Задля мінімізації впливу цієї похибки запропоновано новий метод безпосереднього вимірювання фазового зсуву в далекомірі, а також застосування компенсаційного методу вимірювання фазового зсуву. Розглянуто відповідні структурні схеми далекомірів, в яких реалізовано запропоновані методи вимірювання фазових зсувів, та проведено аналітичне моделювання перетворювальних в них процесів. Бібл. 7, рис. 2.

Ключові слова: лазер, фазовий далекомір, оптична калібрка, фазовий детектор, мінімізація похибок.

Розвиток безконтактних оптоелектронних вимірювальних систем для контролю геометричних параметрів великогабаритних виробів у різних галузях промисловості та наукових дослідженнях безпосередньо пов'язаний з підвищенням точності вимірювання відстані до контрольованого об'єкту за допомогою лазерного далекоміра, який входить до складу таких систем. Сучасні вимоги в даному разі передбачають вимірювання відстані до декількох десятків метрів з похибкою на рівні 100 мкм, що наближає вже лазерний далекомір за точністю до лазерного інтерферометра.

Як відомо, одними з найбільш точних є лазерні далекоміри, які засновані на фазовому методі вимірювання відстані з високочастотною синусоїдальною модуляцією інтенсивності лазерного випромінювання [1]. В таких приладах відстань L_x до контрольованого об'єкта визначається шляхом вимірювання зсуву фаз φ_x огинаючих випромінюваного та відбитого від об'єкту світлових потоків за формулою

$$L_x = c\varphi_x / 4\pi f_m, \quad (1)$$

де c – швидкість світла; f_m – частота модуляції, яка може складати десятки мегагерц. У даному випадку мірою під час визначення L_x є довжина хвилі модульованого світлового випромінювання, яка, наприклад, за $f_m = 25$ МГц складає $\lambda = c/2f_m = 3 \cdot 10^8 / 2 \cdot 25 \cdot 10^6 = 6000$ мм.

Згідно формули (1) похибка вимірювання відстані залежить від точності визначення c , φ_x і f_m . Похибка c пов'язана зі швидкістю світла у вакуумі та складає $4 \cdot 10^{-9}$. Тому для заданої точності вимірювання відстані нею можна знехтувати. Встановлення частоти f_m можна забезпечити з похибкою не більше 10^{-6} [2], яка, враховуючи довжину хвилі модульованого світлового випромінювання, є незначною. Домінуючою складовою похибки вимірювання відстані є похибка визначення фазового зсуву $\Delta\varphi_x$ [2]. Відповідна похибка у вимірюванні відстані ΔL_x складає

$$\Delta L_x = c\Delta\varphi_x / 4\pi f_m. \quad (2)$$

Аналіз формули (2) дає змогу зробити висновок, що ΔL_x тим менше, чим вище частота модуляції f_m . Однак збільшення f_m обмежено, оскільки для однозначного визначення відстані подвійне значення цієї відстані не повинно перевищувати довжину хвилі модуляції. Крім того, збільшення f_m

призводить до погіршення завадостійкості далекоміра за рахунок підвищення інтенсивності дробових шумів фотоприймача та відповідно випадкової похибки вимірювання відстані.

Метою роботи є оцінка ефективності застосування оптичної калібровки для підвищення точності вимірювання фазових зсувів у відомих розробках лазерних далекомірів і вдосконалення лазерних фазових методів з використанням оптичної калібровки для забезпечення заданої точності визначення відстані.

Відомо два фазових методи вимірювання відстані: з безпосереднім вимірюванням фазового зсуву та вимірювання з компенсацією фазового зсуву.

Найбільше розповсюдження отримали лазерні далекоміри з безпосереднім вимірюванням фазового зсуву, типова схема яких містить приймально-передавальну систему, вимірювальний і опорний канали, фазовий детектор з представленням даних про фазовий зсув в аналоговому чи цифровому вигляді, блок управління та обробки даних і відліковий пристрій. У таких приладах точність вимірювання φ_x суттєво залежить від фазових спотворень, що вносяться під час проходження оптичних сигналів через передавально-приймальну систему. Часові затримки, що призводять до фазових спотворень, виникають також під час проходження електричних сигналів у вимірювальному та опорному каналах, які містять масштабні та функціональні перетворювачі. При цьому вказані фазові спотворення в електричних ланцюгах обох каналів неоднакові та нестабільні із-за багатьох факторів (температура, вологість, тиск, радіація і т.п.). Крім того, на точність вимірювання φ_x впливає й похибка фазового детектора.

Задля зменшення впливу фазових спотворень у лазерних далекомірах з безпосереднім визначенням фазового зсуву часто використовується оптична калібровка приладу [2]. В цьому випадку в далекомірі комутаційним методом здійснюються два режими вимірювання: вимірювання невідомої відстані та контрольної каліброваної відстані. В режимі вимірювання контрольної відстані модульоване за інтенсивністю лазерне випромінювання за допомогою дзеркал, призм або світловодів направляється відразу до приймальної оптичної системи, оминаючи вимірювальну відстань. В цьому випадку зазначений вище вплив фазового дрейфу можна компенсувати через визначення різниці значень двох відстаней, причому тим ефективніше, чим коротше проміжок часу між вимірюваннями обох відстаней. Це пояснюється тим, що випадкові похибки від температурних та часових змін параметрів каналів далекоміра зменшуються з підвищенням частоти комутації. В принципі максимальна частота комутації режимів роботи далекоміра повинна вибиратися в залежності від максимальної адитивної фазової похибки $\gamma_{\varphi_{\max}}$, яка виникає через комутацію сигналів на вході вимірювального каналу, фазовий зсув між якими може змінюватися в межах $0 \dots 360^\circ$ [3]

$$F_{\max} = 3f \cdot \gamma_{\varphi_{\max}}, \quad (3)$$

де f – частота вимірювальних сигналів на вході фазового детектору. Так, наприклад, якщо допустиме значення $\gamma_{\varphi_{\max}} = 10^{-5}$ рад, що в одиницях довжини у разі $\lambda = 6000$ мм складе приблизно $0,01$ мм, то згідно (3) за $f = 80$ кГц частота комутації $F_{\max} = 2,4$ Гц.

Приклади практичної реалізації оптичної калібровки в фазових лазерних далекомірах можна знайти в [4, 5]. Слід відмітити, що в таких далекомірах навіть застосування оптичної калібровки не виключає впливу на точність вимірювання фазового зсуву похибки фазового детектору. Це пояснюється тим, що оптична калібровка здійснюється тільки в одній точці діапазону вимірюваних фазових зсувів, а вимірювання відстані проводиться в діапазоні фазових кутів, що відповідає повному фазовому циклу. Тому похибки фазового детектору в кожному із режимів роботи далекоміра неоднакові та не компенсуються в повній мірі під час використання оптичної калібровки.

Згідно результатів проведеного вище аналізу ефективності застосування оптичної калібровки авторами запропоновано вдосконалений спосіб вимірювання відстані, у разі реалізації якого визначення контрольної каліброваної відстані та невідомої відстані проводяться під час вимірювання однакових фазових зсувів, пропорційних вказаним відстаням. Це дає можливість із застосуванням відповідного алгоритму обробки даних компенсувати вплив похибки фазового детектору на точність вимірювання невідомої відстані.

На рис. 1 наведено схему фазового лазерного далекоміра для реалізації запропонованого способу вимірювання відстані. На схемі прийнято наступні умовні позначення: ДСЧ – двоканальний синтезатор частоти; ЛВ – лазерний випромінювач; ОК – оптичний комутатор; Дз1, Дз2 – дзеркала; Об – об'єктив; ФП – фотоприймач; Зм1, Зм2 – змішувачі сигналів; Гт – гетеродин; П1, П2 – підсилювачі;

ФД – фазовий детектор; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; БУОД – блок управління та обробки даних; ВП – відліковий пристрій; СВ – світловод.

Робота далекоміра здійснюється в декілька етапів.

Електричний сигнал модуляційної частоти f_m надходить від першого виходу синтезатора ДСЧ на вхід випромінювача ЛВ. Спочатку сфокусований та модульований за інтенсивністю світловий потік від випромінювача ЛВ через оптичний комутатор ОК, що управляється сигналом від блока БУОД, за допомогою дзеркал Дз1 і Дз2 через центр об'єктиву Об направляється на контрольований об'єкт. Відбитий від контрольованого об'єкту світловий потік знову проходить через об'єктив Об,

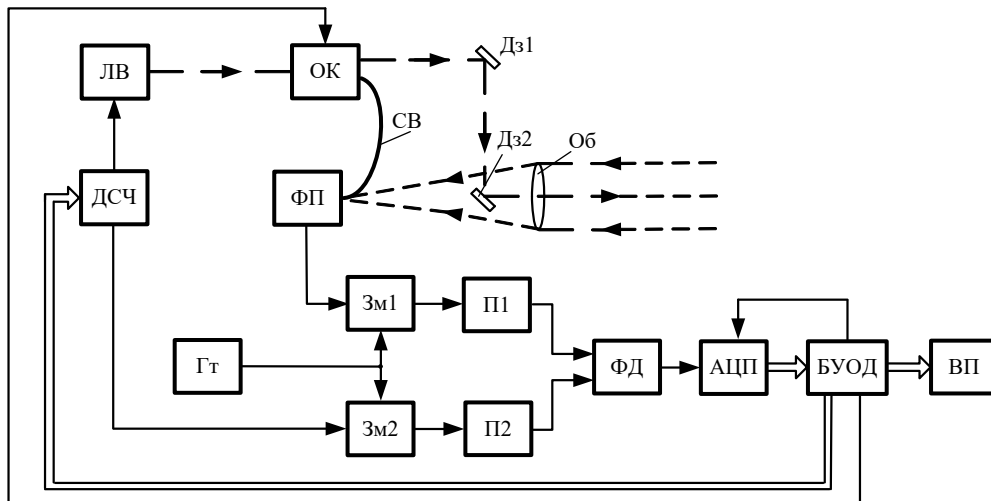


Рис. 1

фокусується ним і потрапляє на вхід фотоприймача ФП. Вимірювання різниці фаз випромінюваного та прийнятого світлових потоків здійснюється на проміжній частоті, отриманій в результаті гетеродинування. З цієї мети електричний сигнал з виходу фотоприймача ФП надходить на один з входів змішувача Зм1. Також на один із входів змішувача Зм2 подається сигнал з другого виходу синтезатора ДСЧ, який використовується як опорний. На другі входи змішувачів Зм1 і Зм2 надходить сигнал гетеродина Гт. Вихідні напруги змішувачів Зм1 і Зм2 після підсилювання за допомогою підсилювачів П1 і П2 надходять відповідно на входи фазового детектора ФД. В останньому здійснюється перетворення значення виміряного фазового зсуву $\varphi_{в1}$ в постійну напругу. Ця напруга за допомогою АЦП перетворюється в числовий еквівалент, який представлено у вигляді коду $N_1 = k\varphi_{в1}$, де k – коефіцієнт пропорційності; $\varphi_{в1} = \varphi_x + \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2$, φ_x – дійсне значення фазового зсуву, пропорційне вимірюваній відстані; $\Delta\varphi_1$ – похибка вимірювання із-за фазового дрейфу; $\Delta\varphi_2$ – сумарна похибка вимірювання ФД і АЦП. Далі N_1 переноситься в блок БУОД і запам'ятовується в оперативній пам'яті.

