



ISSN 1607-7970
E-ISSN 2218-1903

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
2021

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

ШИДЛОВСЬКА Н.А., ЗАХАРЧЕНКО С.М. Аналітична нелінійно-імовірнісна модель еквівалентного електричного опору шару металевих гранул3

Перетворення параметрів електричної енергії

АРТЕМЕНКО М.Ю., КУТАФІН Ю.В., МИХАЛЬСЬКИЙ В.М., ПОЛЩУК С.Й.,
ЧОПИК В.В., ШАПОВАЛ І.А. Керування паралельним активним фільтром трифазної
трипровідної мережі в системі координат методу двох ватметрів 11

ПАВЛОВ В.Б., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., ПАВЛЕНКО В.Є. Дослідження експериментального зразка
бездротового зарядного пристрою електромобіля21

Електромеханічне перетворення енергії

GREBENIKOV V.V., GAMALIA R.V., DADYCHYN S.A. Comparative analysis of magnetic
systems of permanent magnet motors for tram27

КРИЩУК Р.С., ГАВРИЛЮК С.І., ЦИГАНКОВА Г.А. Енергетичні показники аксіального
асинхронного дискового двигуна для суднових навігаційних РЛС38

ЧЕПКУНОВ Р.А. Асинхронний електропривод з керуванням за реактивною потужністю49

Електроенергетичні системи та установки

БАСОК Б.І., БУТКЕВИЧ О.Ф., ДУБОВСЬКИЙ С.В. Техніко-економічні аспекти оцінювання
перспектив декарбонізації об'єднаної енергосистеми України55

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

МАЗМАНЯН Р.О. Багатоканальне конвертування випадкових даних парними
елементами впорядкованих вибірок63

БРАГИНЕЦЬ І.О., МАСЮРЕНКО Ю.О. Лазерні вимірювальні системи з волоконно-
оптичними сенсорами для контролю лінійних параметрів механічних об'єктів76

ЛЕВИЦЬКИЙ А.С., ЗАЙЦЕВ Є.О., ПАНЧИК М.В. Автоматизований пристрій для контролю
осердя статора потужного турбогенератора83

Персоналії

ДО 70-РІЧЧЯ головного наукового співробітника Інституту електродинаміки
НАН України О.Д.ПОДОЛЬЦЕВА88

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

SHYDLOVSKA N.A., ZAKHARCHENKO S.M. Analytical nonlinear-probabilistic model of the equivalent electrical resistance of a layer of metal granules3

Conversion of electric energy parameters

ARTEMENKO M.Yu., KUTAFIN Y.V., MYKHALSKIY V.M., POLISHCHUK S.Y., CHOPYK V.V., SHAPOVAL I.A. Shunt active filter control of a three-phase three-wire network in the reference frame of the two wattmeters method11

PAVLOV V.B., PODOLTSEV O.D., PAVLENKO V.E. Experimental study of a test sample of a wireless power transfer for electric vehicles21

Electromechanical energy conversion

GREBENIKOV V.V., GAMALIYA R.V., DADYCHYN S.A. Comparative analysis of magnetic systems of permanent magnet motors for tram27

KRYSHCHUK R.S., GAVRYLUK S.I., TSUGANKOVA A.A. Energy indicators of axial induction disk-shaped motor for ship radars38

CHEPKUNOV R.A. Asynchronous electric drive with reactive power control49

Electric power systems and installations

BASOK B.I., BUTKEVYCH O.F., DUBOVSKIY S.V. Technical and economic aspects of decarbonisation prospects assessing of the interconnected power system of Ukraine.....55

Information-measuring systems in power engineering

MAZMANIAN R.O. Multichannel conversion of random data with the pair-elements of ordered samples63

BRAGYNETS I.O., MASJURENKO Yu.O. Laser measuring systems with fiber-optical sensors for control of linear parameters of mechanical objects76

LEVITSKIY A.S., ZAITSEV Ie.O., PANCHIK M.V. Automated device for monitoring the stator core of powerful turbogenerator85

Personalities

TO THE 70TH ANNIVERSARY of Chief Researcher of IED NAS of Ukraine O.D.PODOLTSEV88

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

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 4 від 29.04.2021 р. Включено до Переліку наукових фахових видань України 24.05.2018, категорія «А».

Підписано до друку 30.08.2021 р. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 10,8.

Тираж 200 прим. Зам. 24. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

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

АНАЛІТИЧНА НЕЛІНІЙНО-ІМОВІРНІСНА МОДЕЛЬ ЕКВІВАЛЕНТНОГО ЕЛЕКТРИЧНОГО ОПОРУ ШАРУ МЕТАЛЕВИХ ГРАНУЛ**Н.А. Шидловська***, чл.-кор. НАН України, **С.М. Захарченко****, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: shydlovska@ied.org.ua, snzakhar@ukr.net

В результаті оброблення даних експериментів створено аналітичну безперервну нелінійно-імовірнісну модель еквівалентного електричного опору шару металевих гранул в робочій рідині. Вона описується чотирма рівняннями: модифікованого розподілу Гауса та залежностями від миттєвих значень розрядного струму у шарі металевих гранул математичного сподівання, дисперсії і коефіцієнта корекції діапазону його еквівалентного електричного опору. Виходячи з вигляду отриманих у ході експериментів залежностей та фізики процесів, які при цьому відбуваються, розглянуто дві основні групи аналітичних функцій, які апроксимують отримані залежності. Описано критерії та методик пошуку оптимальних значень їхніх коефіцієнтів. Досліджено адекватність апроксимації кожної з трьох отриманих залежностей кількома аналітичними функціями, оптимальні значення коефіцієнтів яких знайдено за описаною методикою. Проведено порівняння аналітичних функцій, що апроксимують залежність математичного сподівання еквівалентного електричного опору шару металевих гранул від миттєвих значень розрядного струму в ньому, з відомими нелінійними моделями опору такого середовища. Бібл. 30, рис. 3, таблиць 3.

Ключові слова: розподіл опору, нелінійно-імовірнісна модель, розрядний струм, іскроерозійна обробка, шар металевих гранул

Вступ. Іскро- та плазмоерозійна обробка шарів металевих гранул (ШМГ) в робочих рідинах є основою чотирьох основних груп технологічних процесів. До першої відноситься виробництво мікродисперсних порошків металів і сплавів із спеціальними властивостями: тугоплавких і жароміцних [1], з магнітною [2] і температурною [3] пам'яттю форми, з аморфною [4] та аморфно-кристалічною структурою [5], з гігантським магніторезистивним ефектом [6], магнітом'яких [7], воденсорбуючих, надтвердих [8], корозійно стійких [9] та ін. [10–12]. До другої – іскрове плазмове або електророзрядне спікання під тиском мікророзмірних порошків металів і сплавів в композитах, кераміках та інших гетерогенних середовищах [13]. До третьої – виробництво гідроксидів, утворюючих коагулянт металів (*Al* та *Fe*) для очищення [14, 15] і знезараження [16] природних вод та промислових скидів. До четвертої – виробництво стійких до седиментації нанодисперсних гідрозолей біологічно активних металів (*Ag*, *Cu*, *Zn*, *Fe*, *Mg*, *Mn*, *Mo*, *Co*) [17] для застосування у рослинництві [18] і тваринництві [19].

Для розрахунку параметрів і оптимізації режимів цих процесів дуже важливим є моделювання перехідних електромагнітних процесів у розрядно-імпульсних системах (РІС), навантаженням яких є розрядні камери, що містять ШМГ, занурені у робочі рідини. Найскладнішим елементом моделей таких систем є моделі електричних параметрів ШМГ.

Еволюція моделей електричних параметрів ШМГ відбувалася наступним чином. На її першому етапі електричні параметри ШМГ представлялися виключно активним опором, величина якого не змінювалася, принаймні протягом тривалості одного розрядного імпульсу. Звісно, навіть на ранніх етапах створення таких моделей було відомо, що миттєві значення еквівалентного електричного опору (ЕЕО) ШМГ змінюються протягом тривалості розрядних імпульсів, але на той час математичні описи цих залежностей у відкритих публікаціях не зустрічалися. Для опису ЕЕО використовувалися усереднені протягом тривалості τ синхронних імпульсів струму в ШМГ $i(t)$ та

напруги на ньому $u(t)$ значення: $\bar{R} = \int_0^{\tau} u(t) \cdot i(t) dt / \int_0^{\tau} i^2(t) dt$ [1]. Також використовувалися інші форми

представлення середнього значення ЕЕО ШМГ: $\bar{R}_1 = (1/\tau) \cdot \int_0^{\tau} (u(t)/i(t)) dt$, $\bar{R}_2 = \int_0^{\tau} u(t) dt / \int_0^{\tau} i(t) dt$ [20, 21].

Створення аналітичних моделей залежностей середніх протягом розрядного імпульсу значень ЕЕО ШМГ від амплітуд імпульсів напруги на них, струму в них або початкових умов на реактивних елементах вихідного кола РІС для конкретних технологічних процесів дозволило значно підвищити точність розрахунків не лише енергетичних, а і динамічних параметрів розрядних імпульсів у разі зміни початкових умов на реактивних елементах вихідних кіл РІС в широких межах [22].

На другому етапі еволюції з'явилися так звані нелінійні моделі опору, в яких аналітично описувалися залежності від розрядного струму або прикладеної напруги миттєвих значень активної складової ЕЕО ШМГ [20, 21, 23]. Подальший розвиток нелінійних моделей призвів до урахування різних значень опору на передньому і задньому фронтах імпульсів розрядних струмів за одних і тих самих значень струму шляхом зміни значень коефіцієнтів аналітичних функцій для різних фронтів імпульсів [24, 25]. Аналітичні моделі, які описують залежності цих коефіцієнтів від амплітудних значень імпульсів розрядних струмів, прикладеної напруги або початкових умов на реактивних елементах розрядного контуру РІС, дозволили значно розширити межі застосування нелінійних моделей [25]. В моделі, описаній у [24], додатково було враховано зміну мінімального та максимального значень ЕЕО ШМГ для різних імпульсів розрядного струму.

В [26] показано, що ЕЕО ШМГ має не тільки активну складову. Було запропоновано схему заміщення мінімального структурного елемента ШМГ в робочій рідині, яка крім нелінійної активної складової включала ще індуктивність і ємність, та розраховано залежності електричних параметрів її елементів від їхніх розмірів, еквівалентної частоти розрядних імпульсів і електрофізичних параметрів матеріалів компонентів. Було показано в яких режимах в залежності від значень тривалості і струму розрядних імпульсів, розмірів і електрофізичних параметрів металевих гранул реактивними елементами схеми заміщення можна знехтувати. Урахування реактивних елементів схеми заміщення дало змогу значно підвищити точність розрахунку перехідних процесів у вихідному контурі РІС з такою моделлю навантаження, особливо в умовах великих значень розрядного струму. Використання цих моделей дозволило здійснити розрахунки не тільки енергетичних, а і динамічних параметрів розрядних імпульсів у разі варіації значень реактивних елементів вихідного кола РІС і початкових умов на них в широких межах [25].

Принциповим недоліком нелінійних моделей є неможливість коректного опису багатомодальних залежностей, в яких одним і тим самим значенням аргументу в різні моменти часу ставляться у відповідність різні значення функції, як це відбувається з залежностями опору ШМГ від розрядного струму або напруги. На третьому етапі еволюції було розроблено так звані параметричні моделі, які описують залежність опору від часу і не мають зазначеного вище недоліку [27].

Крім того, що ЕЕО ШМГ залежить від струму та часу його протікання, він також стохастично змінюється як в межах одного імпульсу, так і від імпульсу до імпульсу. Це відбувається внаслідок одночасного та послідовного у часі утворення, розвитку і згасання великої кількості плазмових каналів між поверхнями сусідніх металевих гранул в їхньому шарі під час підведення до них імпульсу електричної енергії [25]. Такі процеси можуть бути описані лише імовірнісними моделями, які було розроблено на четвертому етапі еволюції. В [28] показано, що за фіксованих початкових умов на реактивних елементах розрядного контуру РІС отриманий в ході експериментів розподіл середніх за час розрядного імпульсу значень ЕЕО ШМГ може бути описано теоретичним розподілом Гауса з імовірністю помилки другого роду всього 0,06. Також досліджено залежність від початкових умов на реактивних елементах РІС основних параметрів розподілу Гауса середнього за час імпульсу ЕЕО ШМГ – математичного сподівання і дисперсії.

В роботах [29] без наведення результатів експериментів як постулат приймалося, що розподіл середніх протягом тривалості одного імпульсу значень опору ШМГ від імпульсу до імпульсу розрядного струму є рівномірним. Використання імовірнісних моделей середнього за час протікання розрядного струму опору ШМГ дає змогу розраховувати розподіли ймовірностей параметрів імпульсів лише у момент його завершення, а також енергію імпульсу, напругу на робочому конденсаторі та

струм у індуктивних елементах схеми заміщення розрядного контуру генератора з іскро- та плазмоерозійним навантаженням у момент закінчення імпульсу [29].

Розрахунок розподілів миттєвих значень напруг і струмів у схемі заміщення протягом всього перехідного процесу можливий у разі використання нелінійно-імовірнісних або параметрично-імовірнісних моделей миттєвих значень опору ШМГ. В [30] на основі даних експериментів розроблено дискретну нелінійно-імовірнісну модель миттєвих значень ЕЕО ШМГ для одинадцяти точок як на передньому, так і задньому фронтах імпульсів розрядного струму. Там же наведено стратегію і алгоритми побудови безперервних аналітичних нелінійно-імовірнісних моделей миттєвих значень опору ШМГ за його дискретними моделями. Поява таких моделей знаменувала не тільки наступний етап їхньої еволюції, але і змінила парадигму уявлень щодо ЕЕО ШМГ. Раніше до уваги бралися залежності лише математичного сподівання миттєвих значень ЕЕО ШМГ. Після її появи стало зрозуміло, що нелінійні та параметричні моделі – це лише окремі випадки нелінійно-імовірнісних та параметрично-імовірнісних моделей, і у загальному випадку необхідно враховувати залежності ще як мінімум одного параметра – дисперсії миттєвих значень ЕЕО ШМГ, а також інших, необхідних для повного відтворення теоретичних законів розподілів.

Метою роботи є створення безперервних аналітичних нелінійно-імовірнісних моделей ЕЕО ШМГ алюмінію у воді за його дискретною моделлю, знаходження оптимальних значень їхніх коефіцієнтів та порівняння адекватності аналітичних моделей.

Методика створення безперервних аналітичних моделей. Вхідними даними для побудови безперервних аналітичних нелінійно-імовірнісних моделей ЕЕО ШМГ є наведена в [30] його дискретна нелінійно-імовірнісна модель, де доведено, що для кожного миттєвого значення розрядного струму отриманий в ході експериментів розподіл значень ЕЕО ШМГ R_j у межах від R_{\min} до R_{\max} з малою похибкою може бути описано теоретичним модифікованим розподілом Гауса

$$f(R) = \frac{k}{\sqrt{2\pi D[R]}} \exp\left[\frac{(R - M[R])^2}{-2D[R]}\right], \quad (1)$$

де $k = (100\% \cdot \sqrt{2\pi D[R]}) / \left(\int_{R_{\min}}^{R_{\max}} \exp\left[\frac{(R - M[R])^2}{-2D[R]}\right] dR \right)$ – коефіцієнт корекції діапазону; $M[R] = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n R_j$ –

математичне сподівання розподілу опору; $D[R] = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (R_j - M[R])^2$ – його дисперсія.

У відповідності до стратегій та алгоритмів їхньої побудови, детально викладених у [30], на першому етапі побудови безперервних аналітичних нелінійно-імовірнісних моделей ЕЕО ШМГ потрібно знайти аналітичні функції, які адекватно описують дискретні залежності коефіцієнтів (1) від миттєвих значень розрядного струму на передніх і задніх фронтах його імпульсів.

На наступному етапі необхідно знайти оптимальні значення коефіцієнтів цих функцій. В процесі їхнього пошуку авторами використовувалися 5 параметрів нев'язки апроксимацій [23]. Їхні мінімальні значення служили критеріями пошуку оптимальних значень коефіцієнтів апроксимуючих функцій. Як показали результати пошуку, якщо аналітична функція забезпечує гарний збіг з вхідними дискретними даними, то за всіма розглянутими критеріями отримуються приблизно однакові значення коефіцієнтів функції і параметрів її нев'язки. Якщо ж запропонована функція не забезпечує задовільний збіг з дискретними вхідними даними, то в усіх випадках значення параметрів нев'язки будуть занадто високими, а значення коефіцієнтів апроксимуючої функції можуть суттєво відрізнятись в залежності від критерію їхнього пошуку. Але це вже немає суттєвого значення, оскільки така функція не може бути прийнятою.

Тому далі наведені результати отримано лише за одним критерієм – мінімуму середнього значення модулів відносних відхилень значень апроксимуючої функції y_a від дискретно заданих вхідних даних y_e для усіх їх N точок: $|\delta| = \frac{100\%}{N} \sum_{j=1}^N |y_{aj} - y_{ej}| / |y_{ej}|$. Під час пошуку оптимальних

значень коефіцієнтів апроксимуючих функцій використовувався модуль «Пошук рішення» Excel 2003 з налаштуваннями областей допустимих значень коефіцієнтів.

Результати та обговорення. Залежність математичного сподівання ЕЕО ШМГ від миттєвих значень розрядного струму, який протікає в ньому, є не тільки однією з основних складових його аналітичної нелінійно-імовірнісної моделі за законом розподілу (1), а і її окремим випадком –

нелінійною моделлю [30]. Згідно з наведеними у [23] результатами, найкращі апроксимації залежності усередненого за 30-ю миттєвими значеннями ЕЕО ШМГ від розрядного струму, який протікає у ньому, демонстрували функції на основі степеневі з показником степеня (-1) та експоненціальної. Тому для ефективної апроксимації залежностей математичного сподівання ЕЕО ШМГ від миттєвих значень імпульсів розрядного струму на їхніх передніх (ПФ) і задніх фронтах (ЗФ) в першу чергу були використані функції саме з цих груп (табл. 1). Оптимальні за критерієм мінімуму середнього значення модулів відносних відхилень дискретних і апроксимованих даних $|\delta|$ значення коефіцієнтів $a_0 \dots a_2$ цих функцій та значення параметра нев'язки апроксимацій $|\delta|$ окремо для ПФ і ЗФ імпульсів розрядного струму також наведено у табл. 1.

Таблиця 1

№ Ф-ї	Функція	Фронт струму	Значення коефіцієнтів			Нев'язка $ \delta $, %
			a_0	a_1	a_2	
1	$M[R] = a_2(a_0 + a_1 i ^{-1}) / (a_0 + a_1 i ^{-1} + a_2)$	ПФ	0,3957	118,0089	20,2669	14,2567
		ЗФ	0,1925	192,6946	154,0286	1,2802
2	$M[R] = a_0 + a_1 i ^{-1}$	ПФ	0,4280	86,3117	–	16,8616
		ЗФ	0,1985	188,0930	–	2,0452
3	$M[R] = a_1 i ^{-1}$	ПФ	–	148,340	–	51,1764
		ЗФ	–	249,230	–	19,6226
4	$M[R] = a_0 + a_1 \exp(- i /a_2)$	ПФ	0,5490	8,9576	32,3189	24,4797
		ЗФ	0,5120	18,5581	40,7911	18,9210

Як видно з табл. 1, найкращий збіг дискретних і апроксимованих значень ЕЕО ШМГ демонструє функція під номером 1. Фізичний зміст її коефіцієнтів та заступну електричну схему ЕЕО ШМГ, складену за нею, детально описано у [23]. Тут лише зазначимо, що за фізичним змістом у формулі № 1 табл. 1 коефіцієнт a_0 – активна складова опору ШМГ, включена послідовно з джерелом електрорушійної сили, направленої назустріч струму (проти-ЕРС), яка моделюється коефіцієнтом a_1 . Коефіцієнтом a_2 моделюється лінеаризована активна складова ЕЕО робочої рідини, підключеного у заступній схемі паралельно ланцюгу $a_0 - a_1$.

Спрощення заступної схеми усуненням з неї ЕЕО робочої рідини призводить до трансформації формули № 1 у формулу №2 табл. 1. Як бачимо, це незначно погіршує якість апроксимації, і така формула також може бути використана для апроксимації. Подальше спрощення заступної схеми виключенням з неї опору, який моделюється a_0 , призводить до формули № 3, яка є математичною моделлю її еквівалентного опору. Значення параметрів нев'язки у разі використання формули № 3 занадто великі, щоб рекомендувати її в якості апроксимуючої функції.

Функція № 4 табл. 1 на основі експоненціальної [21] у даному конкретному випадку демонструє кращий збіг, ніж функція № 3, але набагато гірший, ніж функції № 1 та № 2 і не може бути рекомендована для апроксимації залежності, що розглядається. Таким чином отримані результати повністю узгоджуються з результатами, опублікованими у [23].

Дискретно задану за даними [30] залежність математичного сподівання ЕЕО ШМГ від розрядного струму на передніх фронтах його імпульсів показано на рис. 1 трикутниками з вершиною вгорі, а на задніх – з вершиною вниз. Їхні аналітичні апроксимації формулою № 1 з табл. 1 представлено суцільними кривими, підписаними ПФ для передніх фронтів імпульсів струму і ЗФ – для задніх.

Другою важливою складовою аналітичної нелінійно-імовірнісної моделі ЕЕО ШМГ за законом розподілу (1) є залежність його дисперсії від струму у навантаженні. Аналітичні функції, які апроксимують цю дискретно задану у [30] залежність, знайдені за критерієм мінімуму $|\delta|$ значення їхніх коефіцієнтів та значення параметру нев'язки $|\delta|$ наведено у табл. 2. Під час розгляду можливих варіантів функцій для апроксимації цієї залежності спершу було перевірено гіпотезу щодо можливості апроксимації залежностей математичного сподівання ЕЕО ШМГ та його дисперсії від

розрядного струму в ньому однією функцією з різними значеннями коефіцієнтів. Функція №1 табл. 2 така ж сама, що і функція № 1 табл. 1. Як видно із значень параметру нев'язки, для цієї функції (табл. 2) гіпотеза виявилася хибною, і застосування функції № 1 для ефективної апроксимації залежності дисперсії ЕЕО ШМГ від розрядного струму в цьому випадку неможливе.

Оскільки у формулі дисперсії використовуються квадрати значень ЕЕО ШМГ, а залежність від розрядного струму його математичного сподівання добре описується функціями на основі степеневі з показником степеня (-1), то логічно припустити, що залежність його дисперсії від струму буде добре апроксимована функціями на основі степеневі з показником степеня (-2). Функція № 2 табл. 2 якраз відноситься до цієї групи функцій і демонструє найменше значення параметру нев'язки $|\delta|$ з усіх розглянутих функцій.

Таблиця 2

№ Ф-ї	Функція	Фронт струму	Значення коефіцієнтів			Нев'язка $ \delta $, %
			a_0	a_1	a_2	
1	$D[R] = a_2(a_0 + a_1 i ^{-1}) / (a_0 + a_1 i ^{-1} + a_2)$	ПФ	0	22,0461	7,182E-4	71,3741
		ЗФ	0	2,0612	19,9789	47,6866
2	$D[R] = a_2(a_0 + a_1i^{-2}) / (a_0 + a_1i^{-2} + a_2)$	ПФ	3,504E-5	425,4928	3,4815	14,3091
		ЗФ	0	1242,0003	65649,41	16,4283
3	$D[R] = a_0 + a_1/i^2$	ПФ	1E-4	384,0032	–	21,4509
		ЗФ	0	1242	–	16,4272
4	$D[R] = a_1/i^2$	ПФ	–	428,40	–	22,3311
		ЗФ	–	1242	–	16,4272
5	$D[R] = a_0 + a_1 \exp(- i /a_2)$	ПФ	6,8387E-4	3,2402	16,7082	51,8025
		ЗФ	2,7027E-3	14,7492	21,2612	43,8789
6	$D[R] = a_0 + a_1 \exp(-i^2/a_2)$	ПФ	7E-4	999,9652	24,0967	62,4825
		ЗФ	2,2937E-3	999,9987	32,5222	54,5535

Функції № 2 та № 3 табл. 2 є спрощеннями функції № 2 і також демонструють непоганий збіг апроксимації з дискретно заданими даними на задніх фронтах розрядних імпульсів, але суттєво його погіршують на передніх фронтах. Функції на основі експоненціальної, до яких значення розрядного струму входять як у першій (№ 5), так і у другій (№ 6) степені, не забезпечують якісної апроксимації розглянутої залежності на жодному з фронтів імпульсів розрядного струму.