Після цього в синтезаторі ДСЧ відповідним кодом, який подається з блоку БУОД, встановлюється фазовий зсув модуляційної напруги відносно опорної, який дорівнює $\varphi_{в1}$. В даному випадку це буде еталонним значенням $\varphi_{ет}$. При цьому сигналом з блоку БУОД комутатор ОК перемикається в положення, за якого світловий потік від випромінювача ЛВ направляється вже не на контрольований об'єкт, а одразу через світловод СВ на вхід фотоприймача ФП. Далі проводиться вимірювання фазового зсуву за алгоритмом, що вже описано вище. В результаті числовий еквівалент виміряного фазового зсуву (в цьому випадку $\varphi_{в2}$) може бути представлено кодом $N_2 = k\varphi_{в2}$, де $\varphi_{в2} = \varphi_{ет} + \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2$. Треба відзначити, що похибка $\Delta\varphi_2$ в обох випадках вимірювання фазового зсуву однакова, оскільки здійснюється перетворення приблизно однакових фазових зсувів. Кодове значення N_2 переноситься в блок БУОД.

Далі в блоці БУОД проводиться обробка отриманих даних. Спочатку обчислюється різниця $\Delta N = N_1 - N_2 = k(\varphi_x - \varphi_{ет})$. Далі визначається сумарне кодове значення $N = N_{ет} + \Delta N = k\varphi_{ет} + k(\varphi_x - \varphi_{ет}) = k\varphi_x$. Таким чином, результат вимірювання φ_x , який відображається відліковим пристроєм ВП, не залежить не тільки від фазового дрейфу в передавально-приймальній системі та каналах далекоміра, але й від похибки ФД і АЦП. Ця обставина під час реалізації запропонованого способу дає можливість підвищити точність вимірювання відстані. Треба відзначити, що ефективність запропонованого способу залежить від точності установки фазового зсуву $\varphi_{ет}$ у вихідній напрузі ДСЧ.

Сучасні технології створення синтезаторів частоти з прямим цифровим синтезом дають можливість отримати необхідну точність встановлення фазових зсувів вихідної напруги синтезатора [6].

Потенційно більш точним є фазовий метод вимірювання відстані з компенсацією фазового зсуву. Під час реалізації компенсаційних методів вимірювання фазові спотворення в каналах і похибка фазового детектора не впливають на результат вимірювання. Способи вимірювання з компенсацією фазового зсуву підрозділяються на способи з фіксованою частотою модуляції та способи зі змінною частотою модуляції. За фіксованої частоти модуляції для визначення фазового зсуву компенсаційним нульовим методом використовуються фазообертачі [1]. Однак застосування як фазообертача електричної лінії затримки сигналів через її недостатню точність і нестабільність, особливо на високих частотах (десятки мегагерц), не дає змоги отримати необхідну точність вимірювання відстані. Використання механічної оптичної калібрувальної лінії [1] як фазообертача істотно збільшує час вимірювання, а також значно ускладнює практичну реалізацію способу вимірювання відстані. Спосіб з компенсацією фазового зсуву з плавною зміною частоти модуляції в деякому діапазоні передбачає зі зміною частоти й зміну фазового зсуву, який визначають за частотою [1]. Недоліком цього способу є обмеження діапазону вимірювальних відстаней, яке залежить від значення L_x .

Прикладом реалізації компенсаційного способу вимірювання відстані зі зміною частоти модуляції є фазовий лазерний далекомір, описаний в [7]. В цьому далекомірі як високоточний фазообертач використовується калібрована світловолоконна лінія, яка забезпечує необхідний фазовий зсув у разі зміни частоти модуляції. У цьому випадку фазовий зсув, що вноситься, дорівнює

$$\varphi_{\text{FO}} = 2\pi L_0 f_{\text{M2}} \cdot c^{-1}, \quad (4)$$

де L_0 – довжина оптичного шляху, який проходить світлове випромінювання через калібровану світловолоконну лінію; f_{M2} – частота модуляції, що перелаштовується.

Принцип роботи далекоміра полягає в наступному. Спочатку вимірюється відстань до контрольованого об'єкта. У цьому випадку модульований із заданою частотою f_{M1} світловий потік прямує на контрольований об'єкт і відповідно до (1) визначається фазовий зсув φ_x між світловим потоком, що випромінюється, та світловим потоком, що приймається. Потім на вхід тієї ж приймальної системи направляється модульоване випромінювання через калібровану світловолоконну лінію. Змінюючи частоту модуляції f_{M2} у виразі (4), добиваються рівності $\varphi_{\text{FO}} = \varphi_x$. Тоді значення вимірюваної відстані можна визначити за формулою

$$L_x = L_0 f_{\text{M2}} / 2f_{\text{M1}}. \quad (5)$$

Оскільки значення частоти f_{M2} під час її перелаштування може бути виставлено з високою точністю, наприклад, за допомогою цифрового синтезатора частоти, то застосування зазначеного фазообертача дає змогу істотно зменшити вплив похибки фазового детектора на результат визначення відстані. Але в далекомірі є залежність результату вимірювання відстані від похибки, обумовленої фазовими спотвореннями сигналів у високочастотних ланках вимірювального та опорного каналів, які залежать від частоти модуляції. Це обумовлено тим, що визначення фазового зсуву φ_x , пропорційного вимірювальній відстані, відбувається за фіксованого значення частоти модуляції f_{M1} , а умова $\varphi_{\text{FO}} = \varphi_x$ у разі використання каліброваної лінії досягається через зміну частоти модуляції до значення f_{M2} , яке відрізняється від f_{M1} . Тому під час визначення відстаней у всьому діапазоні фазові спотворення у двох режимах будуть різні, і похибки вимірювання компенсуються не в повній мірі. Ця обставина суттєво зменшує діапазон вимірюваних відстаней. Покажемо це на прикладі.

Для цього з метою врахування інерційності високочастотних частин вимірювального та опорного каналів представимо їхні фазово-частотні характеристики (ФЧХ) в самому простому випадку функцією ФЧХ фільтра 1-го порядку зі смугою пропускання $f_{\text{пр}}$, яка дорівнює 100 МГц. Тоді фазовий зсув, який вноситься інерційними ланками кожного із каналів далекоміра, можна представити у вигляді

$$\varphi_{\text{вн}}(t) = \arctg \omega_m \tau, \quad (6)$$

де ω_m – кутова частота модуляції; τ – еквівалентна постійна часу високочастотної частини каналів, $\tau = 1/2\pi f_{\text{пр}}$. Звідси значення $\varphi_{\text{вн1}}(t)$ при $f_{m1}=25$ МГц дорівнює приблизно 0,24 рад. Якщо задатися неідентичністю параметрів каналів в режимі вимірювання відстані у 5%, то похибка вимірювання фазового зсуву складатиме $\Delta\varphi_1=0,012$ рад. В режимі, коли випромінювання лазера направляєється на вхід фотоприймача через калібровану світловолоконну лінію, еквівалентна довжина якої $L_0=18$ м, максимальна частота модуляції f_{m2} згідно формули (5) складатиме 16,67 МГц. Тоді фазовий зсув $\varphi_{\text{вн2}}(t)$, що вноситься компонентами каналів, наприклад, на частоті 8,33 МГц дорівнює 0,082 рад, а похибка вимірювання фазового зсуву складатиме $\Delta\varphi_2=0,0041$ рад. Результуюча похибка вимірювання фазового зсуву під час реалізації алгоритму вимірювання відстані, що розглядається, $\Delta\varphi_{\Sigma} = \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2 = 0,00565$ рад. Ця похибка в одиницях довжини складатиме $\Delta L_x = 6000 \cdot 0,0079 / 6,28 = 7,55$ мм.

Із результату наведеного прикладу можна зробити висновок, що задля досягнення заданої точності вимірювання відстані в широкому діапазоні в розглянутому далекомірі необхідно підбирати компоненти обох каналів з допустимим розкидом характеристик. Це досить ускладнює практичну реалізацію розглянутого фазового методу вимірювання відстані. Крім того, невідомо, як поведуть себе характеристики компонентів каналів зі зміною температури та у часі.

У зв'язку з вищезазначеним з метою підвищення точності вимірювання та розширення діапазону вимірюваних відстаней автори запропонували вдосконалити описаний далекомір з компенсаційним вимірюванням фазового зсуву. Для цього в кожному із режимів роботи далекоміра додатково проводиться вимірювання внутрішньої контрольної відстані на заданій частоті модуляції. Результат вимірювання в кожному із випадків використовується для компенсації фазових спотворень, що виникають в каналах далекоміра під час його роботи.