Таблиця 3

№ Ф-ї	Функція	Фронт струму	Значення коефіцієнтів			Нев'язка $ \delta $, %
			a_0	a_1	a_2	
1	$k = a_0 + a_1 i + a_2i^2$	ПФ	0	5,4247	0	12,2664
		ЗФ	4,3444	3,0186	5,3391E-4	7,6125
2	$k = a_1 i $	ПФ	–	5,4247	–	12,2664
		ЗФ	–	3,2329	–	8,3524
3	$k = a_2i^2$	ПФ	–	–	9,2042E-3	45,8930
		ЗФ	–	–	4,6316 E-3	48,0818
4	$k = a_0 i + a_1 \exp(i /a_2)$	ПФ	5,4236	5,5317E-5	50,7147	9,9170
		ЗФ	3,2247	9,3380E-6	50,6015	6,8719

Таким чином, найкращу апроксимацію дискретно заданої за результатами [30] залежності дисперсії ЕЕО ШМГ від розрядного струму у ньому з усіх розглянутих функцій забезпечує функція №2 табл. 2. На рис. 2 дискретно задані значення цієї залежності позначено трикутниками з вершиною вгору для передніх фронтів розрядних імпульсів, а трикутниками з вершиною вниз – для задніх. Їхні аналітичні апроксимації формулою № 2 з табл. 2 представлено суцільними кривими, підписаними ПФ для передніх фронтів імпульсів струму, і ЗФ – для задніх.

Третьою і останньою складовою аналітичної нелінійно-імовірнісної моделі ЕЕО ШМГ, створеною за законом розподілу (1), є залежність його коефіцієнта корекції діапазону k від струму, що протікає у навантаженні. У табл. 3 представлено функції, які апроксимують цю залежність,

значення їхніх коефіцієнтів, знайдені за критерієм мінімуму $|\delta|$, та значення параметру нев'язки $|\delta|$. На рис. 3 дискретно задані значення цієї залежності [30] позначено трикутниками з вершиною вгору для передніх фронтів розрядних імпульсів, а трикутниками з вершиною вниз – для задніх.

Виходячи з вигляду залежності рис. 3 оцінювалася якість її апроксимації степеневими функціями з показниками степеня 1 (№ 2 у табл. 3) і 2 (№ 1 і № 3), а також функцією на основі експоненціальної (№ 4). Найкращий збіг дискретно заданих даних та їхніх апроксимацій у даному випадку демонструє функція № 4, яка є суперпозицією лінійної та експоненціальної функцій. Проста лінійна функція (№ 2) демонструє дещо гіршу якість апроксимації. Суперпозиція лінійної та квадратичної функцій (№ 1) трохи покращує якість апроксимації порівняно з функцією (№ 2) на задніх фронтах розрядних імпульсів. Квадратична функція (№ 3) демонструє найгіршу якість апроксимації і не може бути рекомендована у даному випадку. Суцільними кривими на рис. 3 представлено аналітичні апроксимації дискретно заданої залежності $k(i)$ [30] функцією № 4 табл. 3, підписані ПФ для передніх фронтів розрядних імпульсів і ЗФ – для задніх.

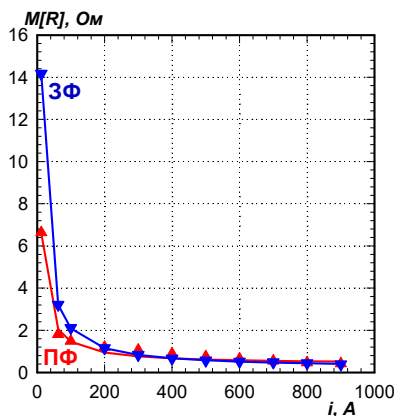


Рис. 1

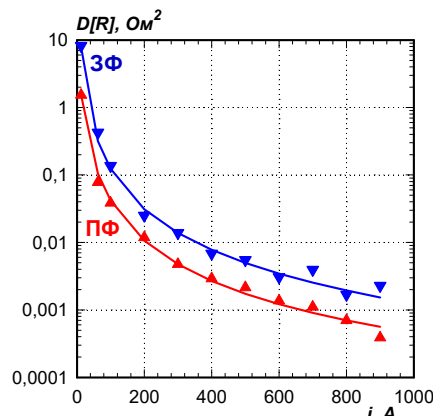


Рис. 2

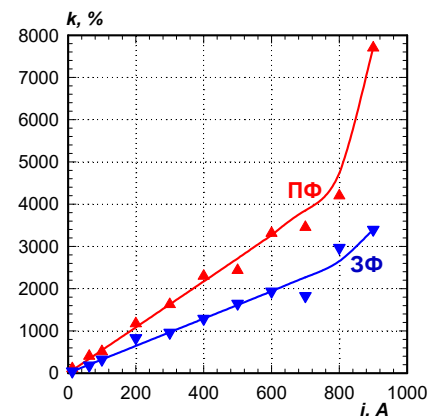


Рис. 3

Висновки. 1. Вперше створено аналітичну безперервну нелінійно-імовірнісну модель ЕЕО ШМГ на основі модифікованого розподілу Гауса. Вона формалізована системою рівнянь, що складається з модифікованого розподілу Гауса і трьох аналітичних функцій, які описують залежності від миттєвих значень розрядного струму у ШМГ математичного сподівання, дисперсії і коефіцієнта корекції діапазону його ЕЕО.

2. Доведено, що серед всіх розглянутих функцій залежність математичного сподівання ЕЕО ШМГ від миттєвих значень розрядного струму, який протікає в ньому, найкраще описується функцією на основі степеневі з показником степеня (-1) (№ 1 у табл. 1), що повністю узгоджується з розробленими раніше нелінійними моделями ЕЕО ШМГ.

3. Залежність дисперсії ЕЕО ШМГ від струму у ньому найкраще серед усіх розглянутих функцій апроксимується функцією на основі степеневі з показником степеня (-2) (№ 2 у табл. 2).

4. Найкращу апроксимацію дискретно заданої залежності коефіцієнта корекції діапазону серед усіх розглянутих функцій забезпечує функція № 4 у табл. 3, яка є суперпозицією лінійної та експоненціальної функцій.

5. За критерієм найменшого середнього значення модулів відносних відхилень апроксимуючої функції від дискретно заданих вхідних даних знайдено оптимальні значення коефіцієнтів апроксимуючих функцій як для передніх, так і задніх фронтів розрядних імпульсів струму у ШМГ. Їхні значення для передніх і задніх фронтів імпульсів розрядного струму суттєво відрізняються.

Роботу виконано частково за рахунок бюджетної теми «Розроблення теорії та принципів побудови енергоефективних перетворювальних пристроїв стабілізації та регулювання параметрів електромагнітної енергії для систем живлення сучасних електротехнологічних комплексів» (шифр «Сигма-Ш4»). Державний реєстраційний номер 0117U000291, КПКВК 6541030.

ANALYTICAL NONLINEAR-PROBABILISTIC MODEL OF THE EQUIVALENT ELECTRICAL RESISTANCE OF A LAYER OF METAL GRANULES

N.A. Shydlovska, S.M. Zakharchenko

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: shydlovska@ied.org.ua, snzakhar@ukr.net

As a result of processing the experimental data, an analytical continuous nonlinear-probabilistic model of the equivalent electrical resistance of a layer of metal granules in the working liquid was created. It is described by four equations: the modified Gaussian distribution and the dependences on the instantaneous values of the discharge current in the layer of metal granules of the mathematical expectation, dispersion and correction coefficient of the range of its equivalent electrical resistance. Based on the form of the dependences obtained during the experiments and the physics of the processes that occur in this case, two main groups of analytical functions are considered that approximate the obtained dependences. Criteria and methods for finding the optimal values of their coefficients are described. The adequacy of the approximation of each of the three obtained dependences by several analytical functions was investigated, the optimal values of the coefficients of which were found by the described method. Analytical functions was compared, which approximate the dependence of the mathematical expectation of the equivalent electrical resistance of a layer of metal granules on the instantaneous values of the discharge current in it with the known nonlinear models of the resistance of such a medium. References 30, figures 3, tables 3.

Keywords: resistance distribution, nonlinear-probabilistic model, discharge current, spark-erosion treatment, layer of metal granules

1. Asanov U.A., Tsoj A.D., Shcherba A.A., Kazekin V.I. Electroerosive technology of interconnections and powders of metals. Frunze: Ilym, 1990. 256 p. (Rus)
2. Perekos A.E., Chernenko V.A., Bunayev S.A., Zalutskiy V.P., Ruzhitskaya T.V., Boitsov O.F., Kakazei G.N. Structure and Magnetic Properties of Highly Dispersed Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark-Erosion. *Journal of Applied Physics*. 2012. Vol. 112. Pp. 093909-1 – 093909-7. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4764017>
3. Monastyrsky G. Nanoparticles formation mechanisms through the spark erosion of alloys in cryogenic liquids. *Nanoscale Research Letters*. 2015. Vol. 10: 503. Pp. 1–8. DOI: <https://doi.org/10.1186/s11671-015-1212-9>
4. Aur S., Egami T., Berkowitz A.E., Walter J.L. Atomic Structure of Amorphous Particles Produced by Spark Erosion. *Physical Review B*. 1982. Vol. 26. No 12. Pp. 6355–6361. DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.26.6355>
5. Hong J.I., Parker F.T., Solomon V.C., Madras P., Smith D.J., Berkowitz A.E. Fabrication of spherical particles with mixed amorphous/crystalline nanostructured cores and insulating oxide shells. *Journal of Materials Research*. 2008. Vol. 23. Issue 06. Pp. 1758–1763. DOI: <https://doi.org/10.1557/JMR.2008.0199>
6. Wang W., Zhu F., Weng J., Xiao J., Lai W. Nanoparticle morphology in a granular Cu–Co alloy with giant magnetoresistance. *Applied Physics Letters*. 1998. Vol. 72. No 9. Pp. 1118–1120. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.120942>
7. Berkowitz A.E., Hansen M.F., Parker F.T., Vecchio K.S., Spada F.E., Lavernia E.J., Rodriguez R. Amorphous soft magnetic particles produced by spark erosion. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2003. Vol. 254–255. Pp. 1–6. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0304-8853\(02\)00932-0](https://doi.org/10.1016/S0304-8853(02)00932-0)
8. Dvornik M.I. Nanostructured WC–Co particles produced by carbonization of spark eroded powder: Synthesis and characterization. *International Journal of Refractory Metals & Hard Materials*. 2010. Vol. 28. Issue 4. Pp. 523–528. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijrmhm.2010.02.011>
9. Harrington T., McElfresh C., Vecchio K.S. Spark erosion as a high-throughput method for producing bimodal nanostructured 316L stainless steel powder. *Powder Technology*. 2018. Vol. 328. Pp. 156–166. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.powtec.2018.01.012>
10. Berkowitz A.E., Walter J.L. Spark Erosion: A Method for Producing Rapidly Quenched Fine Powders. *Journal of Materials Research*. 1987. No 2. Pp. 277–288. DOI: <https://doi.org/10.1557/JMR.1987.0277>
11. Nadutov V.M., Perekos A.O., Kokorin V.V., Konoplyuk S.M., Efimova T.V., Zalutsky V.P. The effect of electrospark dispersion on the magnetic and electric transport properties of the Heusler alloy *Cu-Mn-Al*. *Metallofizika i Noveishie Tekhnologii*. 2014. Vol. 36. No 12. Pp. 1679–1694. (Rus)
12. Liu Y., Zhu K., Li X., Lin F., Li Y. Analysis of multi-scale Ni particles generated by ultrasonic aided electrical discharge erosion in pure water. *Advanced Powder Technology*. 2018. Vol. 29. Issue 4. Pp. 863–873. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apt.2018.01.003>
13. Shen B., Inoue A. Fabrication of large-size Fe-based glassy cores with good soft magnetic properties by spark plasma sintering. *Journal of Materials Research*. 2003. Vol. 18. No 9. Pp. 2115–2121. DOI: <https://doi.org/10.1557/jmr.2003.0297>
14. Danilenko N.B., Savel'ev G.G., Yavorovskii N.A., Khaskel'berg M.B., Yurmazova T.A., Shamanskii V.V. Water purification to remove As(V) by electropulse treatment of an active metallic charge. *Russian Journal of Applied Chemistry*. 2005. Vol. 78. No 10. Pp. 1631–1635.

15. Kornev Ia., Saprykin F., Lobanova G., Ushakov V., Preis S. Spark erosion in a metal spheres bed: Experimental study of the discharge stability and energy efficiency. *Journal of Electrostatics*. 2018. Vol. 96. Pp. 111–118. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.elstat.2018.10.008>
16. Goncharuk V.V., Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Savluk O.S., Potapchenko N.G., Kosinova V.N. Disinfectant action of the volume electrospark discharges in water. *Khimiia i tehnologiia vody*. 1999. Vol. 21. No 3. Pp. 328 – 336. (Rus)
17. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Lopatko K.G., Aftandilyants E.G. Application of volume electric spark dispersion for production steady to sedimentation hydrosols of biological active metals. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2009. Issue 22. Pp. 74–79. (Rus)
18. Lopatko K.G., Melnichuk M.D. Physics, synthesis and biological functionality of nanosize objects. Kyiv: Vidavnychij centr Natsionalnogo Universitetu Bioresursiv i Priridokoristuvannya Ukraini, 2013. 297 p. (Ukr)
19. Borisevich V.B., Kaplunenko V.G., Kosinov N.V., Borisevich B.V. Nanomaterials and nanotechnology in veterinary practice. Kyiv: Avitsena, 2012. 512 p.
20. Shcherba A.A., Podoltsev A.D., Kucheryavaya I.N. Mathematical modeling of electrothermal processes at spark processing of contacting current conducting granules. Proc. of the 3rd International scientific and technical conference *Unconventional electromechanical and electrical systems*. Szczecin, Poland. 1997. Vol. 1. Pp. 139–147
21. Shydlovskiy A.K., Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Power Processes in Electrical Pulse Devices with Capacitive Energy Storages. Kyiv: Interkontinental-Ukraina, 2009. 208 p. (Rus)
22. Shcherba A.A., Podoltsev A.D., Zakharchenko S.N. Regulation of dynamic parameters of technological systems of volume electrospark treatment heterogeneous current-carrying media. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrayiny: Elektrotekhnika*. 2001. Pp. 3–16. (Rus)
23. Zakharchenko S.N. Modelling of Dependence of Electrical Resistance of Granulated Current-carrying Mediums from a Pulse Current Proceeding in them. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 5. Pp. 17–27. (Rus)
24. Suprunovska N.I. Modeling and Transient Analysis in Electric Circuits of Semiconductor Electro-discharge Installations with Nonlinear Electro-Spark Load. *Energy saving. Power engineering. Energy audit*. 2014. No 9 (128) Special issue Vol. 1: Power electronics and energy efficiency. Pp. 34–44. (Rus)
25. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskiy O.P. Physical Prerequisites of Construction of Mathematical Models of Electric Resistance of Plasma-erosive Loads. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 2. Pp. 5–12. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.005>
26. Zakharchenko S.M. Physical Model of the Granulated Current-carrying Medium. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 6. Pp. 19–26. (Rus)
27. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskiy O.P. Parametric Model of Resistance of Plasma-erosive Load, Adequate in the Wide Range of Change of Applied Voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 3–12. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.03.003>
28. Zakharchenko S.M. Statistical Research of Equivalent Electric Resistance of the Heterogeneous Current-carrying Medium at its Electroerosive Processing on an Example of Granules of Aluminum in Water. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho hirnychoho universytetu*. 2013. No 1 (133). Pp. 62–67. (Ukr)
29. Ivashchenko D.S., Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Analyzing Probabilistic Properties of Electrical Characteristics in the Circuits Containing Stochastic Load. *IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems IEPS-2016*. Kyiv, Ukraine, June 7–11, 2016. Pp. 45–48.
30. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M. Discrete Nonlinear-Probabilistic Model of the Equivalent Electrical Resistance of a Layer of Metal Granules. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 2. Pp. 3–12. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.003>

Надійшла 26.03.2021
Остаточний варіант 24.05.2021

КЕРУВАННЯ ПАРАЛЕЛЬНИМ АКТИВНИМ ФІЛЬТРОМ ТРИФАЗНОЇ ТРИПРОВІДНОЇ МЕРЕЖІ В СИСТЕМІ КООРДИНАТ МЕТОДУ ДВОХ ВАТМЕТРІВ

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

¹ НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського»,

пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,

² Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: mikhalsky@ied.org.ua

У роботі запропоновано комбіновану систему керування паралельним активним фільтром в системі координат методу двох ватметрів, яка в залежності від умов використання реалізує одну з чотирьох стратегій активної фільтрації, оптимальних за певним показником якості. Найбільш перспективною є запропонована інтегральна стратегія керування активною фільтрацією з опорним вектором лінійних напруг прямої послідовності, що забезпечує симетричні синусоїдальні струми мережі та мінімальну пульсацію енергоспоживання за енергоефективності, що практично відповідає стратегії за концепцією С.Фрізе. Отримано нові формули розрахунку енергоефективності та пульсацій миттєвої потужності в трифазній трипровідній системі живлення за різних стратегіях активної фільтрації в умовах несиметрії напруг мережі живлення та лінійного несиметричного навантаження. Експериментальні дослідження підтвердили адекватність запропонованих стратегій та розрахунків. Бібл. 15, рис. 5, табл. 1.

Ключові слова: метод двох ватметрів, стратегія керування паралельним активним фільтром.

Вступ. Застосування активних силових фільтрів в трифазних трипровідних системах живлення є радикальним засобом поліпшення якості електроенергії у вузлах загального підключення потужних споживачів в умовах несиметрії напруг живлення, несиметрії та нелінійності навантаження [1–5]. Перевага віддається засобам паралельної фільтрації, оскільки паралельні активні фільтри (ПАФ) здебільшого переважають послідовні за потужністю втрат енергії на власних елементах [6]. Стратегії керування ПАФ базуються на компенсації неактивних складових струмів навантаження, що покращує гармонічний склад струмів, споживаних від трифазного джерела, та мінімізує потужність втрат в лінії передачі [7, 8]. Незважаючи на те, що теорії миттєвої та інтегральної потужностей пропонують різні способи декомпозиції струмів навантаження та відповідних їм втрат в лінії передачі, сформувався певний консенсус стосовно визначення активного струму трифазної трипровідної системи живлення. В теорії миттєвої потужності таке визначення було запропоновано Peng F.Z. та Lai J.S [9], в теорії інтегральної потужності актуальним залишається визначення активного струму Fryze S. [10]. В процесі реалізації таких струмів в лінії передачі за допомогою ПАФ переваги мають стратегії прямого розрахунку активних струмів, що відрізняються простотою реалізації, підвищеною точністю та швидкодією. Зазначеним вимогам відповідає алгоритм безпосереднього формування миттєвого активного струму в системі координат методу двох ватметрів, який оперує з двома струмовими координатами трифазної мережі та з двома координатами лінійних напруг. З використанням цієї системи координат в [11] представлено декілька стратегій керування ПАФ в межах теорії миттєвої потужності, в [12] – дві стратегії в рамках інтегральної теорії потужності.

Метою роботи є розробка комбінованої системи керування ПАФ в системі координат методу двох ватметрів, що реалізує найпривабливіші стратегії активної фільтрації теорій миттєвої та

інтегральної потужностей, їхня апробація та порівняльний аналіз в трифазних трипровідних мережах з синусоїдними несиметричними напругами.

1. Енергоефективні стратегії керування ПАФ. Такі стратегії спрямовані на мінімізацію

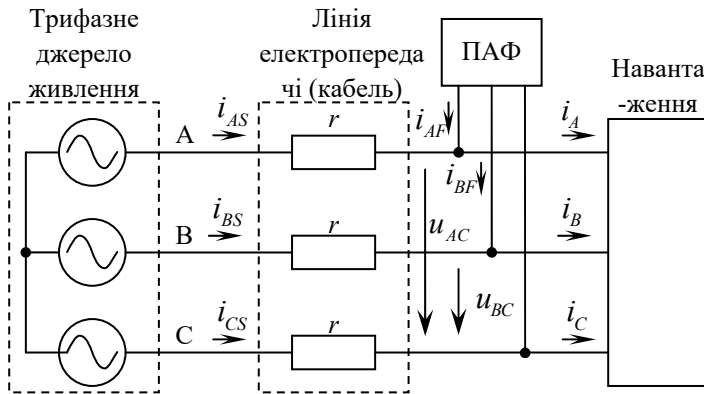


Рис. 1

потужності втрат в лінії передачі. В залежності від того, яке значення потужності втрат (миттєве чи інтегральне) мінімізується, розрізняють миттєве чи інтегральне значення векторів активного струму, що мають бути сформовані засобами активної фільтрації в лінії передачі. Розмірність цих векторів на одиницю менша за кількість фаз, і обидва вони є пропорційними вектору струмів короткого замикання багатозафазного джерела мережі на опори лінії передачі, що можуть бути представлені матрицею опорів втрат $\mathbf{R} = r(\mathbf{I} + \mathbf{j}\mathbf{j}^T)$; (r – величина опору кожного проводу лінії передачі); \mathbf{I} – одинична матриця; \mathbf{j} – одиничний вектор; T –

знак транспонування. Для трифазної трипровідної мережі (рис. 1) вектор струмів короткого замикання має наступний вигляд в системі координат методу двох ватметрів під час вибору спільної точки С:

$$\mathbf{i}_{SC}(t) = \begin{Bmatrix} i_{A0} \\ i_{B0} \end{Bmatrix} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t) = \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{pmatrix}^{-1} \begin{Bmatrix} u_{AC} \\ u_{BC} \end{Bmatrix} = \frac{2}{3r} \begin{Bmatrix} 1 & -1/2 \\ -1/2 & 1 \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} u_{AC} \\ u_{BC} \end{Bmatrix} = \frac{2}{3r} \begin{Bmatrix} u_{AC} - u_{BC} / 2 \\ u_{BC} - u_{AC} / 2 \end{Bmatrix}. \quad (1)$$

Коефіцієнтом пропорційності у випадку миттєвого значення активного струму є відношення миттєвої потужності навантаження $p(t) = \mathbf{u}^T(t) \mathbf{i}(t) = u_{AC} i_A + u_{BC} i_B$ до миттєвої потужності короткого замикання

$$p_{SC}(t) = \mathbf{u}^T(t) \mathbf{i}_{SC}(t) = \mathbf{u}^T(t) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t) = \frac{2}{3r} \begin{Bmatrix} u_{AC} & u_{BC} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} u_{AC} - u_{BC} / 2 \\ u_{BC} - u_{AC} / 2 \end{Bmatrix} = \frac{2}{3r} (u_{AC}^2 - u_{AC} u_{BC} + u_{BC}^2).$$

Підстановка визначених величин дає миттєве значення активного струму (далі миттєвий активний струм) в системі координат методу двох ватметрів [11]

$$\mathbf{i}_a(t) = \frac{p(t)}{p_{SC}(t)} \mathbf{i}_{SC}(t) = g_{MM}(t) \begin{Bmatrix} u_{AC} - u_{BC} / 2 \\ u_{BC} - u_{AC} / 2 \end{Bmatrix}, \quad (2)$$

де $g_{MM}(t) = (u_{AC} i_A + u_{BC} i_B) / (u_{AC}^2 - u_{AC} u_{BC} + u_{BC}^2)$.

Миттєвий активний струм (2) забезпечує необхідну миттєву потужність навантаження без будь-якого накопичувача енергії за мінімальної миттєвої потужності втрат. Перша стратегія паралельної активної фільтрації полягає у формуванні струмів двофазного трипровідного ПАФ (рис.1) за формулою [11]

$$\mathbf{i}_{F1}(t) = \mathbf{i}(t) - \mathbf{i}_a(t) = \begin{Bmatrix} i_A \\ i_B \end{Bmatrix} - g_{MM}(t) \begin{Bmatrix} u_{AC} - u_{BC} / 2 \\ u_{BC} - u_{AC} / 2 \end{Bmatrix}. \quad (3)$$

Така стратегія забезпечує максимальний вигравш за потужністю миттєвих втрат в лінії передачі порівняно з системою без фільтра [11], а від стратегії керування на основі pq -теорії миттєвої потужності вона відрізняється простотою реалізації за рахунок уникнення подвійного матричного перетворення координат, підвищеною точністю та швидкодією.

Мінімальні інтегральні втрати енергії в лінії передачі забезпечує вектор активного струму, коефіцієнтом пропорційності якого є відношення інтегральних потужностей навантаження та короткого замикання [12], причому, як правило, інтегрування здійснюється на періоді T напруг мережі

$$\mathbf{i}_A(t) = g_H(t) \begin{Bmatrix} u_{AC} - u_{BC} / 2 \\ u_{BC} - u_{AC} / 2 \end{Bmatrix}, \quad (4)$$

де $g_{II}(t) = \int_T p(t) dt / \int_T (u_{AC}^2 - u_{AC}u_{BC} + u_{BC}^2) dt = P / \int_T (u_{AC}^2 - u_{AC}u_{BC} + u_{BC}^2) dt$.

Відповідно, друга стратегія паралельної активної фільтрації полягає у формуванні струмів двофазного трипровідного ПАФ за формулою (3), але з коефіцієнтом пропорційності $g_{II}(t)$ [12]. Вона забезпечує максимальний виграш за потужністю інтегральних втрат в лінії передачі порівняно з системою без фільтра, що дорівнює мінус другій степені інтегрального коефіцієнта потужності [8], але потребує енергонакопичувального елемента, оскільки миттєва потужність навантаження, як правило, не дорівнює інтегральній.

Третя стратегія паралельної активної фільтрації, що повністю усуває пульсації миттєвої потужності трифазного джерела, реалізується за формулою (3), але з коефіцієнтом пропорційності $g_{IM}(t) = P / (u_{AC}^2 - u_{AC}u_{BC} + u_{BC}^2)$ [11].