На рис. 2 показано схему запропонованого фазового лазерного далекоміра, де: ГМН – генератор модуляційної напруги; ПГМН – генератор модуляційної напруги, що перелаштовується; ЛВ1, ЛВ2 і ЛВ3 – лазерні випромінювачі; Дз1 і Дз2 – дзеркала; Об – об'єктив; КО – контрольований об'єкт; ФП1 і ФП2 – фотоприймачі; СВ1, СВ2, СВ3 і СВ4 – світловоди; КСЛ – калібрована світловолоконна лінія; ШП1 і ШП2 – ширококутові підсилювачі; Зм1 і Зм2 – змішувачі; Гт – гетеродин; ПГт – гетеродин, що перелаштовується; К1 і К2 – комутатори; ФД – фазовий детектор; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; БУОД – блок управління, збору та обробки даних; ВП – відліковий пристрій.

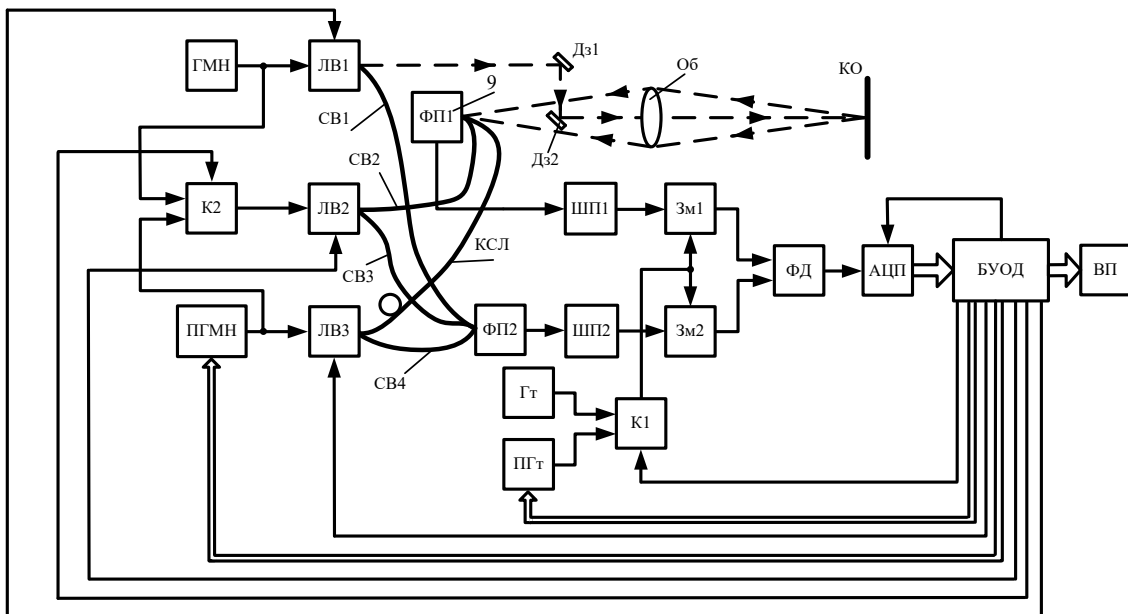


Рис. 2

Робота далекоміра здійснюється в декілька етапів.

Спочатку електричний сигнал модуляційної частоти f_{m1} надходить від генератора ГМН на вхід лазерного випромінювача ЛВ1. Модульований світловий потік від випромінювача ЛВ1 за допомогою дзеркал Дз1 і Дз2 через об'єктив Об у вигляді вузькоспрямованого світлового потоку направляєється на

контрольований об'єкт КО. Одночасно світловий потік від випромінювача ЛВ1 по світловоду СВ1 направляється на вхід фотоприймача ФП2 і використовується як опорний. Відбитий від КО світловий потік знову проходить через об'єктив Об, фокусується ним і потрапляє на вхід фотоприймача ФП1. Вимірювання різниці фаз випромінюваного і прийнятого світлових потоків, яка пропорційна відстані L_x , здійснюється на проміжній частоті, отриманій в результаті гетеродинування. З цією метою електричні сигнали з виходів фотоприймачів ФП1 і ФП2 після підсилення за допомогою підсилювачів ШП1 і ШП2 надходять на перші входи відповідно змішувачів Зм1 і Зм2. На другі входи цих змішувачів через комутатор К1 подається вихідний сигнал гетеродина Гт. Вихідні напруги змішувачів Зм1 і Зм2 надходять відповідно на першій і другий входи фазового детектора ФД. В останньому здійснюється перетворення значення виміряного фазового зсуву $\varphi_{x1} = \varphi_x + \Delta\varphi_1$, де $\Delta\varphi_1$ – похибка через фазові спотворення в каналах далекоміра, в постійну напругу. Ця напруга за допомогою АЦП перетворюється в числовий код $N_1 = k\varphi_{x1}$, де k – коефіцієнт пропорційності. Далі N_1 переноситься в блок БУОД і запам'ятовується в оперативній пам'яті. Після цього відключається випромінювач ЛВ1 і включається випромінювач ЛВ2, на вхід якого через комутатор К2 надходить вихідна напруга генератора ГМН. Управління роботою випромінювачів ЛВ1 і ЛВ2 здійснюється шляхом включення або відключення їхньої напруги живлення, що подається командними сигналами, які надходять від блоку БУОД. В цьому випадку за частоти модуляції f_{m1} світлові потоки по світловодам СВ2 і СВ3 направляються на входи фотоприймачів відповідно ФП1 і ФП2. В такому режимі здійснюється вимірювання контрольної відстані L_k , що створюється за допомогою світловодів СВ2 і СВ3, через які випромінювання з ЛВ2 з різною часовою затримкою потрапляє на входи ФП1 і ФП2. Як світловоди доцільно в даному випадку задіяти оптоволоконні лінії. Часові затримки сигналу вибираються довжиною світловодів, при цьому довжина СВ2 вибирається більше ніж СВ3. Різниця довжин оптичних шляхів, які проходить світлове випромінювання через світловоди СВ2 і СВ3, буде відповідати контрольній відстані L_k . Значення L_k не повинно перевищувати чверті довжини хвилі модуляції. Далі за допомогою фазового детектору ФД у вигляді постійної напруги визначається фазовий зсув $\varphi_{k1} = \varphi_{k1d} + \Delta\varphi_1$, де φ_{k1d} – дійсне значення фазового зсуву. Напруга на виході ФД в АЦП перетворюється в числовий еквівалент у вигляді коду $N_2 = k\varphi_{k1}$. У блоці БУОД обчислюється і запам'ятовується різниця

$$\Delta N' = N_1 - N_2 = k(\varphi_x - \varphi_{k1d}). \quad (7)$$

На наступному етапі командами блоку БУОД відключається випромінювач ЛВ2 і включається випромінювач ЛВ3, на вхід якого надходить вихідна напруга генератора ПГМН, частота модуляції f_{m2} якого може перелаштовуватися. Світловий потік від випромінювача ЛВ3 по каліброваній світловолоконній лінії КСЛ направляється на вхід фотоприймача ФП1 вимірювального каналу далекоміра. Це ж саме випромінювання по світловоду СВ4 направляється на вхід фотоприймача ФП2 опорного каналу. Довжина L_0 каліброваної світловолоконної лінії КСЛ вибирається кратною довжині хвилі модулюючої напруги лазерного випромінювання, що направляється на контрольований об'єкт КО. Далі, як це описано вище, визначається фазовий зсув між вихідними електричними сигналами фотоприймачів ФП1 і ФП2. У цьому випадку на другі входи змішувачів Зм1 і Зм2 через комутатор К1, переведений сигналом блоку БУОД в інше положення, подається напруга з виходу гетеродина ПГт, частота якого перелаштовується. Частоти генератора ПГМН і гетеродина ПГт змінюються синхронно таким чином, щоб проміжна частота була така ж сама, як і у разі вимірювання відстані до контрольованого об'єкта.

Спочатку частота генератора ПГМН встановлюється рівною $f_{m2н} = f_{m2\max}/2$, де $f_{m2\max}$ – максимальне значення частоти перелаштування модулюючої напруги. Значення $f_{m2\max}$ визначається фазовим зсувом, рівним 2π , який встановлюється за допомогою застосованого фазообертача. Тоді, у відповідності до (4), $f_{m2\max} = c/L_0$, а $f_{m2н} = c/2L_0$. Перше вимірювання в цьому режимі роботи далекоміра здійснюється за допомогою ФД і АЦП шляхом перетворення фазового зсуву $\varphi_{\text{ф}01} = \varphi_{\text{ф}0} + \Delta\varphi_2$, де $\Delta\varphi_2$ – похибка із-за фазових спотворень в каналах в цьому випадку, в числовий код $N_3 = k\varphi_{\text{ф}01}$. Далі N_3 переноситься в блок БУОД і запам'ятовується в оперативній пам'яті.

Після цього відключається випромінювач ЛВ3 і включається випромінювач ЛВ2, на вхід якого через комутатор К2, який командою блока БУОД переводиться в інше положення, надходить вихідна напруга генератора ПГМН тієї ж частоти, що і під час визначення фазового зсуву, який вноситься калібною лінією КСЛ в останньому випадку. В цьому режимі здійснюється вимірювання контрольної відстані L_k і визначається фазовий зсув $\varphi_{k2} = \varphi_{k2д} + \Delta\varphi_2$, де $\varphi_{k2д}$ – дійсне значення фазового зсуву. Останній за допомогою ФД і АЦП перетворюється в числовий еквівалент у вигляді коду $N_4 = k\varphi_{k2}$. У блоці БУОД обчислюється і запам'ятовується різниця

$$\Delta N'' = N_3 - N_4 = k(\varphi_{\text{ФО}} - \varphi_{k2д}). \quad (8)$$

Згідно принципу роботи запропонованого далекоміра потрібно забезпечити умову $\Delta N' = \Delta N''$. Для цього в блоці БУОД оцінюється різниця $(\Delta N' - \Delta N'')$, знак якої визначає напрямок зміни (зменшення або збільшення) частоти модуляції f_{m2} . Якщо умова $\Delta N' = \Delta N''$ не виконується, то за сигналами блоку БУОД в режимах вимірювання фазових зсувів, які вносяться калібною лінією і контрольною відстанню, здійснюється перелаштування частоти генератора ПГМН і гетеродина ПГт до моменту, коли $(\Delta N' - \Delta N'') = 0$. При цьому фіксується поточне значення f_{m2} , а з урахуванням (7) і (8) маємо $(\varphi_x - \varphi_{k1д}) = (\varphi_{\text{ФО}} - \varphi_{k2д})$. Якщо, використовуючи (1) і (4), перевести фазові зсуви у відповідні відстані, будемо мати $2L_x f_{m1} - L_k f_{m1} = L_0 f_{m2} - L_k f_{m2}$. Звідси блоком БУОД обчислюється дійсне значення L_x

$$L_x = (L_0 f_{m2} + L_k (f_{m1} - f_{m2})) / 2f_{m1}, \quad (9)$$

яке в одиницях довжини висвічується на цифровому табло відлікового пристрою ВП. Значення L_0 , L_k , f_{m1} і f_{m2} у формулі для обчислення L_x відомі з високою точністю [7].