Дійсно, в цьому випадку миттєва потужність трифазного джерела

$$p_{S3}(t) = \mathbf{u}^T(t) \mathbf{i}_{S3}(t) = \mathbf{u}^T(t) \mathbf{i}(t) - \mathbf{u}^T(t) \mathbf{i}_{F3}(t) = p(t) - p(t) + g_{IM}(t) \|u_{AC} \quad u_{BC}\| \left\| \begin{matrix} u_{AC} - u_{BC} / 2 \\ u_{BC} - u_{AC} / 2 \end{matrix} \right\| =$$

$$= P(u_{AC}^2 - u_{AC}u_{BC} + u_{BC}^2)^{-1} (u_{AC}^2 - u_{AC}u_{BC} + u_{BC}^2) = P,$$

тобто, в будь-який момент часу дорівнює інтегральній потужності навантаження.

Загальним недоліком усіх трьох розглянутих стратегій є несиметрія та/або несинусоїдність споживаних струмів за умов несиметрії та/або несинусоїдності опорного вектора напруг, якими виступають лінійні напруги мережі живлення. Задля забезпечення вимог сучасних стандартів [13] опорний вектор напруг для формування активного струму $\mathbf{i}_{A+}(t)$ має бути представлений симетричними синусоїдними напругами прямої послідовності. Таким чином, забезпечується четверта стратегія паралельної активної фільтрації за формулою [12]

$$\mathbf{i}_{F4}(t) = \mathbf{i}(t) - \mathbf{i}_{A+}(t) = \left\| \begin{matrix} i_A \\ i_B \end{matrix} \right\| - g_{I+}(t) \left\| \begin{matrix} u_{AC+} - u_{BC+} / 2 \\ u_{BC+} - u_{AC+} / 2 \end{matrix} \right\|, \quad (5)$$

де $g_{I+}(t) = P / (u_{AC+}^2 - u_{AC+}u_{BC+} + u_{BC+}^2)$; u_{AC+}, u_{BC+} – відповідні лінійні синусоїдні напруги прямої послідовності чергування фаз. Така стратегія забезпечує симетричні синусоїдні споживані струми трифазного джерела за довільних спотвореннях напруг живлення та несиметрії й нелінійності навантаження.

2. Комбінована система керування ПАФ. Аналіз виразів (3), (5) для струмів ПАФ показує, що вони відрізняються лише величиною скалярного коефіцієнта пропорційності $g(t)$ та опорним вектором напруг, в якості яких використовуються лінійні напруги мережі або їхні симетричні складові прямої послідовності чергування фаз. Це дає змогу розробити комбіновану систему керування ПАФ (рис. 2), в якій в залежності від конкретних умов застосування обирається одна з

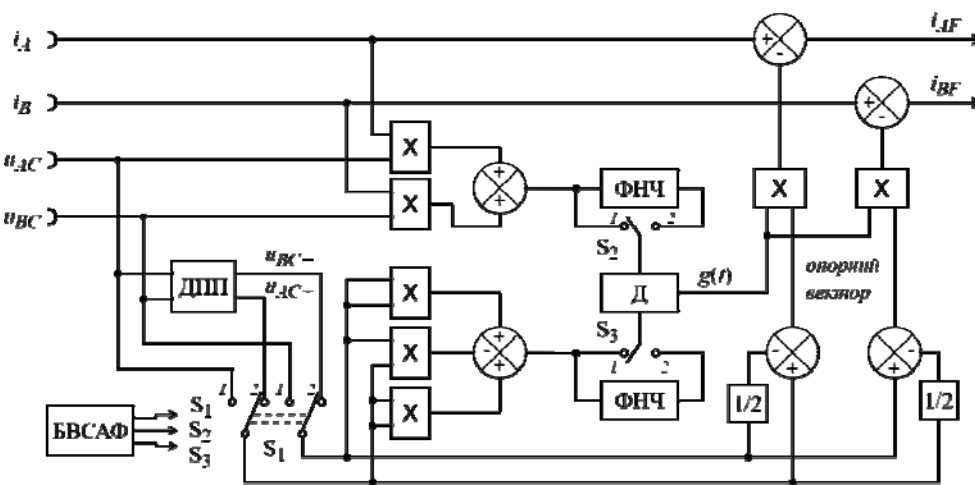


Рис. 2

ється комутацією двопозиційних ключів S_1, S_2, S_3 , блоком вибору стратегії активної фільтрації (БВСАФ) відповідно до таблиці.

чотирьох розглянутих стратегій активної фільтрації, кожна з яких є оптимальною за певним показником якості.

Вхідними величинами є електричні змінні методу двох ватметрів: миттєві значення лінійних напруг відносно спільної точки С, тобто u_{AC} та u_{BC} , та два відповідні струми навантаження i_A та i_B . Конкретна стратегія забезпечує

Здвоєний двопозиційний ключ S_1 комутує результати вимірів лінійних напруг мережі для подальшої обробки (в положенні 1) або їхні симетричні складові прямої послідовності чергування фаз (в положенні 2), що виділяються детектором прямої послідовності (ДПП). Координати опорного вектора напруг формуються як дві лінійні комбінації вихідних напруг здвоєного ключа S_1 та множаться на величину коефіцієнта пропорційності $g(t)$, що формується дільником Д.

Миттєві або інтегральні величини чисельника та знаменника коефіцієнта пропорційності визначають стани ключів S_2 та S_3 . Перші розраховуються як миттєва потужність навантаження $p(t)$ за методом двох ватметрів, а другі – за формулою $u_{AC}^2 - u_{AC}u_{BC} + u_{BC}^2$ з використанням стандартних блоків множення та додавання. Інтеграторами миттєвих значень є фільтри низьких частот (ФНЧ) з частотою зрізу, що дорівнює половині частоти мережі. Опорні значення струмів фільтра i_{AF} та i_{BF} , що є вихідними сигналами комбінованої системи керування, формуються з використанням миттєвих значень струмів навантаження та бажаних струмів трифазного джерела за формулами (3) та (5). Силова частина ПАФ може бути реалізована за схемами двофазного трипровідного інвертора, представленими в [11].

Стратегія активної фільтрації	Коефіцієнт пропорційності $g(t)$	Опорний вектор	Стани ключів		
			S_1	S_2	S_3
Стратегія 1	$g_{MM}(t)$	$\ u_{AC} - u_{BC} / 2 \quad u_{BC} - u_{AC} / 2\ ^T$	1	1	1
Стратегія 2	$g_{II}(t)$	$\ u_{AC} - u_{BC} / 2 \quad u_{BC} - u_{AC} / 2\ ^T$	1	2	2
Стратегія 3	$g_{IM}(t)$	$\ u_{AC} - u_{BC} / 2 \quad u_{BC} - u_{AC} / 2\ ^T$	1	2	1
Стратегія 4	$g_{I+}(t)$	$\ u_{AC+} - u_{BC+} / 2 \quad u_{BC+} - u_{AC+} / 2\ ^T$	2	2	1

3. Розрахунок енергоефективності та пульсацій миттєвої потужності для лінійного навантаження в режимі несиметричних синусоїдних напруг за різних стратегіях активної фільтрації. Енергоефективність застосування ПАФ може бути оцінена коефіцієнтом виграшу за потужністю втрат, який дорівнює відношенню потужності втрат в лінії передачі без фільтра до потужності втрат за наявності ПАФ [2] та набуває максимуму при формуванні інтегрального значення вектора активного струму трифазного джерела [8]

$$W = S^2 / P^2 = A^{-2},$$

де $A = P / S$ – коефіцієнт потужності; $S = UI$ – повна потужність; U, I – середньоквадратичні значення фазних напруг та лінійних струмів.

В синусоїдному несиметричному режимі напруг живлення без втрати степені узагальнення можна представити фазні напруги джерела комплексним вектором діючих значень

$$\bar{U}_\phi = \begin{Bmatrix} \dot{U}_{AO} \\ \dot{U}_{BO} \\ \dot{U}_{CO} \end{Bmatrix} = U_+ \begin{Bmatrix} 1 \\ \tilde{a} \\ \dot{a} \end{Bmatrix} + U_- e^{j\theta} \begin{Bmatrix} 1 \\ \tilde{a} \\ \dot{a} \end{Bmatrix}, \quad (6)$$

де U_+, U_- – діючі значення фазних напруг прямої та зворотної послідовності; θ – величина фазового зсуву; $\dot{a} = e^{j2\pi/3}$; $\tilde{a} = (\dot{a})^* = e^{-j2\pi/3}$; * – знак комплексного спряження.

Комплексний вектор діючих значень лінійних напруг має вигляд

$$\bar{U}_L = \begin{Bmatrix} \dot{U}_{AB} \\ \dot{U}_{BC} \\ \dot{U}_{CA} \end{Bmatrix} = U_+ \begin{Bmatrix} 1 - \tilde{a} \\ \tilde{a} - \dot{a} \\ \dot{a} - 1 \end{Bmatrix} + U_- e^{j\theta} \begin{Bmatrix} 1 - \dot{a} \\ \dot{a} - \tilde{a} \\ \tilde{a} - 1 \end{Bmatrix} = \sqrt{3}U_+ e^{j\pi/6} \begin{Bmatrix} 1 \\ \tilde{a} \\ \dot{a} \end{Bmatrix} + \sqrt{3}U_- e^{j(\theta-\pi/6)} \begin{Bmatrix} 1 \\ \dot{a} \\ \tilde{a} \end{Bmatrix}. \quad (7)$$

Розрахуємо виграш за потужністю інтегральних втрат для лінійного навантаження, що повністю ідентифікується комплексними провідностями $\bar{Y}_{AB}; \bar{Y}_{BC}; \bar{Y}_{CA}$.

Комплексний вектор лінійних струмів визначається виразом

$$\bar{\mathbf{I}}_{JI} = \begin{Bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \dot{U}_{AB}\bar{Y}_{AB} - \dot{U}_{CA}\bar{Y}_{CA} \\ \dot{U}_{BC}\bar{Y}_{BC} - \dot{U}_{AB}\bar{Y}_{AB} \\ \dot{U}_{CA}\bar{Y}_{CA} - \dot{U}_{BC}\bar{Y}_{BC} \end{Bmatrix} = \sqrt{3}U_+ e^{j\pi/6} \begin{Bmatrix} \bar{Y}_{AB} - \dot{a}\bar{Y}_{CA} \\ -\bar{Y}_{AB} + \dot{a}\bar{Y}_{BC} \\ -\dot{a}\bar{Y}_{BC} + \dot{a}\bar{Y}_{CA} \end{Bmatrix} + \sqrt{3}U_- e^{j(\theta-\pi/6)} \begin{Bmatrix} \bar{Y}_{AB} - \dot{a}\bar{Y}_{CA} \\ -\bar{Y}_{AB} + \dot{a}\bar{Y}_{BC} \\ -\dot{a}\bar{Y}_{BC} + \dot{a}\bar{Y}_{CA} \end{Bmatrix}.$$

Для спрощення розрахунків перейдемо до векторів лінійних струмів та фазних напруг в симетричних координатах шляхом множення на модифіковану обернену матрицю Фортеस्क'ю \mathbf{F}^{-1} [14,15]

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{I}} &= \mathbf{F}^{-1}\bar{\mathbf{I}}_{JI} = \frac{\sqrt{3}U_+ e^{j\pi/6}}{\sqrt{3}} \begin{Bmatrix} 1 & \dot{a} & \dot{a} \\ 1 & \tilde{a} & \dot{a} \\ 1 & \tilde{a} & \dot{a} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \bar{Y}_{AB} - \dot{a}\bar{Y}_{CA} \\ -\bar{Y}_{AB} + \dot{a}\bar{Y}_{BC} \\ -\dot{a}\bar{Y}_{BC} + \dot{a}\bar{Y}_{CA} \end{Bmatrix} + \frac{\sqrt{3}U_- e^{j(\theta-\pi/6)}}{\sqrt{3}} \begin{Bmatrix} 1 & \dot{a} & \dot{a} \\ 1 & \tilde{a} & \dot{a} \\ 1 & \tilde{a} & \dot{a} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \bar{Y}_{AB} - \dot{a}\bar{Y}_{CA} \\ -\bar{Y}_{AB} + \dot{a}\bar{Y}_{BC} \\ -\dot{a}\bar{Y}_{BC} + \dot{a}\bar{Y}_{CA} \end{Bmatrix} = \\ &= 3U_+ e^{j\pi/6} \begin{Bmatrix} e^{-j\pi/6}\bar{Y}_0 \\ e^{j\pi/6}\bar{Y}_- \end{Bmatrix} + 3U_- e^{j(\theta-\pi/6)} \begin{Bmatrix} e^{-j\pi/6}\bar{Y}_+ \\ e^{j\pi/6}\bar{Y}_0 \end{Bmatrix} = 3U_+ \begin{Bmatrix} \bar{Y}_0 + \chi e^{j(\theta-\pi/3)}\bar{Y}_+ \\ e^{j\pi/3}(\bar{Y}_- + \chi e^{j(\theta-\pi/3)}\bar{Y}_0) \end{Bmatrix}; \\ \underline{\mathbf{U}} &= \mathbf{F}^{-1}\bar{\mathbf{U}}_\phi = \frac{U_+}{\sqrt{3}} \begin{Bmatrix} 1 & \dot{a} & \dot{a} \\ 1 & \tilde{a} & \dot{a} \\ 1 & \tilde{a} & \dot{a} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} 1 \\ \tilde{a} \\ \dot{a} \end{Bmatrix} + \frac{U_- e^{j\theta}}{\sqrt{3}} \begin{Bmatrix} 1 & \dot{a} & \dot{a} \\ 1 & \tilde{a} & \dot{a} \\ 1 & \tilde{a} & \dot{a} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} 1 \\ \dot{a} \\ \tilde{a} \end{Bmatrix} = \sqrt{3} \begin{Bmatrix} U_+ \\ U_- e^{j\theta} \end{Bmatrix} = \sqrt{3}U_+ \begin{Bmatrix} 1 \\ \chi e^{j\theta} \end{Bmatrix}, \end{aligned}$$

де $\begin{Bmatrix} \bar{Y}_0 \\ \bar{Y}_+ \\ \bar{Y}_- \end{Bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{Bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \tilde{a} & \dot{a} \\ 1 & \dot{a} & \tilde{a} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \bar{Y}_{AB} \\ \bar{Y}_{BC} \\ \bar{Y}_{CA} \end{Bmatrix}$ – комплексні провідності в симетричних координатах.

Величина активної потужності навантаження

$$\begin{aligned} P &= \text{Re}(\bar{\mathbf{U}}_\phi^T \bar{\mathbf{I}}_{JI}^*) = \text{Re}[(\underline{\mathbf{U}}^T)^* \underline{\mathbf{I}}] = 3\sqrt{3}U_+^2 \text{Re} \left(\begin{Bmatrix} 1 \\ \chi e^{-j\theta} \end{Bmatrix}^T \begin{Bmatrix} \bar{Y}_0 + \chi e^{j(\theta-\pi/3)}\bar{Y}_+ \\ e^{j\pi/3}\bar{Y}_- + \chi e^{j\theta}\bar{Y}_0 \end{Bmatrix} \right) = \\ &= 3\sqrt{3}U_+^2 \text{Re} \left[\bar{Y}_0(1 + \chi^2) + \chi e^{j(\theta-\pi/3)}\bar{Y}_+ + \chi e^{j(\pi/3-\theta)}\bar{Y}_- \right] = 3U_+^2 \text{Re} \left(\begin{Bmatrix} 1 + \chi^2 \\ \chi e^{j(\theta-\pi/3)} \\ \chi e^{j(\pi/3-\theta)} \end{Bmatrix}^T \begin{Bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \tilde{a} & \dot{a} \\ 1 & \dot{a} & \tilde{a} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \bar{Y}_{AB} \\ \bar{Y}_{BC} \\ \bar{Y}_{CA} \end{Bmatrix} \right) = \\ &= 3U_+^2 \text{Re} \left(\begin{Bmatrix} 1 + \chi^2 + 2\chi \cos(\theta - \pi/3) \\ 1 + \chi^2 + 2\chi \cos(\theta - \pi) \\ 1 + \chi^2 + 2\chi \cos(\theta + \pi/3) \end{Bmatrix}^T \begin{Bmatrix} \bar{Y}_{AB} \\ \bar{Y}_{BC} \\ \bar{Y}_{CA} \end{Bmatrix} \right) = 3U_+^2 \{ (1 + \chi^2) \text{Re}(\bar{Y}_{AB} + \bar{Y}_{BC} + \bar{Y}_{CA}) + 2\chi \Delta Y \}, \end{aligned}$$

де $\Delta Y = [\text{Re}(\bar{Y}_{AB}) \cos(\theta - \pi/3) + \text{Re}(\bar{Y}_{BC}) \cos(\theta - \pi) + \text{Re}(\bar{Y}_{CA}) \cos(\theta + \pi/3)]$.

Інші складові формули для коефіцієнта виграшу за потужністю втрат

$$I^2 = \bar{\mathbf{I}}_{JI}^T \bar{\mathbf{I}}_{JI}^* = \underline{\mathbf{I}}^T \underline{\mathbf{I}}^* = 9U_+^2 \left[|\bar{Y}_0 + \chi e^{j(\theta-\pi/3)}\bar{Y}_+|^2 + |\bar{Y}_- + \chi e^{j(\theta-\pi/3)}\bar{Y}_0|^2 \right]; \quad U^2 = \bar{\mathbf{U}}_\phi^T \bar{\mathbf{U}}_\phi^* = \underline{\mathbf{U}}^T \underline{\mathbf{U}}^* = 3U_+^2(1 + \chi^2).$$

Введемо до розгляду лінійне несиметричне mng -навантаження, що задається комплексними провідностями $\bar{Y}_{AB} = G + jmG; \bar{Y}_{BC} = G + jnG; \bar{Y}_{CA} = G - j(m+n)G$ та повністю ідентифікується дійсними числами m, n та додатною провідністю G . Для такого навантаження $\text{Re}(\bar{Y}_{AB}) = \text{Re}(\bar{Y}_{BC}) = \text{Re}(\bar{Y}_{CA}) = G; \text{Re}(\bar{Y}_{AB} + \bar{Y}_{BC} + \bar{Y}_{CA}) = 3G; \Delta Y = 0$, а комплексні провідності в симетричних координатах мають вигляд

$$\begin{Bmatrix} \bar{Y}_0 \\ \bar{Y}_+ \\ \bar{Y}_- \end{Bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{Bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \tilde{a} & \dot{a} \\ 1 & \dot{a} & \tilde{a} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} G + jmG \\ G + jnG \\ G - j(m+n)G \end{Bmatrix} = \frac{G}{\sqrt{3}} \begin{Bmatrix} 3 \\ j(m + \tilde{a}n - \dot{a}m - \dot{a}n) \\ j(m + \dot{a}n - \tilde{a}m - \tilde{a}n) \end{Bmatrix} = G \begin{Bmatrix} \sqrt{3} \\ me^{j\pi/3} + n \\ me^{j2\pi/3} - n \end{Bmatrix} = G \begin{Bmatrix} \sqrt{3} \\ m/2 + n + jm\sqrt{3}/2 \\ -(m/2 + n) + jm\sqrt{3}/2 \end{Bmatrix} = G \begin{Bmatrix} \sqrt{3} \\ ke^{j\theta} \\ -ke^{-j\theta} \end{Bmatrix},$$

де $k^2 = (m/2 + n)^2 + 3m^2/4 = m^2 + mn + n^2$; $\text{tg}(\vartheta) = \sqrt{3}/(1 + 2n/m)$

Коефіцієнт виграшу за потужністю втрат для mG -навантаження спрощується до вигляду

$$\begin{aligned} W &= \frac{(\underline{U}^T \underline{U}^*)(\underline{I}^T \underline{I}^*)}{P^2} = \frac{9U_+^2 \left[|\bar{Y}_0 + \chi e^{j(\theta-\pi/3)} \bar{Y}_+|^2 + |\bar{Y}_- + \chi e^{j(\theta-\pi/3)} \bar{Y}_0|^2 \right] 3U_+^2 (1 + \chi^2)}{[9U_+^2 \{ (1 + \chi^2) G \}^2]} = \\ &= \frac{|\bar{Y}_0 + \chi e^{j(\theta-\pi/3)} \bar{Y}_+|^2 + |\bar{Y}_- + \chi e^{j(\theta-\pi/3)} \bar{Y}_0|^2}{3(1 + \chi^2) G^2} = \frac{|1 + \chi e^{j(\theta-\pi/3)} k e^{j\vartheta} / \sqrt{3}|^2 + |-k e^{-j\vartheta} / \sqrt{3} + \chi e^{j(\theta-\pi/3)}|^2}{1 + \chi^2} = \\ &= \frac{1 + 2\chi k \cos(\theta + \vartheta - \pi/3) / \sqrt{3} + \chi^2 k^2 / 3 + \chi^2 - 2k\chi \cos(\theta + \vartheta - \pi/3) / \sqrt{3} + k^2 / 3}{1 + \chi^2} = 1 + \frac{k^2}{3} = 1 + \frac{m^2 + mn + n^2}{3}. \end{aligned} \quad (8)$$

Отже, коефіцієнт виграшу за потужністю втрат для mG -навантаження не залежить від фактора несиметрії χ , а повністю визначається значеннями параметрів m та n .

Розрахуємо пульсації миттєвої потужності трифазного джерела для mG -навантаження без застосування ПАФ, перетворивши вираз [14] для миттєвої потужності

$$\begin{aligned} p(t) &= \text{Re}(\bar{U}_\phi^T \bar{I}_\phi^* + e^{j2\omega t} \bar{U}_\phi^T \bar{I}_\phi) = P + \text{Re}(e^{j2\omega t} \underline{U}^T \underline{I}) = \\ &= P + \cos(2\omega t) \text{Re}(\underline{U}^T \underline{I}) - \sin(2\omega t) \text{Im}(\underline{U}^T \underline{I}) = P + P_{-0} \cos(2\omega t + \psi), \end{aligned}$$

де $P_{-0} = \sqrt{\text{Re}^2(\underline{U}^T \underline{I}) + \text{Im}^2(\underline{U}^T \underline{I})}$; $\text{tg}(\psi) = \text{Im}(\underline{U}^T \underline{I}) / \text{Re}(\underline{U}^T \underline{I})$.

Отже, амплітуда пульсацій миттєвої потужності дорівнює модулю скалярного добутку зазначених векторів

$$\begin{aligned} P_{-0} &= |\underline{U}^T \underline{I}| = \sqrt{3} U_+ \times 3U_+ \left\| \begin{matrix} 1 \\ \chi e^{j\theta} \end{matrix} \right\|^T \left\| \begin{matrix} \bar{Y}_0 + \chi e^{j(\theta-\pi/3)} \bar{Y}_+ \\ e^{j\pi/3} (\bar{Y}_- + \chi e^{j(\theta-\pi/3)} \bar{Y}_0) \end{matrix} \right\| = 3\sqrt{3} U_+^2 |\bar{Y}_0 + \chi e^{j(\theta-\pi/3)} \bar{Y}_+ + \chi e^{j(\theta+\pi/3)} \bar{Y}_- + \chi^2 e^{j2\theta} \bar{Y}_0| = \\ &= 9U_+^2 G |1 + \chi^2 e^{j2\theta} + k\chi [e^{j(\theta+\vartheta-\pi/3)} - e^{j(\theta-\vartheta-\pi/3)}] / \sqrt{3}|. \end{aligned}$$

З огляду на тотожність $u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C = u_{AC} i_A + u_{BC} i_B$ пульсації миттєвої потужності у разі застосування розглянутих стратегій активної фільтрації будуть знайдені в системі координат методу двох ватметрів. Миттєва потужність трифазного джерела у разі застосування першої стратегії активної фільтрації

$$p_1(t) = \mathbf{u}(t) \mathbf{i}_a(t) = \|u_{AC} \quad u_{BC}\| \mathbf{g}_{MM}(t) \left\| \begin{matrix} u_{AC} - u_{BC} / 2 \\ u_{BC} - u_{AC} / 2 \end{matrix} \right\| = \frac{u_{AC} i_A + u_{BC} i_B}{u_{AC}^2 - u_{AC} u_{BC} + u_{BC}^2} (u_{AC}^2 - u_{AC} u_{BC} + u_{BC}^2) = p(t)$$

дорівнює миттєвій потужності навантаження, тому відповідна амплітуда пульсацій миттєвої потужності для цієї стратегії $P_{-1} = P_{-0}$. Характерною ознакою третьої стратегії активної фільтрації є відсутність пульсацій миттєвої потужності $P_{-3} = 0$.