Таким чином, згідно формули (9) у запропонованому далекомірі на результат вимірювання відстані на відміну від приладу, описаного в [7], не впливають фазові спотворення в передавально-приймальній системі та каналах далекоміру. Разом з тим на результат вимірювання відстані не впливає й похибка фазового детектору. Вказані обставини дають можливість забезпечити задану точність вимірювання відстані у всьому діапазоні вимірювальних відстаней, обумовленому довжиною хвилі основної модуляції.

Висновки. Проведена оцінка ефективності оптичної калібровки в високочастотних фазових далекомірах показала, що навіть у разі використання оптичної калібровки на точність вимірювання відстані впливає похибка фазового детектору, який входить до складу далекоміра. Авторами для мінімізації впливу цієї похибки запропоновано вдосконалений метод безпосереднього вимірювання фазового зсуву, під час реалізації якого визначення контрольної відстані та невідомої відстані проводяться шляхом вимірювання однакових фазових зсувів. Це дає можливість із застосуванням відповідного алгоритму обробки даних компенсувати вплив похибки фазового детектору на точність вимірювання невідомої відстані. Автори також запропонували вдосконалений варіант компенсаційного методу вимірювання фазового зсуву із зміною частоти модуляції. При його реалізації за рахунок використання додаткової оптичної калібровки забезпечується задана точність у всьому діапазоні вимірювальних відстаней, обумовленому довжиною хвилі модуляції.

Роботу виконано за рахунок держбюджетної теми «Розширення функціональних можливостей та підвищення метрологічних характеристик засобів вимірювання в системах моніторингу і діагностування в електроенергетиці» (шифр «Параметр-Д»), державний реєстраційний номер теми 0122U000136, КПКВК 6541030.

1. Михеєчев В.С. Геодезические светодальномеры. М.: Недра, 1979. 222 с.
2. Большаков В.Д., Деймлих Ф., Голубев А.Н., Васильев В.П. Радиогеодезические и электрооптические измерения. М.: Недра, 1985. 303 с.
3. Скрипник Ю.А. Повышение точности измерительных устройств. Киев: Техніка, 1976. 264 с.
4. Fumio Ohtomo. Optical Range Finder. Patent of US No 4531833, 1985.
5. Renz K., Stierle J., Wolf P. Device and method for optical distance measurement. Patent of US No 7221435 B2, 2007.

6. AD9852 CMOS 300 MSPS Complete DDS. URL: <https://www.analog.com/en/products/ad9852.html> (дата доступу 15.05.2023)

7. Брагинец И.А., Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А. Применение компенсационного метода измерения фазового сдвига в лазерных дальномерах. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 3. С. 75-80.

EFFICIENCY OF OPTICAL CALIBRATION IN HIGH PRECISION LASER RANGEFINDERS

I.O. Brahynets, Yu.O. Masjurenko

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteiskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: masjuriv@ied.org.ua

The effectiveness of the use of optical calibration in high-precision phase laser rangefinders has been evaluated. In order to ensure the specified accuracy of distance determination in order to establish the optimal frequency of distance measurement modes and optical calibration, an appropriate formula is recommended for estimating the switching frequency of signals at the input of the range finder measuring channel. It has been established that even when using optical calibration, the accuracy of distance measurement is affected by the error of the phase detector, which is part of the rangefinder. To minimize the influence of this error, a new method for the direct measurement of the phase shift in a range finder is proposed, as well as the use of a compensation method for measuring the phase shift. The corresponding block diagrams of rangefinders are considered, in which the proposed methods for measuring phase slides are implemented, and analytical modeling of the processes that transform them is carried out. References 7, figures 2.

Keywords: laser, phase rangefinder, optical calibration, phase detector, error minimization.

1. Mikheev V.S. Geodetic rangefinders. Moskva; Nedra, 1979. 222 p. (Rus)

2. Bolshakov V.D., Deimlikh F., Golubev A.N., Vasilev V.P. Radiogeodetic and electro-optical measurements. Moskva; Nedra, 1985. 303 p. (Rus)

3. Skripnik Yu.A. Increasing the accuracy of measuring devices. Kiev: Tekhnika, 1976. 264 p. (Rus)

4. Fumio Ohtomo. Optical Range Finder. Patent of US No 4531833, 1985.

5. Renz K., Stierle J., Wolf P. Device and method for optical distance measurement. Patent of US No 7221435 B2, 2007.

6. AD9852 CMOS 300 MSPS Complete DDS. URL: <https://www.analog.com/en/products/ad9852.html> (accessed at 15.05.2023).

7. Braginets I.O., Zaitsev E.O., Kononenko O.G., Masjurenko Yu.O. Applying of compensatory measuring method of phase shift for laser range finder. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2015. No 3. Pp. 75-80. (Rus)

Надійшла 25.05.2023

Остаточний варіант 15.06.2023

ІСТОРІЯ ЕНЕРГЕТИКИ М. КИЄВА: 125 РОКІВ ЦЕНТРАЛЬНІЙ ЕЛЕКТРИЧНІЙ СТАНЦІЇ**Н.І. Дунаєвська*** докт. техн. наук, **В.Я. Євтухов******Інститут теплоенергетичних технологій НАН України,
вул. Андріївська, 19, Київ, 04070 Україна,****e-mail: dunayevskani@ukr.net; volodymyr.yevtukhov@gmail.com**

Розглянуто історію розбудови та експлуатації об'єкта культурної спадщини – Київської Центральної електростанції (ЦЕС-1), другої в дореволюційній Росії станції змінного струму. Розвиток та удосконалення електро- та теплотехнічного обладнання, зміни паливної бази у важкі часи першої світової війни, революції та становлення у Києві радянської влади. Передача станції в підпорядкування Академії наук Української РСР, початок досліджень МГД-генерації енергії, спорудження другої за масштабами в СРСР установки з дослідження цієї технології розпочали новий науковий етап життя ЦЕС-1 як науково-експериментальної бази Інституту електродинаміки АН УРСР. Сьогодні робота колективу науковців та інженерного персоналу зосереджена на теплотехнічних проблемах енергетики уже в рамках окремої установи – Інституту теплоенергетичних технологій НАН України. Ця жива пам'ятка доби індустріалізації (кін. XIX–XX ст.) має комплексне значення для Києва та України: як спадок історії енергетики та як діючий експериментально-технологічний комплекс. Бібл. 9, рис. 5.

Ключові слова: електрична енергія, електрична станція, парова машина, турбогенератор, магнітогідродинамічний генератор, об'єкт культурної спадщини, індустріальна пам'ятка.

Вступ. Серед небагатьох автентичних пам'яток Києва, які збереглися протягом минулих десятиріч від руйнувань та перебудов, є примітна старовинна споруда на Подолі, поблизу Дніпра (фото 1). Це будівля колишньої першої в Україні, та однієї з перших у світі, теплової електричної станції, що була споруджена 125 років тому, наприкінці 1898 року, та почала забезпечувати електричною енергією місто, яке на той час швидко розвивалося [1].

У 1864 році населення Києва нараховувало близько 68 тис. мешканців, а за даними всеросійського перепису 28 січня 1897 року – виросло до 247723 мешканців. Зростання населення було пов'язане, перш за все, з ранньо-індустріальною розбудовою промисловості міста, а також розвитком залізничного і річкового транспорту. У 1897 р. в Києві нараховувалося 17 заводів і майстерень з кількістю понад 100 найманих працівників та багато дрібніших підприємств [2]. Наприкінці XIX століття у Києві, який із провінційного містечка розвинувся до одного з найпрестижніших міст західної частини Російської імперії, зростав попит на електричне освітлення та розпочалося його широке використання. До того періоду міське енергетичне господарство складалося: з водопроводу, побудованого у 1872 році; каналізації,

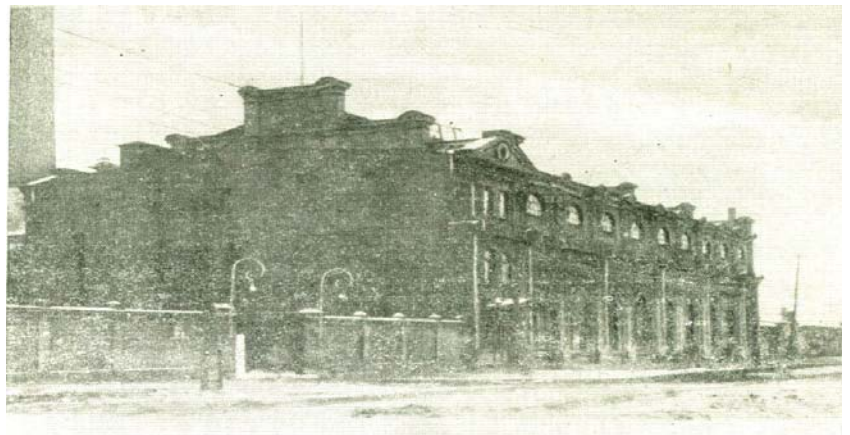


Фото 1. Загальний вигляд Центральної електричної станції (1922 р.)