Задля розрахунку пульсацій миттєвої потужності, що забезпечує друга стратегія активної фільтрації, визначаємо комплексні напруги опорного вектора активного струму в системі координат методу двох ватметрів

$$\begin{aligned} &\left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AC} - \dot{U}_{BC} / 2 \\ \dot{U}_{BC} - \dot{U}_{AC} / 2 \end{matrix} \right\| = \sqrt{3} U_+ e^{j\pi/6} \left\| \begin{matrix} -\dot{a} - \tilde{a} / 2 \\ \tilde{a} + \dot{a} / 2 \end{matrix} \right\| + \sqrt{3} U_- e^{j(\theta-\pi/6)} \left\| \begin{matrix} -\tilde{a} - \dot{a} / 2 \\ \dot{a} + \tilde{a} / 2 \end{matrix} \right\| = \\ &= \frac{3U_+}{2} \left\| \begin{matrix} e^{j\pi/6} e^{-j\pi/6} \\ e^{j\pi/6} e^{-j5\pi/6} \end{matrix} \right\| + \frac{3U_-}{2} e^{j\theta} \left\| \begin{matrix} e^{-j\pi/6} e^{j\pi/6} \\ e^{-j\pi/6} e^{j5\pi/6} \end{matrix} \right\| = \frac{3U_+}{2} \left\| \begin{matrix} 1 \\ \tilde{a} \end{matrix} \right\| + \frac{3U_-}{2} e^{j\theta} \left\| \begin{matrix} 1 \\ \dot{a} \end{matrix} \right\| = \frac{3U_+}{2} \left\| \begin{matrix} 1 + \chi e^{j\theta} \\ \tilde{a} + \chi e^{j\theta} \dot{a} \end{matrix} \right\|, \quad \text{де } \chi = U_- / U_+. \end{aligned} \quad (9)$$

Значення знаменника скалярного коефіцієнта з формули (4)

$$\begin{aligned} \int_T (u_{AC}^2 - u_{AC} u_{BC} + u_{BC}^2) dt &= \text{Re} \left(\left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AC} & \dot{U}_{BC} \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AC} - \dot{U}_{BC} / 2 \\ \dot{U}_{BC} - \dot{U}_{AC} / 2 \end{matrix} \right\|^* \right) = \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{2} U_+^2 (e^{-j\pi/6} + \chi^2 e^{j\pi/6} + e^{j\pi/6} + \chi^2 e^{-j\pi/6}) = \frac{3\sqrt{3}}{2} U_+^2 (1 + \chi^2) 2 \cos(\pi/6) = \frac{9}{2} U_+^2 (1 + \chi^2). \end{aligned}$$

Отже, аналітичний вираз для комплексного вектора активного струму в синусоїдному

несиметричному режимі напруг живлення

$$\bar{I}_A = \frac{2P}{9U_+^2(1+\chi^2)} \times \frac{3U_+}{2} \left\| \begin{matrix} 1 + \chi e^{j\theta} \\ \tilde{a} + \chi e^{j\theta} \tilde{a} \end{matrix} \right\| = \frac{P}{3U_+(1+\chi^2)} \left\| \begin{matrix} 1 + \chi e^{j\theta} \\ \tilde{a} + \chi e^{j\theta} \tilde{a} \end{matrix} \right\| \quad (10)$$

Амплітуда пульсацій миттєвої потужності трифазного джерела у разі використання другої стратегії активної фільтрації

$$\begin{aligned} P_{-2} &= |\bar{U}^T \bar{I}_A| = \frac{P}{3U_+(1+\chi^2)} \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AC} \\ \dot{U}_{BC} \end{matrix} \right\|^T \left\| \begin{matrix} 1 + \chi e^{j\theta} \\ \tilde{a} + \chi e^{j\theta} \tilde{a} \end{matrix} \right\| = \frac{\sqrt{3}U_+P}{3U_+(1+\chi^2)} \left\| \begin{matrix} -e^{j\pi/6} \dot{a} - \chi e^{j(\theta-\pi/6)} \tilde{a} \\ e^{j\pi/6} \tilde{a} + \chi e^{j(\theta-\pi/6)} \dot{a} \end{matrix} \right\|^T \left\| \begin{matrix} 1 + \chi e^{j\theta} \\ \tilde{a} + \chi e^{j\theta} \tilde{a} \end{matrix} \right\| = \\ &= \frac{P}{\sqrt{3}(1+\chi^2)} (e^{-j\pi/6} + e^{j\theta} \chi e^{j\pi/6})(1 + \chi e^{j\theta}) + (e^{-j\pi/2} + e^{j\pi/2} \chi e^{j\theta})(\tilde{a} + \chi e^{j\theta} \tilde{a}) = \\ &= \frac{P}{\sqrt{3}(1+\chi^2)} |e^{j\theta} \chi e^{j\pi/6} + \chi e^{j\theta} e^{-j\pi/6} + \chi e^{j\theta} (e^{-j\pi/6} + e^{j\pi/6})| = \frac{4\chi P}{\sqrt{3}(1+\chi^2)} |e^{j\theta} \cos(\pi/6)| = \frac{2\chi P}{1+\chi^2}. \end{aligned} \quad (11)$$

Комплексний вектор активного струму для четвертої стратегії отримуємо з (10) за $\chi = 0$, при цьому амплітуда пульсацій миттєвої потужності

$$\begin{aligned} P_{-4} &= |\bar{U}^T \bar{I}_{A+}| = \frac{P}{3U_+} \left\| \begin{matrix} \dot{U}_{AC} \\ \dot{U}_{BC} \end{matrix} \right\|^T \left\| \begin{matrix} 1 \\ \tilde{a} \end{matrix} \right\| = \frac{\sqrt{3}U_+P}{3U_+} \left\| \begin{matrix} -e^{j\pi/6} \dot{a} - \chi e^{j(\theta-\pi/6)} \tilde{a} \\ e^{j\pi/6} \tilde{a} + \chi e^{j(\theta-\pi/6)} \dot{a} \end{matrix} \right\|^T \left\| \begin{matrix} 1 \\ \tilde{a} \end{matrix} \right\| = \\ &= \frac{P}{\sqrt{3}} |e^{-j\pi/6} + e^{j\theta} \chi e^{j\pi/6} + e^{j5\pi/6} + \chi e^{j\theta} e^{-j\pi/6}| = \frac{2\chi P}{\sqrt{3}} |e^{j\theta} \cos(\pi/6)| = \chi P. \end{aligned} \quad (12)$$

Отже, застосування четвертої стратегії активної фільтрації з опорним вектором симетричних напруг прямої послідовності зменшує амплітуду пульсацій миттєвої потужності у $2/(1+\chi^2)$ рази порівняно з третьою стратегією за концепцією С.Фрізе, що узгоджується з результатами, отриманими в [15]. При цьому коефіцієнт виграшу за потужністю втрат від формування активного струму $i_{A+}(t)$ в лінії передачі визначається виразом

$$W_+ = W / (1 + \chi^2), \quad (13)$$

що з урахуванням реальних значень χ незначно поступається активному струму $i_A(t)$.

4. Експериментальна верифікація результатів досліджень. Метою проведення комп'ютерного експерименту є верифікація формул (8, 13) розрахунку енергоефективності для другої та четвертої інтегральних стратегій, виразів для амплітуд пульсацій миттєвої потужності трифазного джерела у разі застосування кожної з чотирьох стратегій, а також їхній порівняльний аналіз за зазначеними показниками в трифазних трипровідних мережах з синусоїдними несиметричними напругами.

В комп'ютерній експериментальній моделі (рис. 3) паралельна активна фільтрація здійснюється залежними джерелами струму I_{CA} та I_{CB} . Сигнали керування ними задає система керування, що реалізує чотири розглянуті стратегії активної фільтрації шляхом комутації ключів S_1, S_2, S_3 відповідно до рис. 2. Моделювання проводилося за діючих значеннях фазних напруг $U_+ = 100V$, а коефіцієнт несиметрії при цьому складав $\chi = U_- / U_+ = 0.2$.

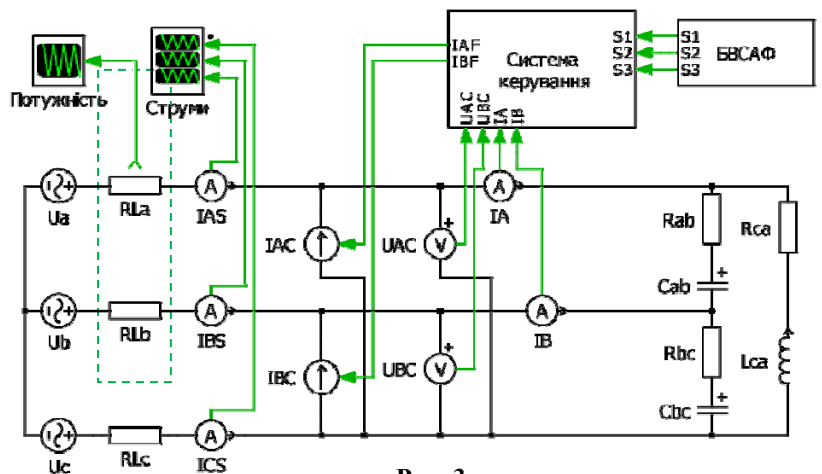


Рис. 3

Для реалізації $m\pi G$ -навантаження, представленого комплексними провідностями $\bar{Y}_{AB} = G + jmG$; $\bar{Y}_{BC} = G + jnG$; $\bar{Y}_{CA} = G - j(m+n)G$, опори навантаження розраховувалися наступним чином:

$$R_{AB} = [G(m^2 + 1)]^{-1}; \quad R_{BC} = [G(n^2 + 1)]^{-1}; \quad R_{CA} = [G((m+n)^2 + 1)]^{-1}.$$

Тип реактивних елементів схеми може змінюватися в залежності від знаків коефіцієнтів m та n : за $m, n > 0$ реактивна частина навантаження реалізується конденсатором, а для $m, n < 0$ індуктивністю відповідно:

$$C_{AB} = \frac{G(m^2 + 1)}{\omega m}; \quad L_{AB} = \frac{m}{G\omega(m^2 + 1)}; \quad C_{BC} = \frac{G(n^2 + 1)}{\omega n}; \quad L_{BC} = \frac{n}{G\omega(n^2 + 1)}.$$

Параметри навантаження C_{CA} або L_{CA} розраховуються з умови $m + n < 0$ для ємності та $m + n > 0$ – для індуктивності за наступними виразами:

$$C_{CA} = \frac{G[(m+n)^2 + 1]}{\omega(m+n)}; \quad L_{CA} = \frac{(m+n)}{G\omega[(m+n)^2 + 1]}.$$

Для підтвердження підвищення енерго-ефективності, що забезпечує друга стратегія активної фільтрації, було побудовано сімейство теоретичних графіків (показані пунктиром на рис. 4) за формулою (8). В процесі проведення експерименту було обрано числові набори $m = 1, 2, 3, 4$ та $n = 1, 2, 3, 4$, для яких розраховано параметри mG -навантаження, проведено виміри потужностей відповідних інтегральних втрат на опорах лінії передачі без фільтра та під дією другої стратегії активної фільтрації. Отримані значення коефіцієнтів виграшів за потужністю втрат жирними точками позначено на рис. 4, засвідчивши повний збіг з теоретичними даними. Окремо перевірено, що коефіцієнт виграшу за потужністю інтегральних втрат для mG -навантаження не залежить від параметрів несиметрії напруг джерела χ та θ , а повністю визначається значеннями параметрів навантаження m та n .

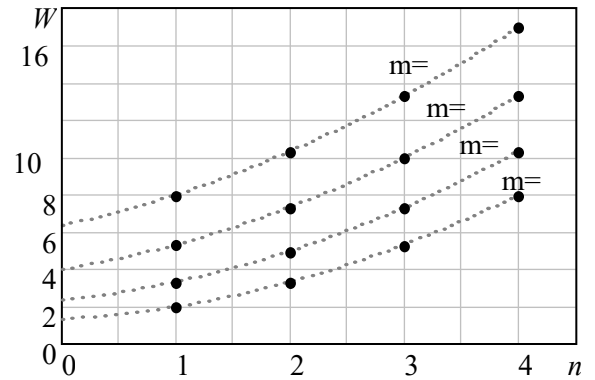


Рис. 4

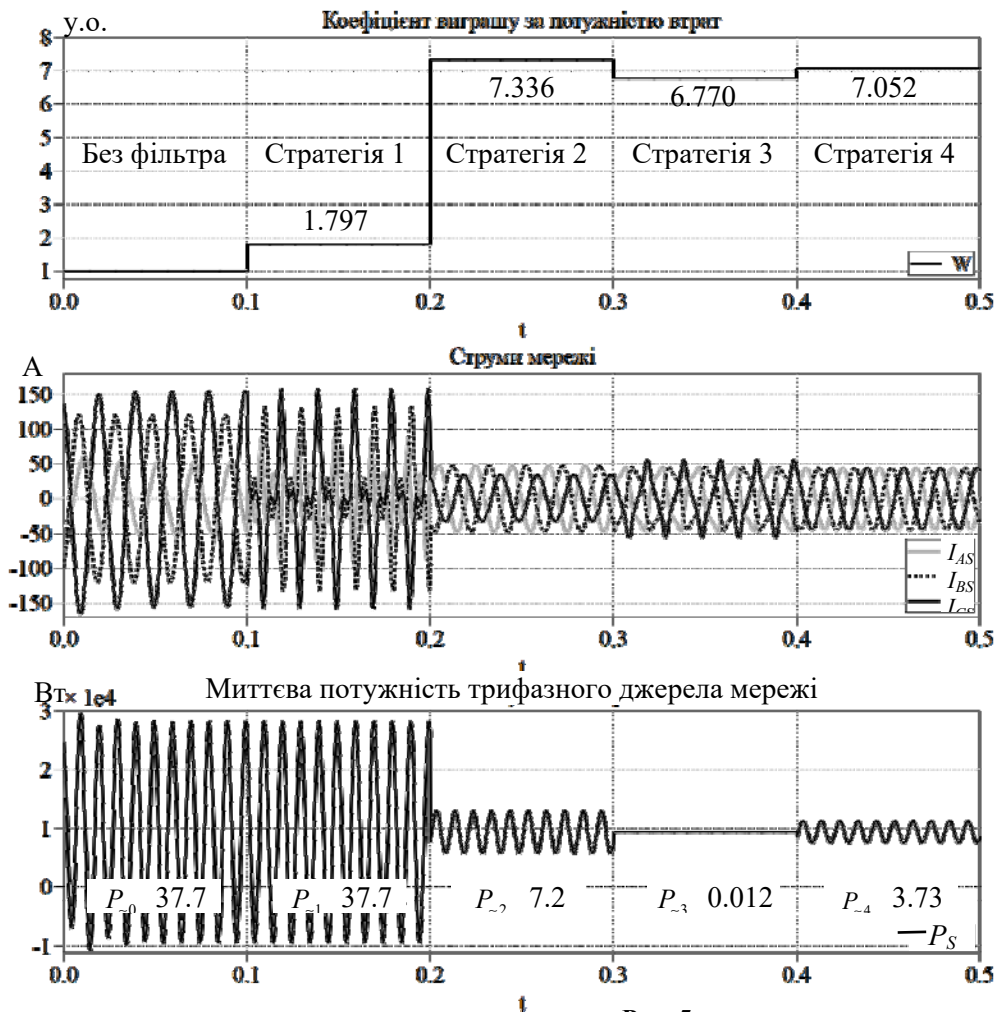


Рис. 5

Для порівняльного аналізу стратегій зафіксовано значення параметрів навантаження $m = 2$ та $n = 3$, $G = 0.1$, $\theta = 60^\circ$ що реалізується елементами з параметрами:

- $R_{ab} = 2 \text{ Ом};$
- $R_{bc} = 1 \text{ Ом};$
- $R_{ca} = 0.385 \text{ Ом};$
- $C_{ab} = 795 \text{ мкФ};$
- $C_{bc} = 1061 \text{ мкФ};$
- $L_{ca} = 6.12 \text{ мГн}$

та послідовно в часі побудовано графіки коефіцієнтів виграшу за потужністю втрат, струмів мережі та миттєвої потужності трифазного джерела (рис. 5). Аналіз графіків свідчить, що в умовах несиметрії джерела відсутність пульсацій миттєвої потужності трифаз-

ного джерела у разі використанні третьої стратегії не забезпечує максимальної енергоефективності.

Найбільш перспективною є запропонована інтегральна стратегія керування активною фільтрацією з опорним вектором лінійних напруг прямої послідовності, що забезпечує симетричні синусоїдальні струми мережі та за майже однакової енергоефективності ($W_+ / W = 7.052 / 7.336 = 0,9612868 = (1 + \chi^2)^{-1}$ відповідно до (13)) зменшує амплітуду пульсацій миттєвої потужності у $P_{-2} / P_{-4} = 7.2 / 3.73 = 1,93 = 2 / (1 + \chi^2)$ разів порівняно зі стратегією за концепцією С.Фрізе відповідно до формул (11), (12).

Висновки.

1. Запропоновано комбіновану систему керування ПАФ в системі координат методу двох ватметрів, яка в залежності від умов використання реалізує одну з чотирьох стратегій активної фільтрації, оптимальних за наступними критеріями: максимальна енергоефективність за миттєвою чи інтегральною потужністю втрат в лінії передачі, відсутність пульсацій миттєвої потужності трифазного джерела, симетрія та синусоїдність споживаних струмів в умовах несиметрії джерела та навантаження.

2. Отримано формули розрахунку енергоефективності та пульсацій миттєвої потужності в трифазній трипровідній системі живлення у разі формування активного струму в лінії передачі в умовах несиметрії напруг живлення навантаження та лінійного несиметричного *mnG*-навантаження.

3. Експериментальні дослідження підтвердили адекватність запропонованих стратегій та розрахунків. Зокрема, дослідним шляхом доведено, що коефіцієнт виграшу за потужністю інтегральних втрат для *mnG*-навантаження не залежить від фактора несиметрії напруг джерела, а повністю визначається значеннями параметрів навантаження *m* та *n*; в умовах несиметрії джерела відсутність пульсацій миттєвої потужності трифазного джерела не забезпечує максимальної енергоефективності. Найбільш перспективною є запропонована інтегральна стратегія керування активною фільтрацією з опорним вектором лінійних напруг прямої послідовності, що забезпечує симетричні синусоїдальні струми мережі та за майже однакової енергоефективності зменшує амплітуду пульсацій миттєвої потужності у $2 / (1 + \chi^2)$ рази порівняно зі стратегією за концепцією С.Фрізе.

Роботу виконано за бюджетною темою: "Розробка наукових основ та принципів побудови напівпровідникових перетворювачів з розширеними функціональними можливостями і методів керування ними в системах з джерелами розосередженої генерації" (Адаптер). (КПКВК 6541030).

SHUNT ACTIVE FILTER CONTROL OF A THREE-PHASE THREE-WIRE NETWORK IN THE REFERENCE FRAME OF THE TWO WATTMETERS METHOD

M.Yu. Artemenko¹, Y.V. Kutafin¹, V.M. Mykhalskyi², S.Y. Polishchuk², V.V. Chopyk², I.A. Shapoval²

¹ National Technical University of Ukraine "I. Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",

Peremohy ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

² Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: mikhalsky@ied.org.ua

A combined control system for a shunt active filter in the reference frame of the two-wattmeters method has been proposed, which, depending on the conditions of use, implements one of the four active filtration strategies, optimal according to a certain quality indicator. The most promising is the proposed integral strategy for active filtration control with the reference vector of line voltages of direct sequence, which provides symmetric sinusoidal currents of the network and the minimum pulsation of power consumption for the almost identical energy-saving effect as the concept of S. Fryze. New formulas for calculating the energy-saving effect and pulsations of the instantaneous power in a three-phase system of power in the case of the formation of an active current in the transmission line in the conditions of asymmetry of loading voltage and linear asymmetric load have been developed. Simulation studies have confirmed the adequacy of the proposed strategies and calculations. References 15, figures 5, table 1.

Keywords: two-wattmeters method, shunt active filter control strategy.

1. Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. Piscataway: IEEE Press, Second edition. 2017. 472 p.
2. Mayordomo J.G., Usaola J. Apparent power and power factor definitions for polyphase non-linear loads when

- supply conductors present different resistances. *European Transactions on Electrical Power*. Nov/Dec 1993. Vol. 3. No. 6. Pp. 415–420. DOI: <https://doi.org/10.1002/etep.4450030604>
3. Garcesa A., Molinas M., Rodriguez P. A generalized compensation theory for active filters based on mathematical optimization in ABC frame. *Electric Power Systems Research*. 2012. Vol. 90. Pp. 1–10. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2012.03.011>
 4. Zhezhelenko I.V., Saenko Yu.L. Electricity quality at industrial enterprises. Moskva: Enerhoatomizdat, 2005. 262 p. (Rus)
 5. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Shapoval I.A. and Chopyk V.V. Extension of the input reactive power regulation range of a matrix converter by control means. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2012. No 2. Pp. 53-54. (Ukr)
 6. Salmerón Revuelta P., Pérez Litrán S. and Prieto Thomas J. Active Power Line Conditioners Design, Simulation and Implementation for Improving Power Quality. Elsevier Inc.: Academic Press, 2016. 436 p.
 7. Rodrigo de Almeida Coelho, Núbia Silva Dantas Brito, George Rossany Soares de Lira, Érica Manguiera Lima. Effects of Currents Decomposition on Power Calculation in Nonsinusoidal Conditions. *Electrical Engineering*. 2020. Vol. 102. Pp. 2325–2339. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00202-020-01031-5>
 8. Artemenko M.Yu., Mykhalskyi V.M., Shapoval I.A. The theory of active filtration of multiphase power systems which is aimed at minimizing losses in the transmission line. Kyiv : Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, 2021. 235 p. (Ukr)
 9. Peng F.Z. and Lai J.S. Generalized instantaneous reactive power theory of three-phase power systems. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* Feb. 1996. Vol. 45. No. 1. Pp. 293–297. DOI: <https://doi.org/10.1109/19.481350>
 10. Fryze S. Moc czynna, bierna i pozorna ukladu 3-fazowego o odkształconych przebiegach napięć fazowych i prądów przewodowych. *Wybrane zagadnienia teoretycznych podstaw elektrotechniki*. Warszawa–Wrocław: PWN. 1966. Pp. 250 – 256.
 11. Artemenko M.Yu., Kutafin Yu.V., Mykhalskyi V.M., Chopyk V.V., Shapoval I.A., Polishchuk S.Y. Control Strategies for Three-Phase Three-Wire Shunt Active Filter in the Reference Frame of Two-Wattmeter Method. ELNANO-2020. Proceedings of the IEEE 40th International Conference on *Electronics and Nanotechnology*. Kyiv. Ukraine. 22-24 April 2020. Pp.780–785. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO50318.2020.9088885>
 12. Artemenko M.Yu., Kutafin Yu.V., Mykhalskyi V.M., Chopyk V.V., Shapoval I.A., Polishchuk S.Y. Integral Strategies of Active Filtration in the Reference Frame of the Two-Wattmeters Method. Proceedings of the IEEE 19th International Conference on *Smart Technologies (EUROCON)* 2021. Lviv, Ukraine. 6-8 July 2021.
 13. Definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal non-sinusoidal, balanced or unbalanced conditions. IEEE Std. 1459-2010. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2010.5439063>
 14. Sirotin Yu.A. Vector instantaneous power and energy modes of three-phase circuits. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2013. No 6. Pp. 57–65. (Rus)
 15. Artemenko M.Yu., Batrak L.M., Polishchuk S.Y. Current Filtering in Three-Phase Three-Wire Power System at Asymmetric Sinusoidal Voltages. Proceedings of the IEEE 38th International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)* 2018. Kyiv, Ukraine. 24-26 April 2018. Pp. 611–616. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2018.8477580>

Надійшла 19.07.2021

**ДОСЛІДЖЕННЯ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ЗРАЗКА
БЕЗДРОТОВОГО ЗАРЯДНОГО ПРИСТРОЮ ЕЛЕКТРОМОБІЛЯ**

В.Б. Павлов*, докт.техн.наук, **О.Д. Подольцев****, докт.техн.наук, **В.Є. Павленко**
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: mobil99@ukr.net

В роботі наведено результати експериментального дослідження створеного дослідного зразка бездротового зарядного пристрою індуктивного типу із послідовним резонансом в колах передавальної та приймальної котушок. Показано, що ефективність передачі в ньому електричної енергії від зовнішнього джерела до акумуляторної батареї, що характеризується величиною ККД, приймає значення в інтервалі 39% – 78% і залежить від робочої частоти та відстані між котушками. У разі збільшення відстані від 40 до 150 мм величина ККД зменшується відповідно з 71,4% до 58%. Також показано, що у випадку використання котушок із зовнішнім діаметром 500 мм зсув між ними у горизонтальній площині в процесі заряджання акумуляторної батареї на відстань до 100 мм не призводить до суттєвого зменшення ККД. Проведено порівняння експериментальних значень ККД із розрахунковими, які одержано на спрощеній моделі пристрою та враховують тільки резистивні втрати в обох котушках. Показано, що експериментальні значення ККД дослідного зразка на 15-20% менше, ніж розрахункові. Бібл. 8, рис. 5, табл. 1.

Ключові слова: бездротова передача енергії, бездротова зарядка акумуляторної батареї, повітряний трансформатор, послідовний резонанс.

Вступ. Одним із сучасних трендів в галузі електротехніки є створення електричного транспорту та акумуляторних батарей підвищеної енергоємності для їхнього живлення. При цьому станом на сьогодні інфраструктура точок підзарядки акумуляторних батарей такого транспорту, особливо якщо для цього використовуються відновлювані джерела електроенергії, перебуває ще на стадії становлення і чим менше розвинена країна, тим більше проблем з цим [1, 2]. Світові виробники електромобілів та необхідної для них зарядної інфраструктури найближчою метою вважають розробку бездротових зарядних пристроїв, оскільки такі системи досить перспективні з огляду на тенденцію зростання популярності електротранспортних засобів [3 – 5].

Заряджання акумуляторних батарей електротранспорту може здійснюватися трьома способами передачі електроенергії – за допомогою гальванічного підключення або ж бездротовою зарядкою завдяки встановленню магнітного або ємнісного зв'язку між передавальною та приймальною котушками. Зараз вже можливе здійснення підзарядки електромобілів без використання будь-яких дротів або інших струмопровідних елементів завдяки появі бездротових зарядних пристроїв (БЗП).

Однією з проблем бездротової зарядки раніше був відносно низький ККД передачі електроенергії. Перші такі зарядні станції були здатні передати по повітрю тільки 60% електроенергії, але на початок 2020 року найбільше значення ККД було досягнуто 87,5%.

Важливою проблемою, пов'язаною з впровадженням бездротової зарядки електромобілів, є також нормування спектра електромагнітного випромінювання. Передавачі таких станцій працюють зазвичай на частоті 85 кГц. Частоти гармонік при цьому досягають 30 МГц, тобто охоплюють довгохвильовий, середньохвильовий та короткохвильовий діапазони. І, якщо радіомовлення в зазначених діапазонах поступово відходить у минуле, то службовий зв'язок на коротких хвилях ще існує. Можливі завади короткохвильового радіозв'язку – проблема державного рівня. Крім цього, свою стурбованість щодо завад від зарядних станцій офіційно висловив Міжнародний союз радіоаматорів (IARU) [6, 7].

Для повного заряду акумуляторної батареї ємністю 24 кВт·год менше ніж за 8 – 12 годин потрібна передача електроенергії із мінімальною потужністю 3 кВт. Щоб забезпечити достатню передачу електроенергії від джерела обмеженої потужності, наприклад, власний будинок із показниками 220 В та 30 А, ефективність передачі електроенергії має перевищувати 70%. Також кращий ККД буде означати меншу кількість теплоти, що виділяється у зарядному пристрої та акумуляторі, і дасть змогу спростити систему їхнього охолодження. У разі використання бездротового зарядного пристрою, який має передавальну та приймальну котушки, зазор між ними повинен бути 50–100 мм залежно від того, транспортний засіб порожній або повністю завантажений, а зсув між котушками у горизонтальній площині не повинен перевищувати 100 мм. Приймальна котушка має бути діаметром менше 1 м для практичного

встановлення на звичайних легкових автомобілях. Також зазначимо, що використовувати бездротовий зарядний пристрій доцільно і в системах швидкої зарядки, коли його потужність буде досягати 50 – 100 кВт, а включення та відключення може здійснюватися в автоматичному режимі без втручання людини.

Задля підвищення ефективності передачі енергії в бездротовому пристрої використовують, як правило, високу робочу частоту (20 – 100 кГц) та різні резонансні схеми в колах передавальної та приймальної котушок [4]. У попередній роботі авторів [8] наведено результати теоретичних досліджень ефективності передачі енергії у бездротовому зарядному пристрої із послідовним резонансом у колах обох котушок. Було показано, що величина цієї ефективності визначається значенням безрозмірного параметра $k_{12}Q$ (добуток коефіцієнту магнітного зв'язку та добротності котушок) та співвідношенням активних опорів акумуляторної батареї та котушки. Показано також, що існує оптимальне значення співвідношення, за якого ефективність пристрою є максимальною (за умови $k_{12}Q = \text{const}$), а її значення монотонно зростає із ростом параметра $k_{12}Q$. Причому, задля досягнення ефективності більше 0,8, необхідно мати систему котушок із значенням $k_{12}Q > 10$. Але при цьому аналізується лише спрощена схема пристрою, коли враховуються тільки резистивні втрати в обох котушках. В той же час відомо, що втрати на високій частоті у ємнісних елементах, в інверторі та випрямлячі можуть значно зменшувати ефективність енергопередачі. Іншим питанням, яке не досліджувалося раніше, є вплив відстані між котушками у горизонтальній площині (зсув котушок) на ефективність передачі енергії.

Враховуючи вищесказане, **метою роботи** є експериментальне визначення впливу робочих параметрів розробленого дослідного зразка БЗП – частоти струму в котушках, відстані між котушками як у горизонтальній, так і вертикальній площині – на ефективність передачі енергії від джерела живлення до акумуляторної батареї електромобіля, а також порівняння результатів цих досліджень із розрахунковими даними, які одержано на спрощеній моделі пристрою.

Опис створеного дослідного зразка. Структурну схему створеного дослідного зразка бездротового зарядного пристрою, що включає основні та додаткові компоненти, показано на рис. 1, а на рис. 2 показано його зовнішній вигляд. На рис. 1 зображено: ДЖ – регульоване джерело живлення постійної напруги; ІН – високочастотний інвертор; Тр1 – високочастотний понижуючий трансформатор; Тр2 – повітряний трансформатор; В – високочастотний випрямляч; С1, С2 – конденсатори послідовного резонансу; С3 – фільтровий конденсатор; АБ – акумуляторна батарея (навантаження).

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

Інвертор ІН зібраний на транзисторах STW45N60DM2AG і забезпечує плавне регулювання частоти в межах 10 – 100 кГц, максимальний струм – 20 А.

Трансформатор Тр1 виконано на феритовому осерді E85/44/27 ТР4А з коефіцієнтом трансформації 11:1.

Трансформатор Тр2 виконано у виді двох котушок однакового діаметру 440 мм і з однаковим числом витків (чотири). Котушки мають чотири витка, виготовлені з полого мідного провідника діаметром 10 мм і мають зовнішній діаметр 500 мм і внутрішній – 370 мм. Резонансний контур створюється за допомогою конденсаторів С1 та С2 – МКР, 600 В, 0,21 – 0,5 мкФ.

Випрямляч В виконано на високочастотних діодах VS-HF A16PB, 16 А, 600В, на виході якого встановлено фільтруючий конденсатор С3 SH NO PCBs 400В 380 мкФ.

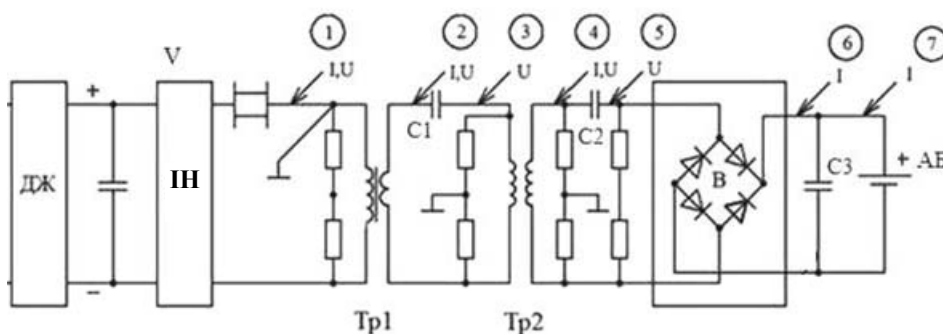


Рис. 1

Випрямлена напруга подається на батарею АБ 46 В. Величина струму в процесі заряду регулюється інвертором.

Аналіз результатів експерименту. В ході експерименту основна увага приділялася характеру електромагнітних процесів та величині ефективності



Рис. 2

характер цих кривих переважно не змінюється.

№ з/п	f=100 кГц			50кГц	100кГц	50кГц
	h, мм	I, А	η, %	η, %	η середнє, %	η середнє, %
1	150	10	65,2	50,5	65,8	50,8
2	150	10	64,9	52,0		
3	150	10	67,4	49,9		
4	150	5	58,7	39,3	58,0	38,7
5	150	5	58,7	37,7		
6	150	5	57,3	39,3		
7	100	7,5	71,6	68,9	70,3	66,6
8	100	7,6	69,1	67,3		
9	100	7,7	70,2	63,7		
10	100	5	63,3	67,9	65,6	68,0
11	100	5	67,0	69,5		
12	100	5	66,6	66,8		
13	40	10	76,4	76,2	77,2	75,4
14	40	10	78,1	75,0		
15	40	10	77,3	75,1		
16	40	5	73,9	78,0	71,4	76,9
17	40	5	71,1	78,0		
18	40	5	69,3	74,9		
Горизонтальне зміщення котушки на 100 мм.						
19	100	7,8	67,1	65,3	65,1	61,5
20	100	7,4	63,2	60,0		
21	100	7,6	65,1	59,2		
Горизонтальне зміщення котушки на 200 мм.						
22	100	7,1	38,1	37,1	39,8	35,2
23	100	7,3	42,0	35,3		
24	100	7,5	39,4	33,2		

Аналіз результатів вимірювання ККД (табл.) показує:

передачі енергії, що характеризується величиною ККД пристрою, на робочих частотах струму в котушках 50 і 100 кГц. При цьому змінювалася відстань між котушками як по вертикалі ($h = 40 - 150$ мм), так по горизонталі – до 100 мм. В процесі досліджень проводилося осцилографування струмів та напруг у вузлах та відповідних вітках пристрою (1 – 8), вказаних на структурній схемі рис. 1. Осцилограми показано на рис. 3, а – 3, д. ККД системи визначалося як відношення середньої за період потужності на вході акумуляторної батареї до середньої потужності на вході високочастотного інвертора. Результати вимірювань наведено у таблиці. Осцилограми струмів і напруг, зняті на частоті 100 кГц та за входньої напруги 100 В, показано на рис. 3. Зі зміною частоти (50 кГц)

У разі подачі прямокутних імпульсів від ІН на трансформатор Tr1, струм у первинному колі трансформатора має пилкоподібну форму тим більше виражену, чим більше його величина (рис. 3, а). На рис. 3, б показано напругу та струм на вторинній обмотці трансформатора Tr1. Як видно з осцилограм, струм вторинної обмотки має явно виражену синусоїдальну форму, що дає змогу отримати синусоїдальну форму напруги (рис. 3, в) на первинній обмотці повітряного трансформатора Tr2 у колі після резонансного конденсатора С1. При цьому напруга обмотки в результаті резонансу збільшується практично в два рази. На рис. 3, г показано осцилограми у вторинній обмотці повітряного трансформатора Tr2. Форма струму і напруги практично синусоїдальна. В той же час напруга вторинної обмотки після резонансного конденсатора С2 дещо відрізняється від синусоїди внаслідок нелінійної характеристики діодів випрямляча В, вихідний струм якого до фільтрового конденсатора С3 показано на рис. 3, д.

На рис. 3, в показано струм заряду акумуляторної батареї АБ. Отже можна констатувати, що в основному струми та напруги на елементах системи змінюються за законом, близьким до синусоїдального, і деяке спотворення здійснюється в силу нелінійних властивостей елементів схеми.

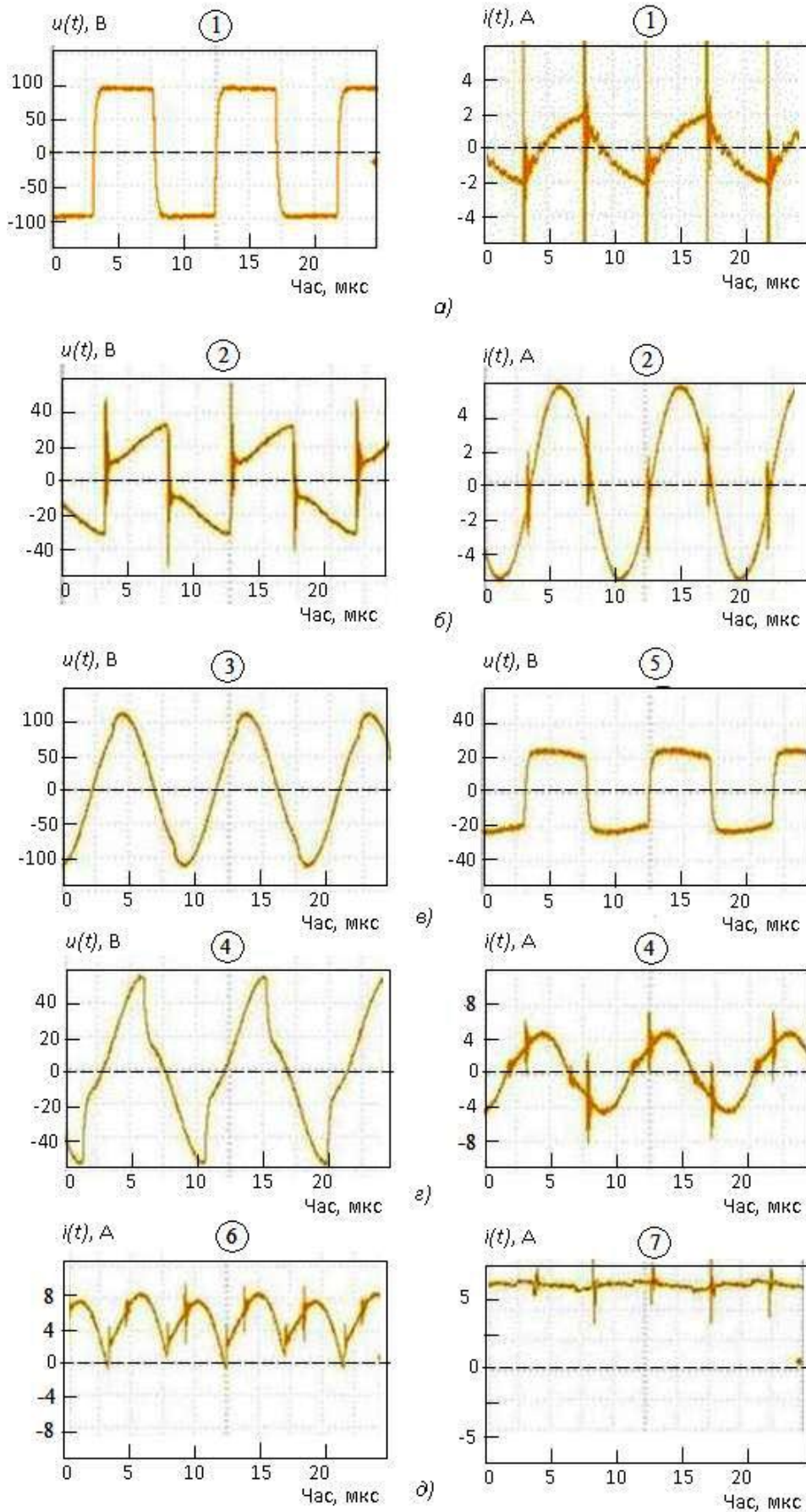


Рис. 3

- зниження ККД в усьому діапазоні зміни відстані між котушками у разі переходу зі 100 кГц на 50 кГц в середньому на 22,8 % за $h = 150$ мм і 5,3 % – за $h = 100$ мм. Однак, за малих струмів навантаження та малому зазорі ККД (50 кГц) перевищує ККД (100 кГц) в середньому на 7 %;
- збільшення ККД по мірі зменшення зазору між котушками на 8 % (100 кГц) і 34 % (50 кГц) за $h = 40 - 150$ мм;
- у разі збільшення струму зарядки в два рази ККД підвищується в середньому на 7%;
- у випадку зміщення котушки на 100 мм зменшення ККД становить 7,4 % (100 кГц) і 7,7 % (50 кГц);
- у разі зміщення котушки на 200 мм зменшення ККД становить 30,7 % (100 кГц) і 33 % (50 кГц);
- в середньому максимальне значення ККД досягало 78 %, мінімальне – 39 %.

Вплив зсуву котушок на ефективність передачі енергії. Задля визначення умов щодо точності позиціонування електромобіля із прийнятною котушкою відносно передавальної, необхідно більш детально дослідити вплив відстані між котушками у горизонтальній площині – величини зсуву y – на характеристики пристрою.

Для цього проводилися розрахунки коефіцієнту магнітного зв'язку між котушками k_{12} в залежності від зсуву y шляхом вирішення тривимірної польової задачі для магнітного поля двох котушок за допомогою пакету програм Comsol.

Одержану розрахункову залежність $k_{12}(y)$ за відстані між котушками у вертикальній площині $h = 100$ мм наведено на рис. 4. Ця залежність дає змогу розрахувати вплив величини зсуву y на ефективність перетворення електричної енергії – величину ККД. Використовуючи результати роботи [8], значення цієї величини може бути розраховано як

$$\eta = \left[1 + R / R_L + (k_{12} Q)^{-2} (R / R_L + 2 + R_L / R) \right]^{-1}.$$

На рис. 5 наведено розрахункову залежність $\eta(y)$ за добротності котушки $Q = 215$ та значенні співвідношення активного опору навантаження та котушки $R_L / R = 700$, де R – активний опір котушки на робочій частоті 100 кГц. Із цього рисунку видно, що у разі зсуву котушок до 100 мм величина ККД зменшується несуттєво, а при зсуві більше 200 мм ефективність передачі енергії в пристрої, що

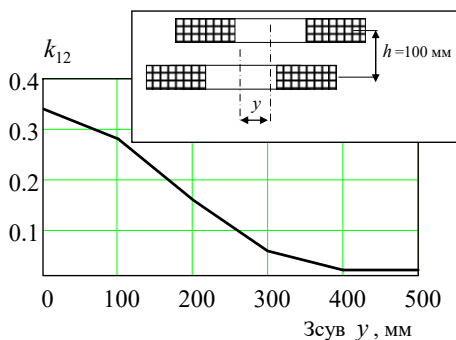


Рис. 4

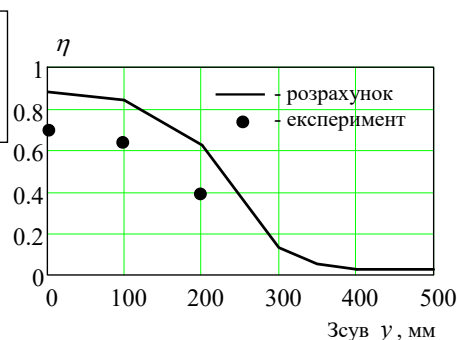


Рис. 5

досліджується, значно зменшується. Ця залежність враховує тільки резистивні втрати в обох котушках, та не враховує втрати в інверторі, випрямлячі, трансформаторі та в ємнісних елементах на частоті 100 кГц, які можуть значно зменшувати значення ККД. На рис. 5 задля порівняння наведено

експериментальні дані, що враховують втрати у всіх елементах пристрою, які свідчать, що у такому разі значення ефективності енергопередачі зменшується на 15-20 % від розрахункового за виразом (1), одержаного у [8] для ідеалізованої моделі пристрою бездротової передачі електричної енергії.

Висновки. В роботі проведено експериментальні дослідження створеного дослідного зразка бездротового зарядного пристрою індуктивного типу із послідовним резонансом в колах передавальної та приймальної котушок та визначено залежність ефективності передачі електричної енергії від зовнішнього джерела до акумуляторної батареї, що характеризується величиною ККД, від його робочих параметрів – частоти та відстані між котушками у горизонтальній та вертикальній площині. Показано, що зростання робочої частоти із 50 до 100 кГц призводить до росту величини ККД, а у разі збільшення відстані між котушками від 40 до 150 мм величина ККД зменшується відповідно з 71,4 % до 58 %. За результатами експериментальних та розрахункових даних показано, що під час заряджання акумулятора величина зсуву між прийнятною та передавальною котушками допустима в межах 0 – 100 мм без суттєвого зменшення ККД.

Порівняння експериментальних та розрахункових даних, одержаних на спрощеній моделі пристрою показує, що значення вимірюваного ККД дослідного зразка на 15-20 % менше, ніж розрахункове.

Одержані експериментальні значення ККД, що досягають до 78 %, можуть бути підвищені у разі використання сучасних компонентів для виготовлення зарядного пристрою та випрямляча та під час виготовлення котушок із використанням проводу типу літцендрат.

Роботу виконано за темою «Розвиток теоретичних засад і розроблення рекомендацій по створенню високоефективних систем заряду накопичувачів енергії електромобільного транспорту з урахуванням вимог забезпечення електромагнітної сумісності з системою електроживлення», державний реєстраційний номер 0116U008455, КПКВК 6541030.

1. Ahmad A., Saad Alam M.S., Chalan R.C. A Comprehensive Review of Wireless Charging Technologies for Electrical Vehicles. *IEEE Transaction On Transportation Electrification*. 2018. Vol. 4. Issue 1. Pp. 38-63. DOI: <https://doi.org/10.1109/TTE.2017.2771619>
2. Choi S.Y., Jeong S.Y., Gu B.W., Lim G.C., Rim C.T. Ultraslim S-Type Power Supply Rails for Roadway – Powered Electric Vehicles. *IEEE Transaction on Power Electronics*. 2015. Vol. 30. No 11. Pp. 6456-6468. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2444894>
3. Беспроводная зарядка автомобилей. URL: <https://ecocars.wixsite.com/sale/> (дата доступу 25.09.2020)
4. Trivino-Cabrera A., Gonzalez-Gonzalez J.M., Aguado J.A. 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. Беспроводная зарядка для электрокара: настоящее и будущее, плюсы и минусы. URL: <https://itc.ua/articles/besprovodnaya-zaryadka-dlya-elektrokara-nastoyashchee-i-budushhee-plyusyi-i-minusyi/> (дата доступу 25.09.2020)
7. Индуктивная зарядка – Inductive charging. URL: https://wikichi.ru/wiki/Inductive_charging#Electric_vehicles (дата доступу 25.05.2020)
8. Подольцев О.Д., Павлов В.Б., Западинчук О.П. Аналіз ефективності передачі електричної енергії в системі бездротової зарядки акумуляторної батареї електромобіля. *Техн. електродинаміка*. 2021. № 4. С. 63-70. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.063>

EXPERIMENTAL STUDY OF A TEST SAMPLE OF A WIRELESS POWER TRANSFER FOR ELECTRIC VEHICLES

V.B. Pavlov, O.D. Podoltsev, V.E. Pavlenko,
Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: mobil99@ukr.net

A prototype of a wireless charger of inductive type with serial resonance in the circuits of the transmitting and receiving coils has been developed and manufactured, and experimental studies of the efficiency of power transmission from an external source to a storage battery have been carried out. It is shown that the efficiency of the created sample takes values in the range 39% - 78 % and depends on the operating frequency and the distance between the coils. It is also shown that when using coils with an outer diameter of 500 mm, the positioning of these coils in the process of charging the battery at a distance of up to 10 cm does not lead to a significant decrease in efficiency. The experimental values of the efficiency are compared with the calculated ones obtained on a simplified model that takes into account only resistive losses in the coils, and it is shown that the experimental values of the efficiency are 15-20 % less than the calculated ones. References. 8, figures. 5, table 1.

Key words: wireless power transmission, wireless battery charging, air transformer, series resonance.

1. Ahmad A., Saad Alam M.S., Chalan R.C. A Comprehensive Review of Wireless Charging Technologies for Electrical Vehicles. *IEEE Transaction On Transportation Electrification*. 2018. Vol. 4. Issue 1. Pp. 38-63. DOI: <https://doi.org/10.1109/TTE.2017.2771619>
2. Choi S.Y., Jeong S.Y., Gu B.W., Lim G.C., Rim C.T. Ultraslim S-Type Power Supply Rails for Roadway – Powered Electric Vehicles. *IEEE Transaction on Power Electronics*. 2015. Vol. 30. No 11. Pp. 6456-6468. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2444894>
3. Беспроводная зарядка автомобилей. URL: <https://ecocars.wixsite.com/sale/> (accessed 25.09.2020) (Rus)
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. Беспроводная зарядка для электрокара: настоящее и будущее, плюсы и минусы. URL: <https://itc.ua/articles/besprovodnaya-zaryadka-dlya-elektrokara-nastoyashchee-i-budushhee-plyusyi-i-minusyi/> (accessed 25.09.2020) (Rus)
7. Индуктивная зарядка – Inductive charging. URL: https://wikichi.ru/wiki/Inductive_charging#Electric_vehicles (accessed date 25.05.2020) (Rus)
8. Podoltsev O.D., Pavlov V.B., Zapadynchuk O.P. Analysis of the efficiency of electric power transmission in the system of wireless charging of the electric vehicle's battery. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 4. Pp. 63-70. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.063> (Ukr)

Надійшла 30.11.2020
Остаточний варіант 03.06.2021

**COMPARATIVE ANALYSIS OF MAGNETIC SYSTEMS
OF PERMANENT MAGNET MOTORS FOR TRAM**

V.V. Grebenikov^{*}, R.V. Gamaliia^{}, S.A. Dadychyn**
Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine
Pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: elm1153@gmail.com

A numerical study of eight configurations of magnetic systems of electric motors with permanent magnets for driving a tram was carried out. The permanent magnet electric motor can be used as a high-speed electric drive to replace the existing DC electric drive of a tram, and as a low-speed gearless electric drive of a new generation tram. The most promising configurations of magnetic systems of electric motors with permanent magnets for tram drive have been determined. By varying the geometrical and winding parameters of each of the investigated models of electric motors, the mechanical characteristics are determined, at which the given torque and power are achieved in the entire range of the rotor speed. Also, a thermal calculation was performed taking into account the urban driving cycle of high-speed electric motors with air cooling by a fan and low-speed ones in liquid cooling mode. The calculation of the characteristics of the investigated electric motors was carried out in the Simcentre MotorSolve software package. References 13, figures 8, tables 3.

Keywords: numerical modeling, electric motor, permanent magnets, electromagnetic torque, performance characteristics, thermal calculation, electric tram drive.