прокладеної у 1894 р.; газового освітлення загального використання, яке забезпечувалось декількома концесійними газовими заводами; трамваю, який після кінської та парової тяги перейшов у червні 1892 р на електричну тягу на трамвайній колії Поділ-Хрещатик.

Відомо, що у 1878 році електрична енергія використовувалася для освітлення майстерень київської залізниці – на той час найбільшого підприємства міста – за допомогою чотирьох електричних дугових ліхтарів на вугільних стрижнях (розрахованих лише на три години роботи), з резервними динамо-машинами. У той же період приватні оселі багатих киян почали переходити з газового освітлення на електричне – свічками Яблочкіна. Але пройде ще майже 10 років, поки у Києві для загального використання з'являться перші електростанції постійного струму: Театральна біля Миського театру (1890 р.) та Думська, на Хрещатику біля Гранд-Готелю (1891р.).

Задля оцінювання цих важливих подій в історичному контексті наведемо декілька відомих цифр та фактів, які стосуються розвитку електроенергетики у другій половині XIX сторіччя.

Використання електричної енергії спочатку для освітлення, а потім у промисловості отримало широке розповсюдження після 1873 року, коли була продемонстрована робота динамо-машини Грамма для генерування електричної енергії постійного струму. Передача струму на відстань була вперше здійснена у 1877 році для освітлення бульварів Парижа свічками Яблочкіна, а у 1879 р. – лампами розжарювання Едісона у передмісті Нью-Йорка. Роком появи окремих електричних станцій постійного струму слід вважати 1882 рік (Компанія Едісон у Нью-Йорку) – для освітлення, а 1886 рік – для його промислового використання. Перша лінія передачі однофазного перемінного електричного струму була прокладена в Італії у 1886 році, а трьохфазного – у Німеччині в 1891 році. Пробразом по-справжньому сучасної електричної станції для постачання змінного трьохфазного струму високої напруги 12 кВ була електростанція, побудована Лондонською корпорацією електропостачання у 1891 році.

Історія ЦЕС-1: електростанція доби індустріалізації. Широке розповсюдження у світі електричного освітлення та зростання попиту на його використання, а також значна зношеність місцевих мереж газового освітлення сприяли тому, що у 1889 році всі справи з електрозабезпечення Києва були передані у концесію товариству «Савицький і Страус», членами якого були багаті київські комерсанти й відомі технічні фахівці. Це підприємство, отримавши у міської влади право на спорудження електричної мережі з підключенням до неї споживачів, почало свою активну діяльність з побудови, а потім з розширення у центрі міста двох парових електричних станцій постійного струму: Думську із потужністю 150 к.с., а згодом з розвитком трамвайної лінії, довівши її до 600 к.с., та Театральну, довівши її потужність зі 150 до 300 к.с [3].

Ці перші електростанції були умовно-загального користування. Театральна забезпечувала освітленням Київську оперу, прилеглі квартали та деякі заможні оселі по сусідству.

Думську електричну станцію (на території приватної садиби сановника Михаїла Фабриціуса) «Савицький і Страус» звели в 1891 році та експлуатували в подальшому для забезпечення струмом першого електричного трамваю Києва, що вже за рік потому розпочав роботу. Його гілка була спроектована та відкрита в 1892 році «Товариством Київської міської залізниці», простягнувшись від Царської площі (нині – Європейської) до Олександрівської (Контрактової).

Потреби міста зростали не тільки в освітленні, а й у передачі промислового струму на великі відстані. Тому місто потребувало потужнішої електростанції не лише з паровими машинами, але і обладнані новітніми турбогенераторами. Це змусило керівників Товариства «Савицький і Страус» придбати садибу на Подолі на Андріївській вулиці та побудувати там сучаснішу електростанцію. Авторами проекту стали цивільний інженер В. Безсмертний та архітектори Г. Шеель та Ф. Шеффель. Названо її було Центральною електричною станцією (ЦЕС) і введено в експлуатацію у грудні 1898 року. Розміщення електростанції на березі Дніпра зумовлювалося необхідністю споживання великої кількості води для власних потреб, а також було близьким як до центра міста, так і до численних промислових споживачів електроенергії, розташованих довкола ЦЕС [1].

Упродовж 1897-98 років Товариство, у складі правління якого був видатний електротехнік О.Є. Страус, розв'язуючи проектно-технологічні завдання й питання комплектації інженерним обладнанням, що виготовлялося тоді лише за кордоном, вишукувало технічні можливості передачі електричної енергії високої напруги на відстань. Тому, одночасно з цим, у Києві, на Лук'янівці був заснований відомий у майбутньому кабельний завод, що почав випускати кабель для нової міської електричної мережі. Його першим директором-акціонером став О. Страус.

Першим основним обладнанням, встановленим на ЦЕС, були два парових котли фірми

Бабкок-Вількокс та дві вертикальні парові машини суднового типу відомого заводу Шихау у м. Кенігсберг потужністю по 600 к.с. кожна, обладнаних двома генераторами постійного та змінного струмів фірми Броун-Бовері. Напруга на клеммах генераторів була: для постійного струму – 550-600 В, змінного – 2200 В, відповідна трансформація забезпечувала 110 В постійного струму – для освітлення та 190 В змінного струму між фазами – для моторного навантаження. Через два роки було встановлено ще три аналогічних котла та така ж сама парова машина, яка обслуговувала динамомашину постійного струму, потужністю 400 кВт і напругою 550В – для живлення двигунів трамваїв.

Попри наявне збільшення потужності, попит Києва на електроенергію зростав у більшому обсязі. Проте акціонерному товариству «Савицький і Страус» забракло коштів на розвиток енергогосподарства. У 1902 році киянам довелось передати все своє майно іноземним власникам: «Товариству електричних підприємств у Берліні». Розраховуючи на отримання великих прибутків, новий власник уклав з міською Думою десятирічний концесійний договір, де цьому Товариству належало 95% акцій. До новоствореного Товариства, що отримало назву «Київське електричне товариство», перейшло також обслуговування 800 абонентів із загальним споживанням 2280 кВт електричної енергії.

В подальшому ЦЕС була повністю реконструйована, її потужності значно розширені, а застарілі електричні станції на Театральній та Думській площах ліквідовані.

Протягом 1902-1905 років останньою даниною застарілій техніці з кривошипними механізмами на ЦЕС були встановлені ще дві потужні, проте витратні судові парові машини фірми Франко Тозі по 2000 к.с. кожна з двома генераторами постійного й змінного струмів (з числом обертів за хвилину – 83), а також п'ять парових котлів системи «Гере», виготовлених на заводі Мантель у Ризі [2].

Але вже протягом 1905-1912 років на ЦЕС встановлюється сучасне парогенераторне та турбінне обладнання, а саме: 1905-1907 роки – два удосконалені котла фірми «Бабкок-Вількокс» з пароперегрівачами та економайзерами й два турбогенератора фірми Броун-Бовері (Швейцарія), потужністю по 1500 кВт кожний; у 1909 році – турбогенератор 3500 кВт фірми АЕГ (Німеччина), а у 1912 році – турбогенератор 4000 кВт, тієї ж фірми.

В підсумку проведеної капітальної реконструкції та експлуатації сучаснішого обладнання суттєво покращилися техніко-економічні показники ЦЕС: так, витрати умовного палива з 1700 г/кВт·год відпущеної електроенергії знизилися до 1150 г/кВт·год.

Протягом 1903-1906 років до основного об'єму машинної зали було добудовано приміщення центрального розподільчого щита – пункту керування електромережею міста.

Покращення техніко-економічних показників роботи ЦЕС та зниження майже вдвічі тарифів на електроенергію, включаючи безкоштовне підключення до мережі з установкою електролічильників, збільшили кількість споживачів, число яких до кінця 1905 року досягло 5178 приватних абонентів та 222 промислових підприємств (механічні заводи й майстерні, млини, друкарні, тютюнові та гільзові фабрики тощо). З того ж часу у складі технічного персоналу концесійного Товариства почали працювати відомі київські фахівці з європейською освітою, зокрема Г. Городецький, О. Тирмас, П. Швецов, які в подальшому зробили значний внесок у розвиток енергетичного господарства Києва [4].

Успіхи в розвитку електрифікації міста привернули увагу науково-технічної громадськості країни, завдяки чому у квітні 1906 року Київ був визначений місцем для проведення Четвертого Всеросійського електротехнічного з'їзду (з виставкою), організованого Електротехнічним відділом Російського технічного товариства.

Центральна електростанція, постійно збільшуючи свої потужності, досягла у 1913 році загальної встановленої потужності 16275 кВт, поступаючись лише Московській та Санкт-Петербурзькій.

Починаючи з 1912 року «Київське електричне товариство» почало обмежувати розвиток електромереж та електростанцій у місті. Це було пов'язано з наближенням строку закінчення концесії та тривожними міжнародними подіями, що передували Першій світовій війні. У 1915 році «Київське електричне товариство» припинило свою діяльність, а все електричне господарство перейшло в управління міського самоврядування. Найбільший обсяг електроенергії на ЦЕС – 36 189 кВт·год – був вироблений напередодні жовтневого перевороту у 1916 році. У наступні роки навантаження на електрогенеруючі потужності почало знижуватися, і з'явилися серйозні проблеми із забезпеченням паливом. Це сталося, в основному, через занепад промисловості і приватних господарств у

громадянську війну. Додали біди пошкодження основного обладнання під час сильної повені 1917 року, а довершили руїну тривалі руйнівні обстріли міста артилерією більшовиків у січні 1918 року. Міська енергетична система була майже вщент зруйнована; всі парові машини електростанції вийшли з ладу та були виведені з експлуатації; фактична установлена потужність ЦЕС знизилася до 6000-4000 кВт. Найбільш значне падіння виробництва та постачання електроенергії спостерігалось у 1921 році (фото 2).

Постачання мазуту – основного палива – повністю припинилося, а вугілля, яке попервах заміщувало нестачу, не було можливості добути й доставити. Станція працювала виключно на дровах, які заготовляли у Пущі-Водиці та підвозили до ЦЕС трамвайними вагонами. Місто без електропостачання немов повернулося на деякий час у доіндустріальну епоху [5], [6].