Introduction. The current level of development of electric motors with permanent magnets and power converters (inverters) allows us to consider them for new promising tram electric drive systems. Currently, most tram cars use DC traction motors with series excitation [1]. This drive generates increased torque at low speed and limited torque at high speed, which ensures the necessary dynamics of the tram. In most cases, one voltage converter drives two motors joined in series. However, a series-excited DC traction motor has several disadvantages. The drive does not fully provide dynamic braking at low tram speed. The presence of a brush assembly reduces the resource and reliability of the engine. Probably, the modernization of the traction drive based on DC motors with series excitation has reached its limit. Further improvement of the tram drive efficiency is possible only with the transition to a new type of drive: asynchronous [2, 3], permanent magnet motors [4, 5], etc.

Favorable conditions for the creation of new traction electric drive systems are provided by the availability of modern efficient frequency converters of alternating current (inverters) on the market. Therefore, at present, the AC traction drive system has become widespread. The traction drive includes a frequency converter (inverter) and an AC motor: asynchronous or permanent magnet motor. The frequency converter (inverter) provides the operation of one or two motors connected in parallel. As an example, we can cite converters (inverters) of the BORDLINE CC400 DC type manufactured by ABB [6]. The AC traction drive increases the efficiency and reliability of the drive.

Permanent magnet motors are one of the most promising for use in traction electric drives. When using liquid cooling, permanent magnet motors provide the highest specific performance (torque and power developed per unit mass of the motor). The small overall dimensions of the permanent magnet electric motor make it possible to use more advanced kinematic diagrams of the tram car driving bogies.

Eventually, a drive system based on a frequency converter (inverter) and a permanent magnet motor can compete with a traditional DC drive system. There are a large number of magnetic system configurations for a permanent magnet traction drive. The advantage of a particular configuration can be determined based on the requirements for the drive, as a rule, these are the overall dimensions of the electric motor and the type of mechanical characteristics depending on the rotor speed [7–9].

Research purpose. The aim of this work is a comparative analysis of several configurations of the magnetic system of electric motors with permanent magnets in relation to the traction drive of a city tram and an analysis of the advantages and disadvantages of various configurations of the magnetic systems of electric motors. In the course of the study, electric motors with permanent magnets are conventionally divided into two groups: high-speed motors (rated speed $n=1750$ rpm) as a variant of replacing the existing traction electric drive of the tram; low-speed motors ($n=320$ rpm) for a gearless traction electric drive of perspective low-floor tram models.

The first group of high-speed motors is designed to replace the existing TE-022 DC traction motor of the T-3 tram. In this group, numerical investigations of four configurations of the magnetic system of electric motors with a power of $P=45$ kW, $n=1750$ rpm were carried out. The second group of low-speed engines is intended for the gearless drive of promising tram models. In this group, four modifications of the magnetic system were also investigated, which have a power of $P=46$ kW and rated speed $n=320$ rpm. The same power of the engines under study is the main criterion for comparing engines of different designs. Permanent magnet motors of each group differ from each other in the configuration of the rotor and stator.

For each of the design options for an electric motor with permanent magnets, a calculation cycle is envisaged in order to find the best option by varying a number of parameters (configuration of the magnetic system of the rotor and stator, winding data, material properties).

Permanent magnet motor as an alternative to the existing TE-022 motor. The existing TE-022 engine of the T-3 tram is a DC motor with series excitation [1]. The main parameters of the TE-022 engine are as follows: rated power – 45 kW; rated speed – 1750 rpm; maximum rotation speed – 4200 rpm; rated voltage – 300 V; rated current – 150 A; efficiency – 91%; cooling air consumption – 7.5 m³ / min; electric motor weight – 320 kg; length – 683 mm, diameter – 400 mm.

The mechanical characteristics of the TE-022 electric motor are favorable (convenient) for driving a tram. The maximum (starting) torque of the traction electric drive is $M=650$ Nm. The maximum torque is limited by the maximum current supplied by the drive control system. Most of the TE-022 traction motor control systems provide a maximum motor current of no more than 300 A. With an increase in the rotational speed, the torque and current of the electric motor decreases and at a rated speed of $n=1750$ rpm the electromagnetic torque is $M=260$ Nm. At the maximum rotational speed $n=4200$ rpm, the torque is $M=50$ Nm. The mechanical characteristic of the permanent magnet motor should be similar to that of the existing TE - 022 motor.

The investigated system of a traction electric drive based on an electric motor with permanent magnets provides for the installation of a converter (inverter) to control one or two motors connected in parallel. The maximum torque of a permanent magnet motor is provided by the maximum output current of the converter (inverter). The permanent magnet motor is cooled by an air cooling system.

All investigated variants of electric motors with permanent magnets have the same outer diameter of the stator magnetic system, and the same electromagnetic loads (current density, magnetic induction value in the stator teeth) are set for all variants. The current density in the windings at the rated speed is assumed to be $J=4.0$ A/mm², during start-up – $J=10$ A/mm². The magnitude of the magnetic induction in the stator teeth is limited to $B=2.0$ T.

A general view of the design options for the first group of the studied electric motors with permanent magnets with a nominal speed of $n=1750$ rpm is shown in Fig. 1. The lower part of this figure shows a general view of the rotor of each of the electric motors. To reduce the cogging torque the rotor poles skew is made by one toothed division [10]. The M1 electric motor is multi-pole. The phase windings of the electric motor are coils that are wound up on the stator teeth (covering the stator teeth), the dimension of stator iron back is smaller than that of the stator of a traditional synchronous motor. There is an optimum ratio between the number of rotor poles and the number of stator teeth that provides the best performance for the motor. High electromagnetic loads are provided in the electric motor: magnetic induction in the air gap and linear current load of the windings. The magnetic flux of the rotor pole is created by magnets with tangential magnetization. By choosing a larger pole height (size of the magnets), it is possible to provide an increased magnetic flux density in the motor gap. The lumped stator winding allows you to increase the size of slots and, accordingly, increase the linear current load of the electric motor. At present, electric motors of this type are produced in series mainly for low-speed gearless electric drives.

The M2 motor uses the traditional design of a permanent magnet synchronous motor, in which the rotor poles are composed of tangentially magnetized prismatic permanent magnets, the stator contains a distributed winding in which the phase coil covers the pole division. The M3 electric motor, in contrast to the

M2 electric motor, has a rotor with magnets of radial magnetization. To reduce eddy current losses, permanent magnets of rotor poles are divided into 6 parts.

The M4 electric motor has an implicit-pole rotor, which is a package of electrical steel with permanent magnets. The rotor electrical steel package has slots in which permanent magnets are installed. Structurally, all elements of the rotor magnetic circuit are located on the sheet of electrical steel: the north and south poles, the "back" of the rotor poles. The elements of the rotor magnetic circuit are interconnected by thin bridges, which provide a simple technology for manufacturing the rotor. The dimensions of the bridges provide the mechanical strength of the rotor with a slight negative effect on the magnitude of the rotor magnetic flux. There are various options for the configurations of the rotor poles. The skew of the rotor poles is performed by a set of rotor sections shifted relative to each other by a given angle. At present, this design of an electric motor with permanent magnets is one of the most promising for use in electric transport.

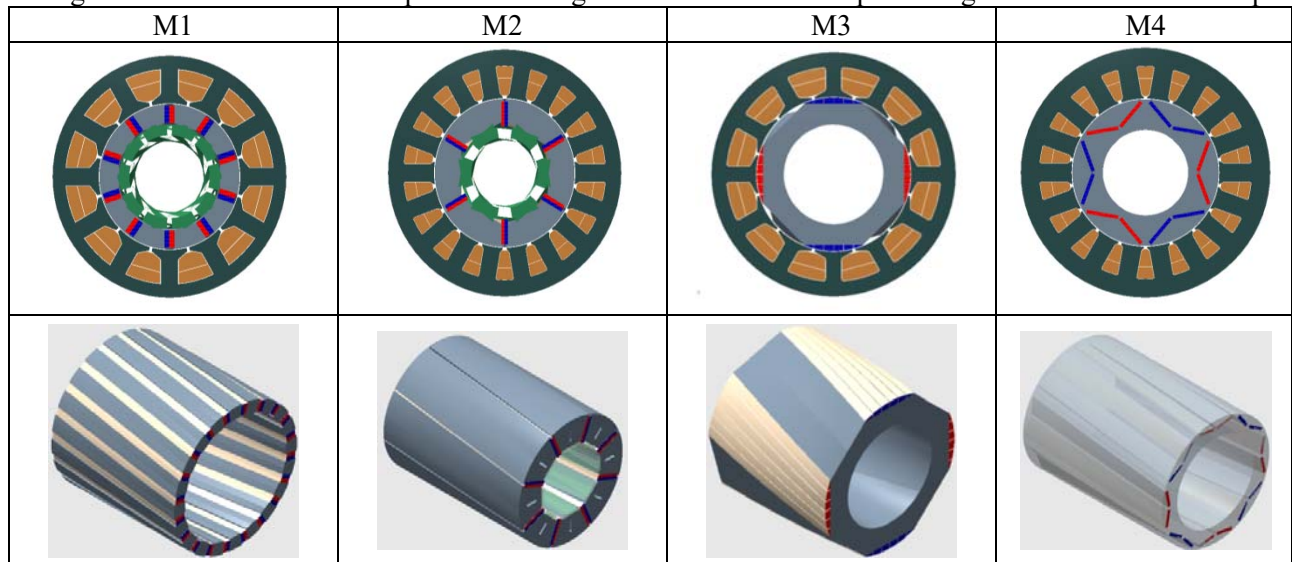


Fig. 1

For each of the design variants of the permanent magnet electric motor, a calculation cycle was performed. By varying the basic geometrical parameters of the rotor and stator magnetic systems, winding data and the properties of permanent magnets, a search was made for the best option, taking into account the requirements for the drive (the power developed by the motor at a given rotor speed). Comparison of various engine options was carried out at the same electromagnetic loads.

The calculation of the characteristics of electric motors is carried out in the Simcenter MotorSolve package [13], which allows you to set the mode of electric current control of the motor. A sinusoidal form of the supply current is adopted for all motor variants. Magnetic field patterns for the nominal mode of each of the options are shown in Fig. 2. Analyzing the calculation results it should be noted that the maximum magnetic induction in the teeth of the investigated electric motors is as follows: M1 – $B_{M1 (tooth)} = 1.92$ T; M2 – $B_{M2 (tooth)} = 1.87$ T; M3 – $B_{M3 (tooth)} = 1.86$ T; M4 – $B_{M4 (tooth)} = 1.79$ T. In the back of the stator, the maximum values of the magnetic induction are as follows: M1 – $B_{M1 (back)} = 1.48$ T; M2 – $B_{M2 (back)} = 1.82$ T; M3 – $B_{M3 (back)} = 1.93$ T; M4 – $B_{M4 (back)} = 1.79$ T. Thus, the dimensions and geometry of the magnetic system are selected in such a way that the condition is fulfilled: the induction in the teeth and back of the stator is limited to $B=2.0$ T.

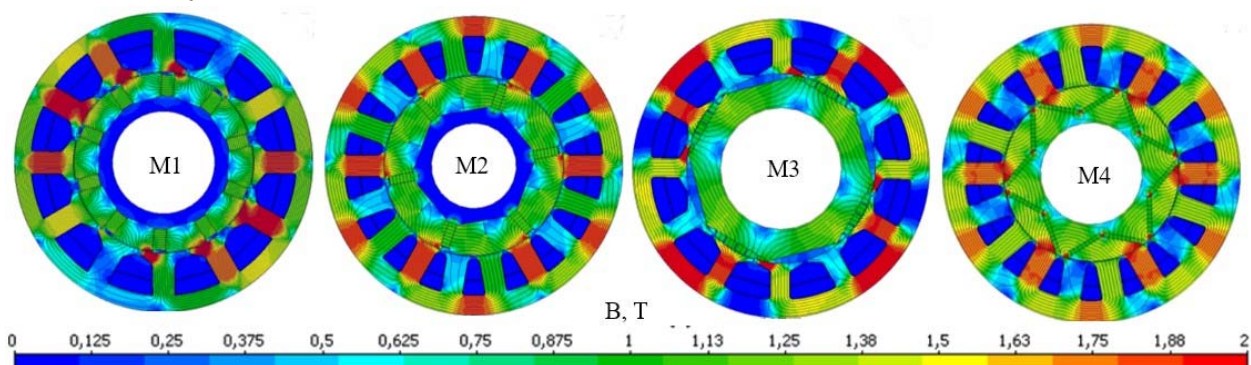


Fig. 2

It should be noted that the considered permanent magnet motors must provide power in a wide range of speed variation: from operating to maximum. The maximum rotational speed $n=4200$ rpm is more than twice the operating speed $n=1750$ rpm. It is known that for permanent magnet electric motors providing a wide variation in rotational speed is a problem. In a traditional permanent magnet motor, the flux is constant and unregulated. With an increase in the rotor speed, the back-EMF induced in the stator windings also increases, which leads to a decrease in the current in the windings. Thus, the maximum speed and power of the motor are limited and depend on the parameters of the stator winding and the properties of the permanent magnets of the rotor.

The fulfillment of the condition (requirement) for regulating the speed of the electric drive in a wide range is ensured by the converter (inverter) by controlling the moments of switching the windings. The moment of switching the motor windings is determined by the advance angle between the position of the q-axis of the rotor and the middle axis of the switched winding. The value of the lead angle affects the value of the rotor magnetic flux and, accordingly, the windings back-EMF. When carrying out numerical studies, the lead angle was varied in such a way as to provide the maximum torque for a given rotor speed.

By varying the geometrical and winding parameters of each of the investigated models of electric motors, the mechanical characteristics were determined at which a given torque and power is achieved in the entire range of the rotor speed. As a result of numerical studies, promising designs of electric motors with permanent magnets were found, on the basis of which it is advisable to create a tram electric drive. The calculated characteristics of various options for electric motors are shown in Fig. 3. In Fig. 3, *a* shows the dependences of the moment on the shaft of the electric motor, and in Fig. 3, *b* – dependence of power on the rotor speed. The characteristics are given at the rated current in the motor windings.

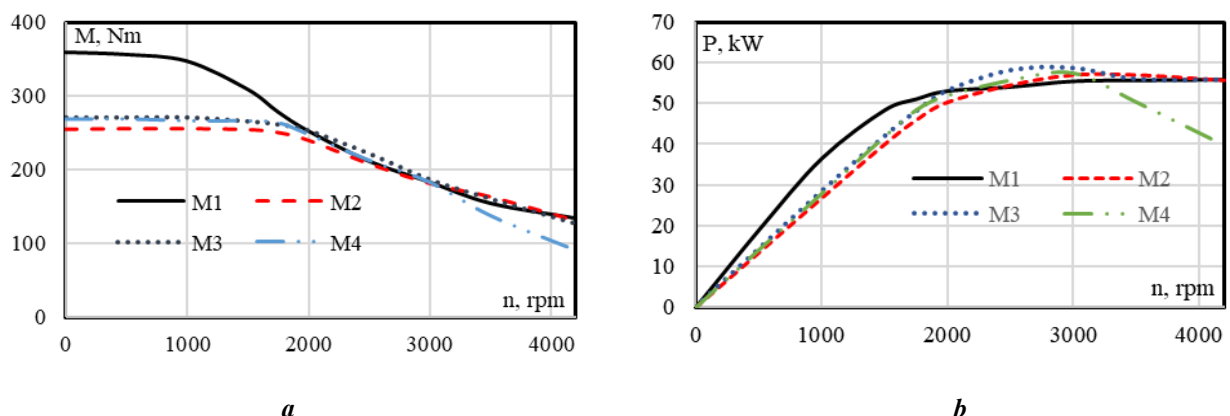


Fig. 3

Table 1 shows the technical parameters of the investigated electric motors with permanent magnets, which can be considered as an option for replacing the existing TE-022 motor.

The main structural dimensions of the magnetic system of each version of the electric motor were obtained by performing a series of calculations taking into account the fulfillment of the basic requirements: ensuring the rated torque at rated speed and the highest possible torque at maximum speed. The calculating results of the characteristics of electric motors with permanent magnets show that the variants of electric motors M1, M3, M4 provide a given torque ($P \geq 260$ Nm) at a nominal speed $n=1750$ rpm and for an electric motor M2 it is slightly less and is $P=251$ Nm. In this case, in all versions of the investigated electric motors, the current density in the windings and the magnetic induction in the stator steel are the same. All variants are brought to the same power level (46÷51 kW) by changing the motor length. With the same motor diameter and its electromagnetic loads, the motor length can be a criterion for comparing different motor options.

Numerical studies have shown that the M1 multi-pole electric motor has the greatest length of the magnetic system in comparison with other options. However, the length of the magnetic system of the M1 electric motor is significantly less than the corresponding length of the TE-022 DC motor. The result of the calculation of the M1 electric motor confirms the possibility of using a multi-pole electric motor with permanent magnets and lumped windings for a relatively high-speed drive ($n=1750$ rpm). The mechanical performance of the M1 electric motor is acceptable for transport systems. The starting torque of this motor is higher than that of other electric motor options.

The calculation results for electric motors M2 and M4 confirm the prospects of these motors for

replacing the existing TE-022 drive. The design of the motors provides for salient-poles steel rotor, which are adjoined by permanent magnets. By choosing the configuration of the pole and magnets, a large amount of magnetic flux through the pole can be achieved with a relatively low reluctance of the main magnetic circuit. The relatively low resistance of the main magnetic circuit favorably affects the ability of the control system to regulate the motor torque by changing the lead angle of the winding commutation.

Table 1

		M1	M2	M3	M4
Poles number		10	6	4	6
Stator slots number		12	18	12	18
Number of turns		14	7	14	6
Stator outer diameter	mm	350	350	350	350
Stator / rotor length	mm	240	200	200	200
Rotor diameter	mm	210	210	220	206
Air gap	mm	1,0	1,0	1,0	1,0
Skew of poles on the rotor	deg	30	20	30	20
Stator steel weight	kg	70,6	68,7	54,6	73,7
Rotor steel weight	kg	22,2	27,9	27,2	33,5
Windings (copper) weight	kg	25,8	19,0	33,4	16,6
Weight of magnets	kg	6,75	3,15	2,94	4,05
Total mass of the magnetic system	kg	125	119	118	128
Magnetic system volume	m ³	0.023	0.019	0.019	0.019
Rated voltage	V	600	600	600	600
Rated current	A	75	75	75	75
Current density	A/mm ²	3,83	4,04	3,95	3,92
Rated mode					
Lead angle	el.degrees	40	35	15	30
Rated speed	rpm	1750	1750	1750	1750
Rated torque	Nm	279	251	262	264
Rated power	kW	51	46	48	48,4
Specific power	kW/m ³	2210	2387	2496	2517
Specific torque	kW/m ³	12089	13051	13623	13727
Maximum mode					
Lead angle	el.degrees	72	69	64	71
Maximum speed	rpm	4200	4200	4200	4200
Torque	Nm	134,1	127	127	84,2
Power	kw	55,8	55,7	55,8	39,8
Start mode					
Lead angle	el.degrees	0	10	10	30
Rotor speed	rpm	500	500	500	500
Starting current	A	200	200	200	200
Starting torque	Nm	964	674	700	746

The calculation results for the M3 electric motor with permanent magnets installed on the outer surface of the rotor show a significant effect of the number of winding turns on the mechanical characteristics of the motor. Even with a decrease in the number of poles to four, with an increase in the frequency of rotation above the nominal, back-EMF winding increases significantly and causes a decrease in current and torque. Installing magnets on the outer surface of the rotor with radial magnetization increases the reluctance of the magnetic circuit. With this configuration of the magnetic system, the ability of the control system to reduce the magnetic flux is limited. With the accepted limitation of the current density in the windings, the magnetomotive force (MDF) of the stator winding does not provide sufficient attenuation of the magnetic flux of the rotor with permanent magnets. As a result, the mechanical characteristic of the M3 electric motor at a speed higher than the rated speed does not provide the required stiffness of the characteristic. The best specific characteristics at the rated rotor speed of the M4 electric motor, however, this motor has the lowest power and torque at the maximum rotor speed (n=4200 rpm).

The mechanical characteristics of a permanent magnet electric motor largely depend on the control system of the electric motor – the frequency converter. The maximum motor torque is determined by the maximum current that the frequency converter can supply. Calculations of all variants of electric motors with permanent magnets showed that there are no restrictions on reaching three times the rated torque. When the motor is supplied with a current of 200 A, the voltage on the motor at start is less than the rated voltage. Accordingly, there is the possibility of further increasing the current and torque. The starting torque is limited by the cooling conditions of the winding at start.

Calculations of the variants of electric motors show that within the limits of the overall dimensions of the TE-022 DC motor, the length of the electric motors with permanent magnets can be increased. Accordingly, when the length of the permanent magnet motor is increased, a high overload capacity of the motor can be ensured as compared to the TE-022 DC motor.

Thus, the replacement of the existing TE-022 DC motor with a permanent magnet motor is a promising project to improve the efficiency and reliability of the T-3 tram.

Low speed gearless traction drive. Nowadays, the requirements for the tram have increased significantly. A modern tram must be low-floor and provide a comfortable ride for a large number of passengers. Leading tramway manufacturers are introducing a new motor bogie layout. The new layout of the bogie provides for independently rotating wheels with a traction drive, which is placed on the outer side of the wheel [11]. The use of new bogies can significantly improve the efficiency of the tram. An example of a new tram design is the Skoda FORCITY ALFA tram [12].

The cart of this tram has an individual drive for each wheel, which ensures an ideal ride both on bends and on straight sections. Traction motors are permanent magnet motors that are directly connected to the wheel without a gearbox.

The new layout of the tram bogies limits the overall dimensions of the electric motor. Permanent magnet motors are liquid cooled to generate high torque. Basic parameters of the ŠKODA ELECTRIC HLU 3436 P/44-VA tram drive of the FORCITY ALFA tram (Czech Republic): rated moment – 1460 Nm; maximum moment – 2270 Nm; rated speed – 320 rpm; maximum rotation speed – 706 rpm; rated current – 85.4 A; electric motor weight – 252 kg.

When studying various design options for permanent magnet electric motors, all of them must meet the specified technical requirements: torque, power, type of mechanical characteristics. The traction drive must provide a rated torque $M_{nom}=1450$ Nm in continuous operation (S1). In this case, in the range from zero to the rated speed $n_{nom}=200$ rpm, the torque of the electric motor must be at least the rated one. With a further increase in the speed to the maximum value $n_{max}=700$ rpm, the power of the electric motor must be at least $P_{nom}=46$ kW. Also, the electric motor must provide a maximum torque $M_{max}=2270$ Nm in short-term duty (S5).

For these initial data, four variants of the configuration of the magnetic system were also investigated. All variants of permanent magnet motors have the same outer diameter of the magnet system. Also, for all variants, the same electromagnetic loads (current density, magnetic induction value in the stator teeth) are set. A general view of the design variants of the investigated electric motors with permanent magnets is shown in Fig. 4.

The relatively low rotor speed, not more than $n_{max}=700$ rpm, allows the use of a larger number of poles than for M1-M4 electric motors. For the M7 electric motor, the magnets are not divided into parts, since at a low rotor speed; the effect of eddy currents is not significant.

Magnetic field patterns for the nominal mode of each of the options are shown in Fig. 5. Analyzing the calculation results, it should be noted that the maximum magnetic induction in the teeth of the investigated electric motors is as follows: M5 – BM5 (tooth)=1.94 T; M6 – BM6 (tooth)=2.0 T; M7 – BM7 (tooth)=1.82 T; M8 – BM8 (tooth)=1.96 T. In the back of the stator, the maximum values of magnetic induction are as follows: M5 – BM5 (back)=1.14 T; M6 – BM6 (back)=2.0 T; M7 – BM7 (back)=1.73 T; M8 – BM8 (back)=1.98 T. For low-speed motors, the condition is also fulfilled that the induction in the teeth and back of the stator is limited to $B=2.0$ T.

Calculations of variants for low-speed gearless traction motors with permanent magnets showed that the main parameter that determines the motor torque is the current density in the windings. The design of the permanent magnet motor allows high current densities in the windings. The presence of permanent magnets and the associated high resistance of the magnetic circuit practically exclude saturation of the stator steel at high currents. As a result, the torque is limited by the permissible current load of the motor windings. With liquid cooling of an electric motor with permanent magnets, the current density in the windings can reach

values up to 20 A/mm^2 , which ensures high specific indicators of the motor (the ratio of the torque to the mass of the motor).

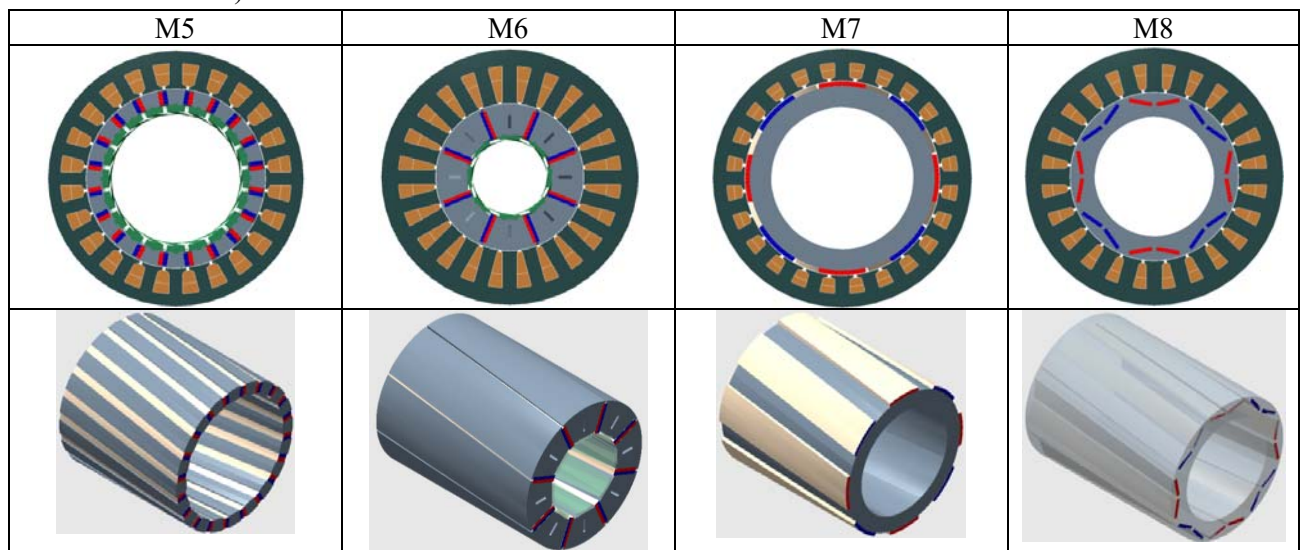


Fig. 4

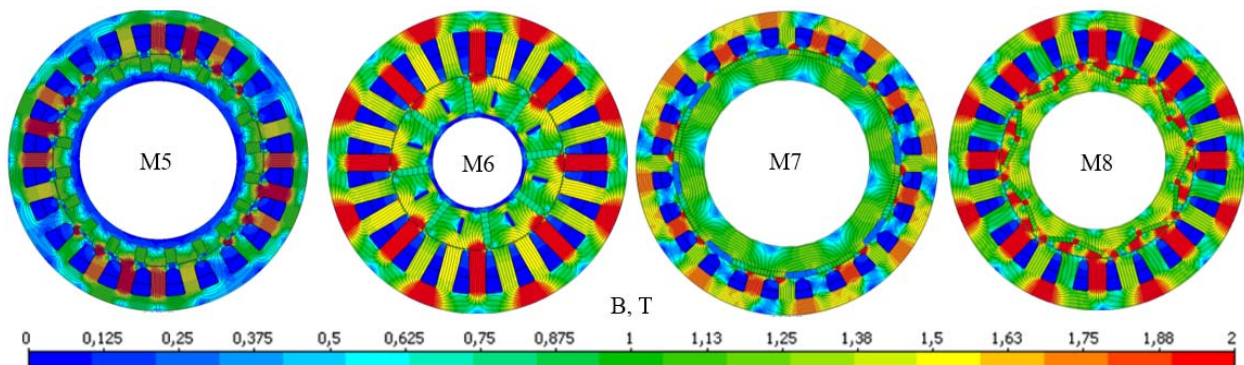


Fig. 5

When performing calculations of various variants for electric motors with permanent magnets, the current density in the windings was taken equal to 10 A/mm^2 . At a given current density, the specified torque of the electric motor was ensured with its limited dimensions (outer diameter, length). The length of the electric motors in the various variants is from 280 to 335 mm.

By varying the geometrical and winding parameters for each of the investigated models of electric motors, the mechanical characteristics are determined at which a given torque is achieved at a nominal speed $n=320 \text{ rpm}$ and the maximum possible torque is provided with an increase in the rotational speed to $n=700 \text{ rpm}$. The calculated characteristics of various options for electric motors are shown in Fig. 6. In Fig. 6, *a* shows the dependences of the moment on the shaft of the electric motor, and in Fig. 6, *b* – dependence of power on the rotor speed. The characteristics of the electric motors are given at the rated current of the electric motor.

Table 2 shows the technical parameters of the investigated electric motors with permanent magnets. When analyzing various design options for permanent magnet electric motors, options M5, M6 and M8 should be highlighted, these options provide rated power in a wide range of rotor speed variation: from nominal to maximum. The multi-pole design of the rotor allows the control system to fully regulate the magnetic flux of the motor at maximum speed.

The variant of the M5 electric motor has the best specific performance at the rated speed. The presence of a large number of rotor poles $N=20$, when using modern control methods, does not negatively affect the characteristics of the motor.

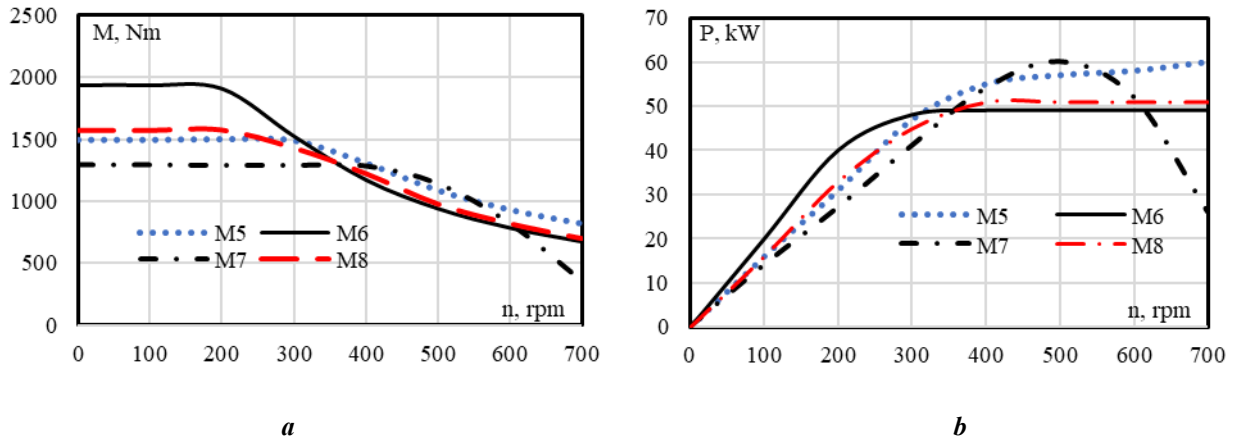


Fig. 6

The M7 variant does not provide the specified power at the maximum speed. In this case, the control system does not provide a decrease in the back-EMF stator windings at increased rotor speed. The variant of the M7 electric motor is inferior in terms of weight and dimensions at the rated rotor speed in comparison with other options. For the M7 electric motor, the specific characteristics (power and torque referred to the volume of the electric motor) at the rated speed are the worst.

Table 2

		M5	M6	M7	M8
Poles number		20	8	8	8
Stator slots number		24	24	24	24
Number of turns		14	16	9	12
Stator outer diameter	mm	400	400	400	400
Stator / rotor length	mm	280	300	325	335
Rotor diameter	mm	280	230	300	260
Center hole diameter	mm	210	120	220	185
Air gap	mm	1,0	1,0	1,0	1,0
Stator steel weight	Kg	93,6	141	103	143
Rotor steel weight	Kg	27,7	53,8	65,2	67,2
Windings (copper) weight	Kg	23,1	33	19,7	25,1
Weight of magnets	Kg	11,8	8,25	10,0	8,68
Total system weight	Kg	156	236	197	244
Magnetic system volume	m ³	0.0352	0.0377	0.0408	0.0421
Rated current	A	85	85	85	85
Current density	A/mm ²	9,89	9,97	10,10	10,5
Rated mode					
Lead angle	el.degrees	11	18	5	43
Rated speed	rpm	320	320	320	320
Rated torque	Nm	1480	1470	1290	1480
Rated power	kW	50	49	45	46
Specific power	kW/m ³	1420	1300	1078	1093
Specific torque	Nm/m ³	42045	38992	31618	35154
Maximum mode					
Lead angle	el.degrees	58	75	67	77
Maximum speed	rpm	700	700	700	700
Torque	Nm	820	670	359	694
Power	kw	50	49	26	51
Start mode					
Lead angle	el.degrees	0	10	10	30
Starting current	A	212	212	212	212
Starting torque	Nm	3747	4686	3192	3236

Heating calculation of the investigated electric motors. As a result of a number of calculations, by varying the geometric parameters of the magnetic system of electric motors, the optimal ratios between the outer and inner diameters of the rotor, as well as the main dimensions of the magnetic system, providing the required value of the electromagnetic moment in a given range of rotation frequency ($n=0 \div 4200$ rpm for high-speed and $n=0 \div 750$ rpm – low-speed tram drive). It should be noted that for a high-speed drive, air cooling is used by a fan; for a low-speed gearless drive, a high value of the electromagnetic torque for a given materials (permanent magnets, windings, stator and rotor iron) did not exceed the permissible values. Therefore, it is necessary to perform a thermal calculation of electric motors taking into account the urban driving cycle, which describes the movement of a vehicle in the city (engine operation at minimum speed, starting and accelerating to a certain speed, engine braking from one speed to another, parking) [3]. When performing thermal calculations, the study was carried out for the cycles of tram movement, which are given in Table 3.

Table 3

Interval	Duration (sec)	M1-M4			M5-M8		
		Torque (Nm)	Start Speed (rpm)	End Speed (rpm)	Torque (Nm)	Start Speed (rpm)	End Speed (rpm)
1 (overclocking)	14	650	0	500	2300	0	200
2 (motion)	80	260	500	4200	1500	200	700
3 (free moving)	26	0	4200	1750	0	700	320
4 (braking)	10	-200	1750	0	-2000	320	0
5 (parking)	15	0	0	0	0	0	0

The calculation of the temperature of electric motors M1-M4 was carried out in the Infolytica MotorSolve package [13], taking into account the driving cycle and air cooling by fan. The flow rate of the cooled air was set equal to 3 m/s. In Fig. 7 shows the picture of the thermal field for electric motors M1 ÷ M4. According to the results of the thermal calculation, all parts of the electric motors do not heat up above 60° C. The calculation of the temperature of the investigated electric motors M5–M8 was carried out in the Infolytica MotorSolve package [13], taking into account liquid cooling.

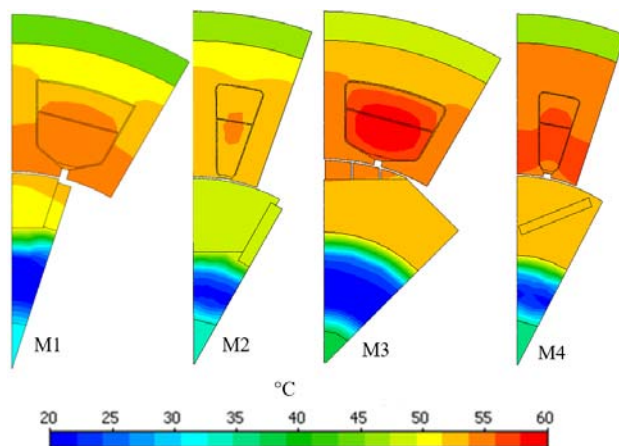


Fig. 7

The calculation of the temperature of the investigated electric motors M5–M8 was carried out in the Infolytica MotorSolve package [13], taking into account liquid cooling. The cooling system is a series of channels evenly spaced along the entire outer surface of the electric motor housing and oriented along the axis of rotation of the electric motor. A coolant (water) is pumped through these channels with the help of a circulation pump at a predetermined speed and a predetermined initial temperature. Moving through the channels of the cooling system, the coolant takes away the heat generated by the windings of the electric motor.

Initial data for thermal calculation are as follows: number of cooling channels – $N_c=120$; the shape of the cooling channels is round; diameter of the cooling channels $d_c=8$ mm; the initial temperature at the inlet to the cooling channels is 40°C, the capacity of the circulation pump is $Q=3$ l / min. Fig. 8, a shows a picture of the thermal field of M6 ÷ M8 electric motors with liquid cooling, from which it follows that all parts of the electric motors do not heat up above the permissible temperature (the maximum heating temperature of the M6 motor windings is 120°C, for magnets – 110 °C (the temperature stability of the N45SH magnets is 150°C). It should be noted that without liquid cooling, the windings and magnets heat up above the permissible temperature. This is demonstrated by the graphs shown in Fig. 8, b. From these graphs it follows that in the absence of liquid cooling, the heating temperature of the magnets after 240 minutes of engine operation is 170°C, and the windings – 200°C, which is not permissible and would lead to the exit of the motor from the side.

Conclusions.

1. Numerical research and comparative analysis of various variants of magnetic systems of electric motors with permanent magnets shows the fundamental possibility of creating on their basis, both traditional (high-speed) and gearless (low-speed) traction electric tram drive.

2. A comparative analysis of various options for permanent magnet electric motors was carried out on condition that the motors were connected to a sinusoidal current source and optimal regulation was ensured by changing the moment of switching the windings (lead angle). This power supply mode for electric motors can be provided by modern power converters with vector control.

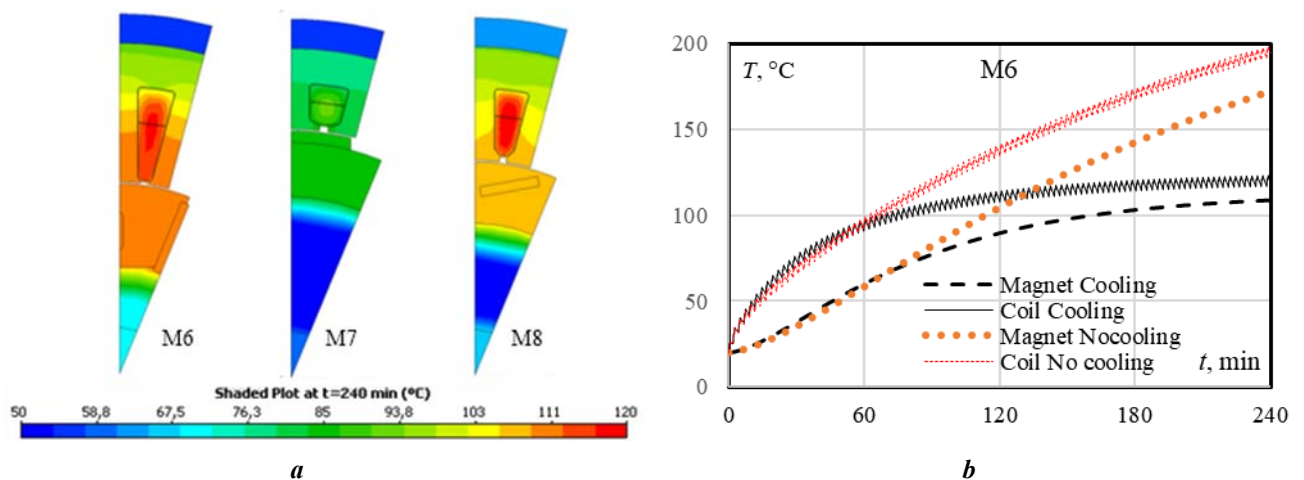


Fig. 8

3. Research have shown that all variants of high-speed electric motors with permanent magnets M1, M2, M3, M4 are competitive with the existing TE-022 DC electric motor and can be promising as its replacement as one of the options for increasing the efficiency and reliability of the T3 tram. The M4 electric motor has the best specific characteristics at the nominal rotor speed; however, this motor has the lowest power and torque at the maximum rotor speed ($n=4200$ rpm), therefore the most promising options are M2 and M3, since the mass of permanent magnets in these options is the smallest.

4. For a low-speed gearless tram drive of a new generation, variants of electric motors with permanent magnets M5, M6, M8 are the most promising. The M7 motor version has the best specific performance at the rated speed. This variant has the largest number of stator poles compared to other variants.

5. Thermal calculation of the investigated electric motors, carried out taking into account the driving cycle, showed that for a high-speed electric drive, all parts of the electric motors do not heat up above 60°C when air cooled with a fan. For a low-speed gearless drive with liquid cooling, all parts of the electric motors do not heat up above the permissible temperature (the maximum heating temperature of the windings is 120°C , for the magnets – 110°C (the temperature stability of the N45SH magnets is 150°C).

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розвиток наукових основ і розробка принципів побудови електромеханічних перетворювачів енергії з постійними магнітами та магнітними редукторами», (шифр «МАГРЕД»), КПКВК 6541030.

1. Ivanov M.D., Ponomarev A.A., Ieropol'skij B.K. Tram cars T-3. Moskva: Transport, 1977. 240 p. (Rus)
2. Volkov V.A. Optimization of electric consumption of trolleybus with traction frequency-regulated asynchronous engine and super-condensating driver of generated energy. *Elektromekhanichni i energozberigayuchi sistemi*. 2019. Vypusk 1(45). Pp. 87-103. (Rus)
3. Peresada S.M., Kovbasa S.N., Bovkunovich V.S. Comparative testing of algorithms for vector and frequency control of the torque of an induction motor in electromechanical systems of passenger electric transport. *Visnik Kremenchuc'kogo derzhavnogo politekhnichnogo universitetu imeni Mihajla Ostrograds'kogo*. 2009. Vypusk 4 (57), ch. 1. Pp. 13-16. DOI: <https://doi.org/ela.kpi.ua/handle/123456789/38973>. (Rus)
4. Zakharov A., Kobelev A., Makarov L., Skitovich S. Research, Development, Manufacturing and Application of Energy Efficient Electric Motors. X International Conference on *Electrical Power Drive Systems (ICEPDS)*. 2018. Novocheerkassk, Russia, October 3-6, 2018. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEPDS.2018.8571692>.
5. Tergemes K.T., Amangaliyev Y.Z., Karassayeva A.R. Perspective Directions of the Development of Electric Transports' Electric Drive. International Multi-Conference on *Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon)*. 2019. Vladivostok, Russia, October 1-4, 2019. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/FarEastCon.2019.8934792>.

6. Traction converters. URL: www.abb.com/tractionconverters (accessed: 16.05.2021)
7. Vaskovskyi Yu.M., Haidenko Yu.A., Rusiatynskyi A.E. Mathematical modeling and selecting of construction parameters for traction synchronous motors with permanent magnets. *Tekhnichna elektrodinamika*. 2013. No 6. Pp. 40-45. (Rus)
8. Huynh T.A, Hsieh M-F. Performance Analysis of Permanent Magnet Motors for Electric Vehicles (EV) Traction Considering Driving Cycles. *Energies*. 2018. Vol. 11(6): 1385. DOI: <https://doi.org/10.3390/en110613859>.
9. Ehab Sayed, Rong Yang, Jianbin Liang, Mohamed H. Bakr, Berker Bilgin, Ali Emadi. Design of unscrewed interior permanent magnet traction motor with asymmetric flux barriers and shifted magnets for electric vehicles. *Electric Power Components and Systems*. 2020. Vol. 48. No 6-7. Pp. 652-657. DOI: <https://doi.org/10.1080/15325008.2020.1797938>
10. Grebenikov V.V., Priymak M.V. Methods for reducing the pulsations of the electromagnetic moment in electric machines with permanent magnets of tangential magnetization. *Visnik Natsionalnoho tekhnichnoho universitetu KhPI*. 2014. Vypusk 38. Seriya: *Elektrichni mashini ta elektromekhanichne peretvorenniya energii*. Pp. 69 – 78. (Rus)
11. Nikitin V.V., Parmas A.YA.-YU., Pivovarov V.M., Sattarov R.R. Gearless traction electric drive of urban rail transport. *Izvestiya PGUPS. Sovremennye tekhnologii – transportu*. 2013. No 1. Pp. 31-38. (Rus)
12. Tram «Forcity Alfa» Praga. URL: www.skoda.cz/ru/references/tramcar-forcity-alfa-prague (accessed: 16.05.2021) (Rus)
13. Simcentre Motorsolve URL: <https://www.infologicdesign.co.uk/motorsolve> (accessed: 16.05.2021)

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ МАГНІТНИХ СИСТЕМ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ ДЛЯ ТРАМВАЯ

В.В. Гребеніков*, докт. техн. наук, **Р.В. Гамалія****, канд. фіз.-мат. наук, **С.А. Дадичін**
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: elm1153@gmail.com

Проведено чисельне дослідження восьми конфігурацій магнітної систем електродвигунів з постійними магнітами для приводу трамвая. Електродвигун з постійними магнітами може бути використаний як високошвидкісний для заміни існуючого електроприводу постійного струму трамвая, а також як низькошвидкісний безредукторний електропривод трамвая нового покоління. Визначено найбільш перспективні конфігурації магнітних систем з постійними магнітами для приводу трамвая. Шляхом варіації геометричних і обмотувальних параметрів кожної з досліджуваних моделей електродвигунів, визначено механічні характеристики, за яких досягається заданий момент і потужність у всьому діапазоні частоти обертання ротора. Також виконано тепловий розрахунок з урахуванням міського їздового циклу високошвидкісних двигунів у разі повітряного охолодження вентилятором і низькошвидкісних – в режимі рідинного охолодження. Розрахунок характеристик досліджуваних електродвигунів виконаний у програмному пакеті Simcentre MotorSolve. Бібл. 13, рис. 8, табл. 3

Ключові слова: чисельне моделювання, електродвигун, постійні магніти, електромагнітний момент, робочі характеристики, тепловий розрахунок, електропривод трамвая.

Надійшла 24.05.2021

ЕНЕРГЕТИЧНІ ПОКАЗНИКИ АКсіАЛЬНОГО АСИНХРОННОГО ДИСКОВОГО ДВИГУНА ДЛЯ СУДНОВИХ НАВІГАЦІЙНИХ РЛС

Р.С. Крищук^{1*}, канд.техн.наук, С.І. Гаврилук¹, Г.А. Циганкова², канд.техн.наук

¹Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: tems@ukr.net

²Національний університет харчових технологій,

вул. Володимирська, 68, Київ, 01601, Україна.

Важливою задачею є розроблення надійного безредукторного електроприводу для антен суднових радіолокаційних станцій (РЛС). У статті запропоновано оцінити енергетичні показники торцевого асинхронного дискового двигуна (ТАДД) з масивним біметалевим ротором для суднових РЛС. Використовується модель ТАДД, що складається з трьох розрахункових областей з граничною умовою симетрії, а також відомий аналітичний метод розрахунку електромагнітного поля ТАДД з урахуванням змінної по радіальній координаті лінійної швидкості руху ротора. Для розроблення програми чисельного розрахунку потужності та енергетичних показників двигуна представлено готові до використання вирази. Запропоновано алгоритм розрахунку розмірів ТАДД з використанням програми чисельного розрахунку, а також відомі рекомендації класичної теорії електричних машин. Задля оцінки енергетичних показників виконано розрахунок розмірів конкретного ТАДД для суднових РЛС, використовуючи запропонований алгоритм розрахунку. Досліджено енергетичні показники ТАДД у разі зміни моменту навантаження на валу за різних частот обертання ротора. Бібл. 20, рис. 5, табл. 3.

Ключові слова: метод розрахунку, аксіальний двигун, дисковий ротор, енергетичні показники, система навігації.

Вступ. Створення надійного електроприводу для антен суднових радіолокаційних станцій (РЛС) є важливою задачею [1]. До електроприводу висуваються вимоги: статична і динамічна точність; великий діапазон дискретного регулювання частоти; врахування системою автоматичного керування (САК) електроприводу різких коливань навантаження на двигун внаслідок поривів вітру; мінімальні масо-габаритні показники; високий ресурс безвідмовної роботи. Для вирішення задачі перспективним вбачається використання двигунів без механічних редукторів. Оскільки редуктори мають обмежений термін експлуатації, а в суднових РЛС вісь редуктора вимушено розміщується у вертикальному положенні, що ускладнює редуктор.

Є кілька шляхів вирішення цієї задачі [2, 3, 4] та ін.. В більшості випадків можуть бути електродвигуни або з радіальним, або з аксіальним магнітним потоком. Використання торцевого (аксіального) асинхронного дискового двигуна з прямим приводом є одним з варіантів.

Торцеві (аксіальні) машини відрізняються від радіальних: можливість кращого охолодження роторів; можливість встановити на один обертовий вал кілька роторів; досягнення менших аксіальних розмірів, можливість регулювання повітряного проміжку та інші [5]. Найпростіша конструкція ротора торцевого асинхронного двигуна – це дисковий безпазовий ротор. Такі ротори можуть бути як монометалеві з електропровідного немагнітного металу, що знаходиться поміж двох статорів, так і біметалеві, що можуть працювати з одним, або з двома статорами.

Теоретичні дослідження торцевих асинхронних машин набувають розвитку, про що свідчать публікації щодо розрахунку енергетичних показників та конструювання торцевих асинхронних двигунів, наприклад [6–13]. У відділі електромагнітних систем Інституту електродинаміки НАН України набув розвитку аналітичний метод інтегральних перетворень для розрахунку електромагнітного поля та енергетичних показників електричних машин [14].

Метою роботи є розробка алгоритму визначення головних розмірів і встановлення аналітичних залежностей між коефіцієнтом корисної дії, частотою струму, напругою живлення і моментом на валу торцевого асинхронного двигуна з дисковим біметалевим ротором із заданими частотами обертання ротора на прикладі безредукторного електроприводу суднових навігаційних РЛС.