Відродженням енергогосподарства Києва вважається 1922 рік – час переходу країни до нової економічної політики (НЕПу) – коли було створено Управління електричних підприємств міста, якому підпорядковувалися всі електростанції (ЦЕС та дрібні, дизельні), а також електричний трамвай. Першим керівником новоствореного Управління став відомий інженер-енергетик Тирмос О.А. На ЦЕС, яка залишалася найбільшою електростанцією Києва, протягом наступних двох років були капітально відремонтовані всі агрегати, а у 1924 році з переходом станції на вугілля, яке підвозилося вузькоколійкою від Подільської гавані, був збудований транспортер від закритого вугільного складу до нового котельного відділення станції. Транспортер проіснував до 1929 року: до переходу більшості котлів знов на рідке паливо (мазут) і спорудження великого підземного мазутосховища [4] (фото 3).

Вироблення електричної енергії суттєво збільшилося за рахунок монтажу на ЦЕС турбоагрегата фірми «Метрополітен-Віккерс» (турбіна № 9) з генератором фірми «Вестінгауз» потужністю 5000 кВт, які були запущені у роботу в 1927 році. Цей турбогенератор був закуплений в Англії ще під час першої світової війни, але багато важливих деталей були загублені під час його транспортуванні та тривалому зберіганні. Для роботи зі складання проектної документації, виготовлення відсутніх деталей та монтажу агрегату було створено, під керівництвом досвідченого інженера Швецова П.Д. спеціальне конструкторське бюро, у якому працювали відомі ще з дореволюційних часів фахівці-енергетики.

У 1927 році потужності електричного господарства міста досягли довоєнного рівня, а на ЦЕС у цей час працювало понад 260 штатних робітників.

З побудовою у 1930 році нової електростанції на Рибальському півострові – КРЕС (Київська районна електростанція) – всі електростанції міста, включаючи дрібні, дизельні, об'єднали у єдине державне акціонерне товариство «Київструм». Загальна встановлена потужність усіх електростанцій «Київструму» була 40 тис. кВт, робоча потужність ледь досягала 30 тис. кВт. ЦЕС було перейменовано на ДЕС-1 (Державна електрична станція №1), і вона залишалася основною

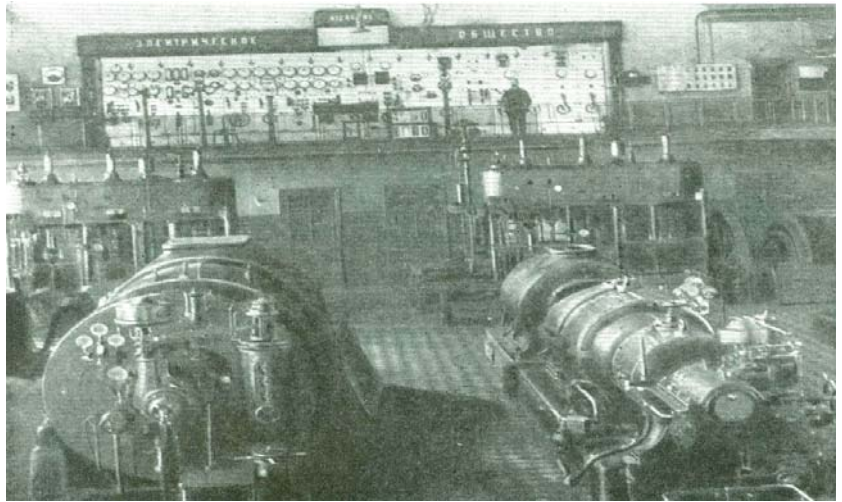


Фото 2. Машинна зала Центральної електричної станції (1913р.)

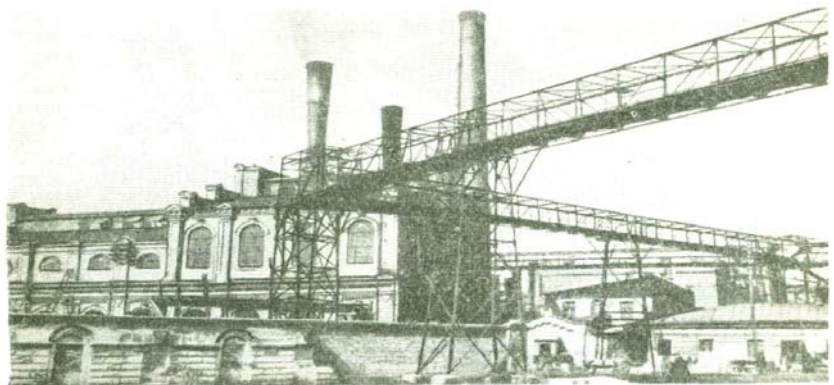


Фото 3. Загальний вигляд ЦЕС-1 (1925 р.)

електростанцією, яка до 1934 року забезпечувала надійне електропостачання міста. Середні витрати умовного палива на ДЕС-1 знизилися до 915 г/кВт·год відпущеної електроенергії. Із введенням другої черги КРЕС потужністю 25000 кВт (1933-36 рр.) на ДЕС-1 було виконано реконструкцію розподільчої підстанції (РП), перевівши її з напруги 2,2 кВ на 10,5 кВ. Будівля РП була з'єднана закритим містком, влаштованим на рівні другого поверху, з розподільчим щитом та машинною залом. До головного фасаду в східній його частині прибудовано трансформаторні кіоски [4].

Великих збитків було завдано електростанції під час повені 1931 року, коли вода стояла на 7 м вище відмітки конденсаційного відділення машинної зали, а станція на півтора тижня припинила роботу. Вся територія станції по периметру була обвалована та обнесена цегляною стіною.

Напередодні другої світової війни ДЕС-1 залишалася другою за потужністю (біля 20000 кВт) після КРЕС (понад 70000 кВт) міською електричною станцією.

За роки війни головні споруди електростанції не зазнали значного пошкодження: устаткування було виведено з ладу частково, а замість повністю зруйнованого димаря нової котельні після війни був побудований димар висотою 65 м. Після звільнення Києва у 1943 році для поновлення забезпечення міста електричною енергією та налагодження роботи самої ДЕС-1 на її території був розміщений енергопотяг потужністю 2000 кВт – пересувна електростанція на базі паротурбінної установки, яка розміщена на залізничних платформах. За проектом модернізації ДЕС-1, розробленим у 1945 році, відбулися демонтажні роботи із заміною застарілого устаткування, а також капітальні ремонтні решти обладнання.

Станцію було переведено знов на твердий вид палива – вугілля, на якому вона пропрацювала до часу підключення її до газової мережі Києва на початку 1950-х рр. Переведення ДЕС-1 на спалювання дашавського газу сприяло покращенню умов роботи обладнання, зокрема відпадала необхідність використання громіздких механізмів підготовки та транспортування вугілля. На той час в експлуатації залишалися три турбогенератора загальною потужністю понад 12 000 кВт, а також три газо-мазутних парових барабанних котла: № 2 – Таганрозького котельного заводу (ТКЗ) 1931 р. виготовлення; № 3 – типу Бабкок-Вількокс 1932 р. виготовлення з однаковими параметрами: паропродуктивністю 14 т/год та тиском пари 14,5 ат, температурою 320⁰С; а також котел № 13 – Ленінградського металічного заводу (ЛМЗ) 1926 р. виготовлення паропродуктивністю 38 т/год та параметрами пари 15 ат, 320⁰С [4].

У 1948 році за проектом, розробленим Київським відділенням інституту «Теплоелектропроект», два турбогенератора 1907 р. виготовлення: № 3 фірми АЕГ (потужністю 3,5 МВт) та № 4 фірми ВВС (потужністю 4,5 МВт) були переведені на роботу у теплофікаційному режимі з пониженим вакуумом, що дало можливість забезпечувати теплою Подільський район протягом півтора десятиріччя – до 1963 року. Ці роботи координувалися відомими вченими-енергетиками Київського політехнічного інституту професором Толубінським В.П. (майбутній академік АН УРСР) та доцентом Тарановим Б.П. У забезпеченні в післявоєнний період безаварійної та економічної роботи електростанції особливу роль відігравали чергові інженери ДЕС, досвідчені енергетики-новатори Храмович Б.Ф. та Попов С.П.

У 60-ті роки у Київській районній енергосистемі відбулися якісні зміни, а саме: були споруджені лінії електропередачі напругою 35, 110 та 330 кВ; встановлені сучасні, потужніші турбогенератори на нових електростанціях; проведено велику роботу з виведення з експлуатації неекономічного, морально зношеного енергетичного устаткування старих електростанцій енергосистеми, включаючи обладнання ДЕС-1 та ТЕЦ-2 (колишня КРЕС) [4].

Історія ЦЕС-1: від науково-дослідної бази до інституту НАН України. Повному припиненню існування ДЕС-1, що на той час належала Київській ТЕЦ-2 як територіально відокремлений цех № 1, щасливим чином завадила Постанова Ради Міністрів УРСР, що була видана майже 60 років тому (24.12.1963 р., № 1386), згідно з якою електростанція передавалася у розпорядження Академії наук УРСР. Цією Постановою передбачалося створення на території ДЕС-1 експериментального науково-технічного центру (технопарку – у сучасній термінології), під назвою «Науково-експериментальна база (НЕБ) АН УРСР», а структура ДЕС-1 включалася до НЕБ у статусі «Цеху №1» [7].

Через 65 років після створення електростанції старе підприємство отримало нове життя. Цю модернізацію слід оцінити у масштабі розвитку електроенергетики у другій половині ХХ сторіччя. У той період понад 90% електроенергії в світі вироблялося на теплових електростанціях, які працювали на викопному паливі та практично досягли ККД 40%. Тому серед різних методів підвищення

економічності традиційних електростанцій найбільш привабливим та перспективним видався магніто-гідродинамічний метод вироблення енергії, запровадження якого давало б можливість підняти ККД теплової електростанції до 55- 60%, а також суттєво зменшити негативний вплив на довкілля шкідливих викидів та теплового забруднення.

Відомо, що відкриття у 1831 році Фарадеєм закону електромагнітної індукції мало велике наукове й практичне значення; лягло у основу сучасної електротехніки й електромашинобудування; дозволило створювати системи, які можуть перетворювати будь-які види енергії в електричну енергію. Фарадей своїми дослідженнями також довів, що для цієї мети придатний не лише обертальний рух твердого провідника у магнітному полі, а також використання рідкого або газоподібного провідників, що рухаються у магнітному полі. Генератор з таким принципом дії називається магнітогідродинамічним (МГД-генератор). МГД-генератор, у якому відсутні елементи, що обертаються, суміщує в собі функції двох елементів звичайної теплової електростанції: парової турбіни та генератора, але є більш простим пристроєм ніж турбогенератор. МГД-генератор складається з каналу з електродами, розміщеному у магнітному полі, по якому рухається потік продуктів згоряння органічного палива з високою температурою (плазма). Кінетична енергія плазми, перетинаючи силові лінії магнітного поля, перетворюється у електричну енергію [8].

Інтерес до практичного використання МГД-генераторів виник на початку 60-х років минулого століття; перша дослідна МГД-установка була випробовувана в США у 1959 році, а особливо інтенсивні дослідження – справжній бум у цій галузі – проводилися у багатьох розвинених країнах в 70-80 роки.

Враховуючи перспективність цього напрямку розвитку енергетики під керівництвом МАГАТЕ була створена Міжнародна група з МГД-перетворення енергії, а ЮНЕСКО виконувала координацію робіт, організацію співпраці та проведення дискусій.

Відповідно до згаданої Постанови Ради Міністрів УРСР та технічного завдання на проектування, складеного Київським відділенням Інституту «Теплоелектропроект», передбачалося розміщення й створення на території ДЕС-1 дослідного МГД-генератора з комплексом допоміжного високотехнологічного

обладнання, а також низкою експериментальних установок, стендів, лабораторій для дослідження високотемпературних процесів і магнітних технологій із залученням для цього понад десятка наукових установ, зокрема двох провідних інститутів Академії наук УРСР – електродинаміки та газу. У 1979 р. з метою концентрації робіт у галузі магнітогідродинамічного перетворення енергії був створений Сектор МГД-генераторів Інституту електродинаміки АН УРСР у складі відділу МГД-енергетики, відділу термохімічних процесів та існуючої науково-експериментальної бази (фото 4).



Фото 4. Експериментальна МГД-установка К-1 електричною потужністю 200 кВт

Початком проведення будівельно-монтажних робіт зі створення НЕБ ІЕД АН УССР слід вважати кінець 1967 року.

Водночас, колишня електростанція працювала, і досі продовжує працювати, як розподільча підстанція РП-32, пов'язана з міською електромережею 10 кВ. З перетворенням території ДЕС-1 на науково-дослідний центр, який у 1981р. отримав назву Відділення з попередньою назвою, а у 1985р. – перейменованій на Відділення високотемпературного перетворення енергії (ВПЕ) Інституту електродинаміки АН УРСР, були демонтовані котли №№ 2, 3 та перебудовані приміщення нової котельні. Вивільнені приміщення пристосовано для проведення досліджень на експериментальних стендах. Побудовані: адміністративний корпус, будівлі газової й повітряної компресорних станцій та споруди потужної киснево-реципієнтної установки тощо.

Після проведення комплексу реноваційних робіт на ДЕС-1 зі старого основного обладнання залишився паровий котел № 13 (ЛМЗ) продуктивністю 38 т пари за годину та дві турбоустановки: № 3 фірми АЕГ потужністю 3,5 МВт (демонтована у 1975 році) та № 4 фірми ВВС потужністю 4,5 МВт, які у подальшому були задіяні у експериментальних дослідженнях, як допоміжне обладнання. Котел № 13 та парогенератор № 4 продовжували працювати у інтервальних режимах до кінця 1989 року, що є надзвичайно тривалим терміном експлуатації подібного теплоенергетичного обладнання.

У 1970 році під керівництвом відомих вчених Е.П. Страшиніна та Н.Й. Мазура (Інститут електродинаміки АН УРСР) була введена в експлуатацію дослідна експериментальна МГД-установка К-1 (Київ-1), проектною електричною потужністю 200 кВт, яка протягом наступних 20 років була однією з трьох, разом з установками У-0,2 та У-25 Інституту високих температур АН СРСР, базових установок за Національною програмою Радянського Союзу по МГД-перетворенню енергії.

Унікальність К-1 як самостійного перетворювача теплової енергії у електричну, що за незалежними оцінками не мав рівних серед подібних експериментальних МГД-установок, полягала у потужному, комплексному енерготехнологічному забезпеченні та у наявності замикаючого паротурбінного циклу. Робочою речовиною установки слугувала плазма продуктів згоряння природного газу у атмосфері стисненого повітря, збагаченого киснем (до 100%), за максимальних витрат до 3 кг/с, а магнітна система – колишня секція синхрофазотрону – забезпечувала індукцію магнітного поля до 2 Тл [9].

Наприкінці 1972 року установка К-1 стала прототипом проекту (одного з перших у світі) МГД-надбудови потужністю 100-150 МВт до діючого блока 300 МВт Трипільської ТЕС, який мав би бути реалізований у 1983 році згідно план-графіку, складеного інститутом «Теплоелектропроект» [9].

Поява у 90-ті роки минулого століття високоефективних парогазових установок та паротурбінних електростанцій із надкритичними робочими параметрами, а також виявлені технологічні недоліки МГД-генераторів привели до згорання всіх досліджень з цієї тематики.

Зацікавленість установкою К-1 виникала ще у 1995-1996 роках, коли за ініціативою професора Франческо Негріні з Інституту електротехніки університету м. Болонья (Італія) розроблявся разом з київськими науковцями проект її модернізації із заміною старої магнітної системи на нову з індукцією 5 Тл, але за браком фінансування проект не був реалізований, а також для використання К-1 як випробувального стенда камер згоряння реактивних двигунів для підприємств Мотор-Січ (м. Запоріжжя) та Машпроект (м. Миколаїв). Комплекс обладнання установки К-1 на сьогодні знаходиться у стані консервації.

Дослідження процесів перетворення енергії на МГД-установці К-1 тривало протягом 30 років до початку 90-х років, коли 23.06.1993 р. відбувся останній 171-й експериментальний пуск К-1, присвячений в основному, як і попередні декілька пусків, екологічним питанням, зокрема, вивченню впливу вологи на утворення оксидів азоту в продуктах згоряння палива.

Після розпаду СРСР Відділення високотемпературного перетворення енергії виявилось єдиною в Україні науковою установою, яка, переорієнтувавшись на вугільну тематику, успішно вирішувала фізико-технічні проблеми ефективного та екологічного використання твердого палива, протягом всіх наступних років активно проводила фундаментальні та прикладні дослідження процесів горіння та газифікації для вугільних енергетичних котлоагрегатів, чим здобула беззаперечний авторитет як у енергетичній галузі України, так і серед закордонних науковців. Зважаючи на актуальність наукових напрямків та отримані важливі результати розробок для енергетики України, а також високий потенціал наукових кадрів, Відділення високотемпературного перетворення енергії у 1996 році було спочатку реорганізовано у Науково-технічний центр вугільних енерготехнологій (НТЦВЕ), а у 2002 році – в Інститут вугільних енерготехнологій (ІВЕ) НАН України зі збереженням основної тематики наукових досліджень [7].

Післямова. Сучасність та майбутнє комплексу ЦЕС-1. Унікальна 125-ти річна історія об'єкта культурної спадщини України, до реєстру якого комплекс ЦЕС-1 був включений у 2007 році, не лише не добігла кінця, але активно продовжується в наші дні (фото 5).

Розвиток ІВЕ НАН України, що був реорганізований в 2021 році в Інститут теплоенергетичних технологій НАН України, в умовах нових актуальних задач забезпечення енергетичної незалежності та прийнятих міжнародних екологічних зобов'язань України, продовжився у напрямку фундаментальних та прикладних досліджень тепло масообміну у багатофазних турбулентних реагуючих середовищах, динаміки та кінетики процесів піролізу, горіння та газифікації твердих палив, процесів уловлення викидів шкідливих та парникових газів, генерації



Фото 5. Сучасний вигляд будівлі ЦЕС (ДЕС) -1

водню з біосировини та термічного перероблення сортованих міських відходів, технологій використання паливних елементів, розвитку засад амонійної енергетики, тощо з практичним застосуванням одержаних результатів у процесі вирішення актуальних питань розробки і впровадження технічних і технологічних рішень організації спалювання на ТЕС та ТЕЦ непроєктних палив, паливних сумішей, твердої рослинної біомаси, переведення антрацитових котлів на спалювання газового вугілля та багато іншого.

Автори статті намагалися підсумувати більш ніж столітню живу історію розвитку енергетичної галузі, обмеженої рамками однієї будівлі: народження, шлях перемог та поразок, зміни напрямів діяльності. Але кожного разу колектив енергетиків виходив з труднощів оновленим, сильним та затребуваним, таким, що відповідає вимогам часу та перспективам розвитку базової галузі економіки.

Впевнені, що в подальшому під час відновленні повоєнної економіки України в стінах цієї історичної будівлі будуть проведені нові унікальні наукові дослідження та технічні розробки, що сприятимуть стрімкому відновленню держави та її подальшому сталому розвитку.

Під час підготовки статті використано окремі архівні документи ІТЕТ НАН України, що не публікувалися раніше.

1. Звід пам'яток історії та культури України. Кн. 1. К.: Гол. ред. Зводу пам'яток історії та культури при видавництві Українська енциклопедія, 1999. 608 с.
2. История Киева. Т. 1. К.: Изд-во Академии наук УССР, 1963. 663 с.
3. Ієвлева В. Пам'ятки індустріального розвитку Києва кінця XIX – першої третини XX століття. К.: Видавничий дім Прес-КІТ, 2008. 248 с.
4. Каменєва В.А., Панов А.М. Київська електрична система. К.: Техніка, 1982. 175 с.
5. Гирич І.Г. Київ XIX-XXI ст. Путівник. К.: ДП Національне газетно-журнальне товариство, 2013. 256 с.
6. Макаров А.Н. Малая энциклопедия киевской старины. К.: Довіра, 2005. 558 с.
7. Дунаєвська Н.І., Чернявський М.В., Топал О.І., Макарчук В.М., Голенко І.Л. Інститут вугільних енерготехнологій. Історія та сьогодення. К.: Люта справа, 2018. 120 с.
8. Шумяцкий Б.Я., Петрик М. (под редакцией). Магнито-гидродинамическое преобразование энергии. Открытый цикл. Москва: Наука, 1979. 583 с.
9. Ганефельд Р.В. К 50-летию исследований по МГД-преобразованию видов энергии в Национальной академии наук Украины. *Технічна електродинаміка*. 2007. № 2. С. 68-80.

HISTORY OF ENERGY INDUSTRY IN KYIV: 125 YEARS OF CENTRAL ELECTRIC STATION

N.I. Dunayevska, V.Ya. Yevtukhov

Thermal Energy Technology Institute of NAS of Ukraine

19, Andriivska Str., Kyiv, 04070, Ukraine.

e-mail: dunayevskani@ukr.net; volodymyr.yevtukhov@gmail.com

The history of the construction and operation of the object of cultural heritage - the Kyiv Central Power Station (ЦЕС-1), the second alternating current station in pre-revolutionary Russia, is considered. The development and improvement of electrical and thermal equipment, changes in the fuel base during the difficult times of the First World War, the revolution and the establishment of Soviet power in Kyiv. The transfer of the station to the control of the Academy of Sciences of the Ukrainian SSR, the beginning of research on MHD energy generation, the construction of the second largest research facility in the USSR for this technology began a new - scientific stage in the life of CES-1 as a scientific and experimental base of the Institute of Electrodynamics of the Academy of Sciences of the Ukrainian SSR. For now, the work of the team of scientists and engineering personnel is focused on thermal engineering problems of energy already within the framework of a separate Institute - thermal energy technologies of the National Academy of Sciences of Ukraine. This living monument of the era of industrialization (end of the 19th - 20th centuries) has complex significance for Kyiv and Ukraine: as a legacy of the history of energy and as an active experimental and technological complex. References 9, figures 5.

Keywords: electric energy, power station, steam engine, turbo generator, magnetohydrodynamic generator, cultural heritage facility, industrial heritage.

1. Collection of historical and cultural monuments of Ukraine. Book 1. Kyiv: Holovna redaktsiia Zvodu pamiatok istorii ta kultury pry vydavnytstvi Ukrainiska entsiklopediia, 1999. 608 p. (Ukr)
2. History of Kyiv. Vol. 1. Kyiv: Izdatelstvo Akademii nauk Ukrainskoi SSR, 1963. 663 p. (Rus)
3. Ievleva V. Landmarks of the industrial development of Kyiv at the end of the 19th - the first third of the 20th century. Kyiv: Vydavnychiy dim Pres-KIT, 2008. 248 p. (Ukr)
4. Kameneva V.A., Panov A.M. Kyiv electric system. Kyiv: Tekhnika, 1982. (Ukr)
5. Hyrych I. H. Kyiv of the XIX-XXI centuries. Guide. Kyiv: DP Natsionalne gazetno-zhurnalne tovarystvo, 2013. (Ukr)
6. Makarov A.N. Brief encyclopedia of Kyiv ancestry. Kyiv: Dovira, 2005. (Rus)
7. Dunaevska N.I., Chernyavskiy M.V., Topal O.I., Makarchuk V.M., Golenko I.L. Institute of coal energy technologies. History and the present. Kyiv: Lyuta Sprava, 2018. 120 p. (Ukr)
8. Shumyatskyi B.Ya., Petryk M. (editorial). Magneto-hydrodynamic energy conversion. Open cycle. Moskva: Nauka, 1979. 583 p. (Rus)
9. Ganefeld R.V. For 50 years of researches of magnet-hydrodynamic conversion of energy types in National Academy of Sciences of Ukraine. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2007. No 2. Pp. 68-80. (Rus)

Надійшла 10.07.2023

ДО 90-РІЧЧЯ АКАДЕМІКА НАН УКРАЇНИ А.К. ШИДЛОВСЬКОГО



Академік НАН України Анатолій Корнійович Шидловський народився 10 жовтня 1933 року на Чернігівщині. Після закінчення у 1957 р. електротехнічного факультету Київського політехнічного інституту розпочав свій трудовий шлях з посади інженера на компресорній станції у Боярці, потім працював у проектному інституті «Укрдіпроенерго».

Все подальше творче життя Анатолія Корнійовича, а це майже 65 років, пов'язане з Національною академією наук України. З квітня 1959 року і дотепер Анатолій Корнійович плідно працює в Інституті електродинаміки НАН України, в якому пройшов усі щаблі професійного росту. За час роботи він обіймав посади інженера, аспіранта, потім молодшого наукового співробітника, старшого наукового співробітника, заступника директора з наукової роботи і завідувача відділу стабілізації параметрів електромагнітної енергії, директора Інституту. А.К. Шидловський – кандидат технічних наук (1963), доктор технічних наук (1971), професор (1979), член-кореспондент НАН України (1978), академік Національної академії наук України (1985). Протягом 1989 – 1998 років був академіком-секретарем

Відділення фізико-технічних проблем енергетики НАН України, а з грудня 1998 до квітня 2004 року – віце-президентом НАН України. Починаючи з 2004 року – радник Президії НАН України.

У 1973 році А.К. Шидловський очолив колектив Інституту електродинаміки НАН України, директором якого пропрацював 34 роки. З 2007 року Анатолій Корнійович – почесний директор, а з 2015 року – радник при дирекції Інституту електродинаміки НАН України. Під його керівництвом науковцями установи було зроблено значний внесок у розвиток вітчизняної електроенергетики, енергозабезпечення та енергозбереження, а розробки колективу інституту відзначені 17 Державними преміями в галузі науки і техніки.

А.К. Шидловський збагатив науку дослідженнями, що мають першорядне значення для розвитку сучасної енергетики, створення ефективного електроенергетичного устаткування і забезпечення його надійного функціонування. Основні наукові праці А.К. Шидловського присвячено розвитку теорії багатофазних електричних кіл, дослідженню процесів перетворення і стабілізації параметрів електромагнітної енергії, створенню багатофункціональних пристроїв для оптимізації режимів і забезпечення електромагнітної сумісності споживачів систем енергопостачання загального і спеціального призначення. Він є автором загальної теорії пристроїв компенсації фазових послідовностей напруг і струмів у багатофазних колах стосовно проблеми стабілізації параметрів енергії в електричних системах з несиметричними та нелінійними навантаженнями.

До основних результатів наукових досліджень А.К. Шидловського належать: методи аналізу електромагнітних процесів в електричних системах з несиметричними, нелінійними, нестационарними і швидкозмінними навантаженнями в нормальних і аварійних режимах; теорія та принципи побудови статичних пристроїв підвищення якості електроенергії багатофункціонального призначення; методи і засоби зниження нестационарних спотворень у системах електропостачання; теорія зрівноваження режимів і забезпечення електромагнітної сумісності споживачів у системах електропостачання з нестационарними і нелінійними елементами; теорія і принципи побудови частотно-регульованих джерел реактивної потужності; методи та засоби підвищення ефективності перетворення і використання енергії в системах з автономними джерелами обмеженої потужності.

Характерною рисою наукового доробку А.К. Шидловського є органічний зв'язок фундаментальних досліджень з розв'язанням важливих для економіки України прикладних задач.

Анатолій Корнійович велику увагу приділяє питанням стратегічного розвитку паливно-енергетичного комплексу України. За його ініціативи та під його керівництвом було розроблено Енергетичну стратегію України на період до 2030 р. та подальшу перспективу.

Загальний науковий доробок вченого знайшов відображення у понад 670 наукових публікаціях, серед яких 29 монографій і понад 190 винаходів та патентів.

А.К. Шидловський – засновник провідної наукової школи. Серед його учнів 22 доктори і майже 50 кандидатів наук. Працюючи професором у НТУ України „Київський політехнічний інститут“, він поєднував активну наукову роботу з педагогічною діяльністю. А.К. Шидловський – почесний професор Національного технічного університету України „Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського“, Національного авіаційного університету (м. Київ), Національного технічного університету «Дніпровська політехніка» (м. Дніпро), Національного технічного університету „Харківський політехнічний інститут“, Національного університету «Запорізька політехніка», Інституту електроенергетики Лодзького технічного університету (Лодзька політехніка) (м. Лодзь, Польща), Національного університету „Львівська політехніка“.

Дослідження, виконані А.К. Шидловським, відзначено Державною премією України в галузі науки і техніки (1982 р.), премією НАН України ім. С.О. Лебедева (1986 р.), премією НАН України ім. В.М. Хрущова (1999 р.). Анатолію Корнійовичу присвоєно звання "Заслужений діяч науки і техніки України" (1991 р.).

За заслуги перед Україною академіка А.К. Шидловського нагороджено орденом "Знак пошани" (1983 р.), відзнакою Президента України – орденом "За заслуги" III ступеня (1997 р.), орденом князя Ярослава Мудрого V ступеня (2003 р.), а також медалями та почесними відзнаками.

Свідченням високого міжнародного авторитету А.К. Шидловського є нагородження його у 2001р. Командорським хрестом Ордену «За заслуги перед Республікою Польща» ("Krzyż Komandorski Orderu Zasługi Rzeczypospolitej Polskiej") (Польща).

Природа щедро обдарувала Анатолія Корнійовича талантом, батьки прищепили працьовитість та любов до ближнього, вчителі дали знання і ввели в науку. А решту він домігся постійною копіткою працею та наполегливістю, нестримним прагненням до пошуку і виходу на нові рубежі.

Колектив Інституту електродинаміки НАН України, редакція журналу «Технічна електродинаміка», колеги, друзі та численні учні щиро вітають Анатолія Корнійовича з ювілеєм і зичать йому міцного здоров'я, творчого натхнення, успіхів, добра та щастя!