Аналітично-чисельний метод розрахунку енергетичних характеристик. Для досягнення мети роботи використовується аналітичний метод інтегральних перетворень для розрахунку

магнітного поля, потужності і енергетичних показників. Метод набув розвитку, опублікований в [15-18] та інших статтях, в яких досліджено усереднене магнітне поле [15], паралельне ввімкнення статорів до джерела живлення [18], умови досягнення адекватності моделі ТАДД [17], магнітне поле, що неоднакове по товщині немагнітного зазору з двохшаровою обмоткою і з урахуванням магнітних шунтів, що з'єднують магнітопроводи статорів [16].

На рис. 1, *a* показано ескіз ТАДД з подвійним статором і дисковим біметалевим ротором, на рис. 1, *б* – модель симетричної половини ТАДД в циліндричній системі координат (ρ, φ, z) , яка використовується в аналітично-чисельному методі [15-18].

На рис. 1 позначено: 1 – повітряний проміжок між статором і ротором; 2 – немагнітний електропровідний шар ротора; 3 – магнітний сталевий шар ротора; 4 – магнітопровід; 5 – місцезнаходження струмів у пазах $i_\rho(\rho, \varphi)$; 6 – місцезнаходження струмів лобових частин $i_\varphi(\rho, \varphi)$; 7 – границя між повітряним проміжком і областю з умовно нескінченно великою магнітною проникністю $\mu = \infty$, на якій виконуються граничні умови [8]

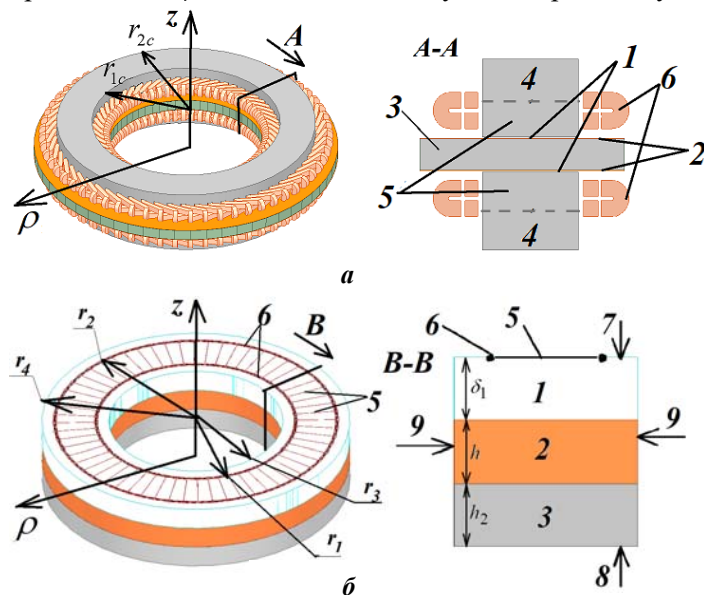


Рис. 1

$$\begin{aligned} H_\rho(\rho, \varphi) &= -i_\varphi(\rho, \varphi), \\ H_\varphi(\rho, \varphi) &= i_\rho(\rho, \varphi); \end{aligned} \quad (1)$$

8 – границя, де виконується гранична умова симетрії

$$H_{\rho, \varphi}(\rho, \varphi) = 0; \quad (2)$$

9 – границя, де виконується гранична умова рівності нулю тангенціальних складових напруженості магнітного поля

$$H_z(\varphi, z) = 0. \quad (3)$$

На границях між областями 1–2 і 2–3 виконується незмінність тангенціальних складових напруженості магнітного поля (H_ρ, H_φ) і нормальної складової індукції B_z . Просторове розміщення струмів кожної фази $i_{\rho A}(\rho, \varphi), i_{\rho B}(\rho, \varphi), i_{\rho C}(\rho, \varphi)$ на границі 7 (рис. 1) задається з допомогою функцій Дірака і Хевісайда [15, 16].

В областях моделі (рис. 1, *б*) виконується розв'язання рівняння магнітного поля для аксіальної складової магнітної індукції – $B_z(\rho, \varphi, z)$. Комплексна амплітуда $B_z(\rho, \varphi, z)$ знаходиться шляхом розв'язання рівняння магнітного поля в квазістаціонарному режимі для гармонічних струмів [15, 16, 18]

$$\frac{\partial^2 B_z}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 B_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 B_z}{\partial \varphi^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial B_z}{\partial \rho} = i\mu_r \mu_0 \sigma \omega B_z + \mu_r \mu_0 \sigma \frac{v_\varphi(\rho, z)}{\rho} \frac{\partial B_z}{\partial \varphi}, \quad (4)$$

де i – уявна одиниця; μ_r – відносна магнітна проникність; μ_0 – магнітна постійна; σ – електропровідність; ω – кутова частота ($2\pi f$); f – частота струму; $v_\varphi(\rho, z)$ – лінійна швидкість. Задля розв'язання рівняння (4) виконано над індукцією $B_z(\rho, \varphi, z)$ і струмами $i_\rho(\rho, \varphi, z), i_\varphi(\rho, \varphi, z)$ інтегральні перетворення у ряди Фур'є по координаті φ і перетворення в скінченних межах по координаті ρ [16].

Далі виконується аналітичне розв'язання рівняння (4) [16]

$$B_z(\rho, \varphi, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} (\tilde{B}_z(k, n, z)(Y_n(r_4 \lambda) J_n(\rho \lambda) - J_n(r_4 \lambda) Y_n(\rho \lambda)) e^{-in\varphi}), \quad (5)$$

де $\tilde{B}_z(k, n, z)$ – перетворена функція $B_z(\rho, \varphi, z)$ після інтегральних перетворень [16]; $Y_n(\cdot)$ і $J_n(\cdot)$ – функції Бесселя; λ – власне число інтегрального перетворення по ρ ; n – параметр інтегрального перетворення Фур'є; k – параметр перетворення по координаті ρ [16]. На границі 7 за $z=0$ (рис. 1, *б*)

$$\begin{aligned}
\tilde{B}_z(k, n) = \tilde{B}_1(k, n) = \tilde{f}_{nk} \cdot f_{Bz1} = \tilde{f}_{nk} & \left(-e^{2\delta_h(\gamma_2 + \gamma_3)} (\gamma_2 - \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) - \right. \\
& - e^{2(\gamma_1\delta_1 + \gamma_2\delta_1 + \gamma_3\delta_k)} (\gamma_2 - \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) + e^{2(\gamma_1\delta_1 + (\gamma_2 + \gamma_3)\delta_h)} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) + \\
& + e^{2\gamma_2\delta_1 + 2\gamma_3\delta_k} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) - e^{2(\gamma_1\delta_1 + \gamma_2\delta_1 + \gamma_3\delta_h)} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) - \\
& - e^{2\gamma_2\delta_h + 2\gamma_3\delta_k} (\gamma_2 - \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) + e^{2\gamma_2\delta_1 + 2\gamma_3\delta_h} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) + \\
& + e^{2(\gamma_1\delta_1 + \gamma_2\delta_h + \gamma_3\delta_k)} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) \left. \right) / \gamma_1 \left(e^{2\delta_h(\gamma_2 + \gamma_3)} (\gamma_2 - \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) - \right. \\
& - e^{2(\gamma_1\delta_1 + \gamma_2\delta_1 + \gamma_3\delta_k)} (\gamma_2 - \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) + e^{2(\gamma_1\delta_1 + (\gamma_2 + \gamma_3)\delta_h)} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) - \\
& - e^{2\gamma_2\delta_1 + 2\gamma_3\delta_k} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) - e^{2(\gamma_1\delta_1 + \gamma_2\delta_1 + \gamma_3\delta_h)} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) + \\
& + e^{2\gamma_2\delta_h + 2\gamma_3\delta_k} (\gamma_2 - \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) - e^{2\gamma_2\delta_1 + 2\gamma_3\delta_h} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) + \\
& \left. + e^{2(\gamma_1\delta_1 + \gamma_2\delta_h + \gamma_3\delta_k)} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) \right); \tag{6}
\end{aligned}$$

$$\gamma_1 = \lambda; \quad \gamma_2 = \sqrt{\lambda^2 + i\mu_2\mu_0\sigma_2\omega(1 - np^{-1}(1-s))}; \tag{7}$$

$$\gamma_3 = \sqrt{\lambda^2 + i\mu_3\mu_0\sigma_3\omega(1 - np^{-1}(1-s))}; \quad \delta_k = \delta_h + h_2 = \delta_1 + h + h_2. \tag{8}$$

Тут $\tilde{B}_{z1}(k, n)$ – функція $\tilde{B}_z(k, n, z)$ для області 1 (рис. 1, б) за $z = 0$ (границя 7, рис. 1); $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ відносяться відповідно до 1, 2, 3 областей моделі (рис. 1); δ_k – розміри на рис. 1. Відносна магнітна проникність (μ_2, μ_3) і електропровідність (σ_2, σ_3) для 2 і 3 областей (рис. 1).

Використавши $\text{div}\mathbf{B} = 0$, граничні умови (1), функції $i_\varphi(\rho, \varphi)$, $i_\rho(\rho, \varphi)$ та інтегральні перетворення по координатах ρ, φ [16], маємо на границі 7 (рис. 1)

$$\frac{\partial \tilde{B}_z}{\partial z} = \tilde{f}_{nk} = -\frac{I_m K_w p q w \mu_0 \lambda^2}{\pi n C_k} (-1)^{5/6} \xi_1 \xi_2, \tag{9}$$

$$\xi_1 = \int_{r_1}^{r_2} \rho (Y_n(r_4 \lambda) J_n(\rho \lambda) - J_n(r_4 \lambda) Y_n(\rho \lambda)), \quad \xi_2 = (-1)^{2/3} + (-1)^{1/3} e^{\frac{i\pi}{3p}} + e^{\frac{2i\pi}{3p}},$$

$$K_w = e^{in\left(-\pi + \frac{\varphi_\tau}{6}\right)} \left(1 - e^{in\beta\varphi_\tau} \left(\sin\left(n\frac{\varphi_\tau}{6}\right) / 2pq \sin\left(n\frac{\varphi_\tau}{6q}\right) \right) \right) \sum_{x=1}^{2p} e^{in\varphi_\tau(x-1)} (-1)^{x-1}. \tag{10}$$

Тут I_m – комплексна амплітуда струму в ефективному провіднику обмотки фази A (кути фаз B, C зміщені відносно фази A на 120°); w – кількість витків у котушці (що займає половину пазу в двохшаровій обмотці); p – кількість пар полюсів; q – кількість пазів на полюс-фазу; β – коефіцієнт вкорочення кроку обмотки. Вираз для розрахунку нормуючого множника $C_k(k, n)$ інтегрального перетворення по координаті $\rho \in [16, 18]$. Числа λ кількістю k для кожного значення n знаходяться із рівняння [16]

$$Y_n(r_4 \lambda) J_n(r_3 \lambda) - J_n(r_4 \lambda) Y_n(r_3 \lambda) = 0. \tag{11}$$

Для задовільної точності розрахунку достатньо взяти: $k = 1, 2, \dots, 150$; $n = p, -5p, 7p, -11p, 13p$. Тут $n = p$ – для першої просторової гармоніки магнітного поля, $n = -5p$ – для 5-ї гармоніки і т.д. [6, 20].

Вирази для електромагнітного моменту M_{em} і повної потужності S_{em} одержуються із індукції магнітного поля B_z і струму i_ρ відповідно до [15, 16]

$$M_{em} = \text{Re} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{\eta=1}^{\infty} \left(\xi_1 \tilde{B}_{z1}(k, n) \left(-2(-1)^{1/3} \xi_2 I_m K_w p q w \right)^* \right) \right), \tag{12}$$

$$S_{em} = -i\omega \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{\eta=1}^{\infty} \left(\xi_1 \tilde{B}_{z1}(k, n) \left(2n^{-1} (-1)^{5/6} \xi_2 I_m K_w p q w \right)^* \right), \tag{13}$$

де $(\cdot)^*$ – комплексно спряжена величина.

Комплексна повна потужність S_{em} включає: активну корисну потужність P_2 для створення моменту M_{em} на валу; активну потужність додаткових втрат від вищих зубцевих гармонік; активну потужність електричних втрат в роторі; реактивну потужність від основної гармоніки ($n = p$), вищих зубцевих гармонік ($|n| > p$) та потоків розсіювання лобових частин обмотки. Потужність S_{em} не включає: активну потужність електричних втрат в обмотці статора; активну потужність поверхневих та пульсаційних втрат від вихрових струмів на поверхні зубців магнітопроводу [19]; потужність втрат в сталі; вентиляційних втрат; механічних втрат; реактивну потужність потоків розсіювання пазів статора.

Розсіювання в пазах і електричні втрати обмотки статора враховуються введенням додаткового комплексного опору Z_w для двохшарової обмотки [19]. Комплексна повна потужність (без втрат в сталі, механічних і вентиляційних) розраховується за виразом

$$S = S_{em} + 1,5I_m^2 Z_w. \quad (14)$$

Корисна потужність, ККД, коефіцієнт потужності відповідно

$$P_2 = M_{em} \omega (1-s)/p, \quad \eta = P_2 / \text{Re}(S), \quad \cos \varphi = \text{Re}(S) / |S|. \quad (15)$$

Часто потрібно виконувати розрахунок з заданою амплітудою трифазної напруги U_m . Для цього із виразу для обчислення повної потужності S_{em} [15, 16] одержано комплексні величини параметрів на кожну фазу (Z_A, Z_B, Z_C) з урахуванням комплексних параметрів індуктивного зв'язку між фазами $Z_{AB}, Z_{AC}, Z_{BC}, Z_{BA}, Z_{CA}, Z_{CB}$ [16]

$$S_{em} = 0,5 \left(Z_A I_A^* I_A + Z_{AB} I_A^* I_B - Z_{AC} I_A^* I_C + Z_{BA} I_B^* I_A + Z_B I_B^* I_B - Z_{BC} I_B^* I_C - Z_{CA} I_C^* I_A - Z_{CB} I_C^* I_B + Z_C I_C^* I_C \right). \quad (16)$$

З виразу розрахунку електромагнітної повної потужності S_{em} [16] і виразу (16) одержимо

$$Z_A = -i\omega \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left(f_{Bz1} \tilde{f}_{nkZ} \left(\frac{WK_w e^{in\varphi_A}}{in} \right)^* WK_w e^{in\varphi_A} \xi_1 \right); \quad (17)$$

$$Z_{CB} = -i\omega \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left(f_{Bz1} \tilde{f}_{nkZ} \left(\frac{WK_w e^{in\varphi_C}}{in} \right)^* WK_w e^{in\varphi_B} \xi_1 \right). \quad (18)$$

Аналогічно до (17) і (18) записуються всі інші параметри $Z_B \dots Z_{CC}$, змінюючи кути фази $\varphi_A = 0, \varphi_B = 2\pi/3p, \varphi_C = \pi/3p$. Тут функцію \tilde{f}_{nkZ} одержано з (9)

$$\tilde{f}_{nkZ} = -\frac{\mu_0 \lambda^2}{2\pi i n C_k} \int_{r_1}^{r_2} \rho (Y_n(r_4 \lambda) J_n(\rho \lambda) - J_n(r_4 \lambda) Y_n(\rho \lambda)). \quad (19)$$

Напруга на кожну фазу розраховується як

$$\begin{aligned} U_A &= (Z_A + Z_W) I_A + Z_{AB} I_B - Z_{AC} I_C; \\ U_B &= Z_{BA} I_A + (Z_B + Z_W) I_B - Z_{BC} I_C; \\ U_C &= -Z_{CA} I_A - Z_{CB} I_B + (Z_C + Z_W) I_C, \end{aligned} \quad (20)$$

у яких враховано комплексний опір Z_W . Для того, щоб виконати розрахунок з заданою напругою, необхідно розв'язати систему рівнянь, де невідомими є струми. Система рівнянь залежить від схеми включення обмотки. Для схеми «зірка»

$$\begin{cases} (Z_A + Z_W) I_A + Z_{AB} I_B - Z_{AC} I_C - Z_{BA} I_A - (Z_B + Z_W) I_B + Z_{BC} I_C = U_A - U_B; \\ Z_{BA} I_A + (Z_B + Z_W) I_B - Z_{BC} I_C + Z_{CA} I_A + Z_{CB} I_B - (Z_C + Z_W) I_C = U_B - U_C; \\ I_A + I_B + I_C = 0, \end{cases} \quad (21)$$

де задано комплексні значення фазних напруг $U_{A,B,C}$ або електрорушійної сили $E_{A,B,C}$ за умови $\text{Re}(Z_W) = 0$

$$\begin{aligned} U_A &= U_m \text{ (або } E_A = E_m \text{ при } \text{Re}(Z_W) = 0), \\ U_B &= U_A e^{-i2/3\pi} \text{ (або } E_B = E_A e^{-i2/3\pi} \text{ при } \text{Re}(Z_W) = 0), \\ U_C &= U_A e^{i2/3\pi} \text{ (або } E_C = E_A e^{i2/3\pi} \text{ при } \text{Re}(Z_W) = 0). \end{aligned} \quad (22)$$

Для одержання енергетичних характеристик ТАДД складається програма чисельного розрахунку із виразів (5)...(22). У табл. 1 наведено параметри, які задаються на вході програми і одержуються на виході. Позначення «^» означає комплексне число. У разі $z=0$ знаходиться границя зі струмами 7 (рис. 1).

Таблиця 1

Параметри на вході програми	Параметри на виході програми
$r_3, r_4, \delta_1, h, h_2, \sigma_2, \sigma_3, \mu_2, \mu_3, s, q,$ $p, w, f, \hat{I}_{A,B,C}$ або $\hat{U}_{A,B,C}$ ($\hat{E}_{A,B,C}$).	$M_{em}, \hat{S}, P_2, \eta, \cos \varphi, \hat{U}_{A,B,C}$ $(\hat{E}_{A,B,C}), \hat{I}_{A,B,C}, \hat{B}_z(\rho, \varphi)$ при $z = 0$.

Алгоритм визначення головних розмірів ТАДД. Для того, щоб оцінити енергетичні показники ТАДД, використовується метод розрахунку (вирази (5)...(22), табл. 1) в системі комп'ютерної алгебри. Приймається умова, що відомими є такі параметри двигуна: мінімальна частота $n_{2\min}$, об/хв й максимальна частота $n_{2\max}$, об/хв обертання ротора; максимальні моменти навантаження на валу ротора для цих частот, відповідно $M_{\max 1}$, Н·м і $M_{\max 2}$, Н·м; максимально можливий зовнішній радіус ротора r_4 , м; максимальна напруга живлення U_m , В джерела живлення; межі регулювання частоти f , Гц. Аксіальні розміри моделі (рис. 1, б) δ_1, h, h_2 , електропровідність і відносна магнітна проникність ротора ($\sigma_2, \sigma_3, \mu_2, \mu_3$) задаються наближено і уточнюються в процесі пошуку оптимальних розмірів ТАДД.

Радіус магнітопроводу статора r_{2c} (рис. 1) вибирається за умов, що краї лобових частин сягають радіусів r_3 та r_4 , як це показано на рис. 1, а. Оскільки доведено в [17], що саме за такої умови вищеописаний аналітичний метод розрахунку дає результат з мінімальною похибкою. Виступ лобових частин за межі магнітопроводу статора залежить від багатьох параметрів, серед яких величина полюсної відстані $\tau(\rho)$

$$r_3 = r_{1c} - a \cdot \tau(\rho), \quad r_4 = r_{2c} + a \cdot \tau(\rho). \quad (23)$$

Тут a – коефіцієнт виступу обмотки за межі магнітопроводу. На ескізі (рис. 1, а), де розміри ТАДД відповідають відсіку для розміщення електроприводу антени суднової РЛС «Міус», $a \approx 0,55$, тому таке значення коефіцієнту a можна вибрати при першому наближеному розрахунку двигуна.

Із (23) визначається радіус r_{2c}

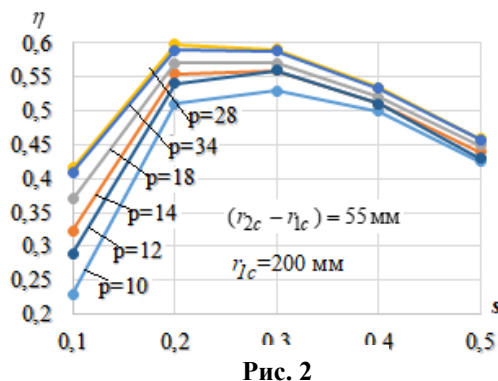


Рис. 2

$$r_{2c} = \frac{pr_4}{p + a\pi}, \quad \text{де } \tau(\rho) = \pi\rho/p, \quad \rho = r_{2c}. \quad (24)$$

Із теорії розрахунку асинхронних електричних машин відомо [19], що рекомендоване відношення довжини магнітопроводу $(r_{2c} - r_{1c})$ до полюсного кроку $\tau(\rho)$ становить від 1:1 до 2:1. На рис. 2 показано коефіцієнт η ТАДД в залежності від кількості пар полюсів і ковзання за постійних I_m, q і швидкості n_2 , а також відношення довжини магнітопроводу $(r_{2c} - r_{1c})$ до полюсного кроку $\tau(\rho)$ від 1:1 до 2:1 буде рекомендованим, оскільки за $p=10$ крива η знаходиться відсторонено від інших, а за

$p = 34$ крива η знаходиться нижче $p = 28$. Менша кількість p дозволить мати більший зубцевий крок t_z , що дасть змогу робити пази меншої глибини h_1 або навіть збільшити число q . Тому вибір радіальної довжини статора і середньої полюсної відстані виконується наступним чином:

$$\tau(\rho) \leq (r_{2c} - r_{1c}), \text{ де } \tau(\rho) = \pi\rho/p, \rho = 0,5(r_{2c} + r_{1c}). \quad (25)$$

На початковому етапі задається довільно радіус магнітопроводу статора r_{1c} і кількість пар полюсів p з виконанням умови (25)

$$p \geq \pi r_{1c} / (r_{2c} - r_{1c}). \quad (26)$$

Далі розраховується внутрішній радіус ротора r_3 (23).

Задля більшої точності розрахунку потрібно в аналітичному методі задати відстань $(r_2 - r_1)$ дещо більше, ніж відстань $(r_{2c} - r_{1c})$ [17]

$$r_1 \approx r_{1c} - 0,75(\delta_1 + h), \quad r_2 \approx r_{2c} + 0,75(\delta_1 + h). \quad (27)$$

Кількість зубців статора

$$Z_1 = 6pq. \quad (28)$$

Ширина пазів вибирається як половина зубцевого кроку t_z на радіусі r_{1c}

$$b_1 \approx t_z/2 = \pi r_{1c} / Z_1. \quad (29)$$

Таким чином ширина зубців буде дещо більшою, ніж ширина пазів, що відповідає [19]. Кількість q уточнюється в (28), якщо ширина пазів b_1 не відповідає рекомендованим значенням [19].

Висота пазів h_1 на початку розрахунку задається наближено

$$h_1 = k_{bh} b_1, \quad (30)$$

де k_{bh} – коефіцієнт відношення висоти пазу до ширини пазу.

Кількість витків w на початкових етапах, коли не враховується опір обмотки Z_w , можна задати довільно, орієнтуючись на рівень індукції в повітряному проміжку. Але уже під час врахування Z_w потрібно, щоб кількість витків w максимально відповідала номінальній напрузі. Для наближеного розрахунку Z_w поперечний переріз провідників можна оцінити за формулою

$$s_n = \frac{b_1 h_1 k_m}{w_n}, \quad (31)$$

де k_m – коефіцієнт заповнення пазів міддю, який за теорією електричних машин для наближених розрахунків можна прийняти $k_m = 0,3$; $w_n = 2w$ – кількість витків двошарової обмотки у пазу.

Розміри ротора h і h_2 значно впливають на коефіцієнт корисної дії η і на момент на валу двигуна M_{em} . Зростання товщини мідного покриття h веде до зростання немагнітного проміжку $(\delta_1 + h)$ і зменшення електричного опору ротора. Феромагнітний шар ротора товщиною h_2 має значно меншу електропровідність, ніж шар міді, і може, в основному, використовуватися для відведення тепла від міді та надання більшої стійкості до викривлень ротора. Також феромагнітний шар ротора виконує роль магнітопроводу у випадку, якщо ТАДД з одним статором.

На рис. 3, *a-b* показано, яким чином може змінюватися електромагнітний момент на валу ротора, а також коефіцієнт корисної дії двигуна в залежності від товщини мідного покриття ротора і ковзання. Тут задана постійною електрорушійна сила в програмі розрахунку (табл. 1), частота струму залежить від ковзання для підтримання частоти ротора $n_2 = \text{const}$. Як видно на рис. 3, *a-b*, за відсутності мідного покриття зменшується немагнітний проміжок, зростає коефіцієнт корисної дії, але при цьому не досягається достатній момент на валу. За наявності мідного покриття зменшився коефіцієнт корисної дії внаслідок зростання електричних втрат у мідному покритті, але при цьому зріс момент. За товщини міді 0,5 мм коефіцієнт корисної дії незначно більший, ніж за 1 мм, але момент суттєво менший. У разі зростання моменту зростає і струм в обмотці статора, що в свою чергу приведе до росту електричних втрат в обмотці статора, які не враховуються в розрахунку на рис. 3. Тому оптимальні розміри h і h_2 потрібно уточнити під час врахування електричних втрат статора на початкових і кінцевих етапах виконання розрахунку ТАДД.

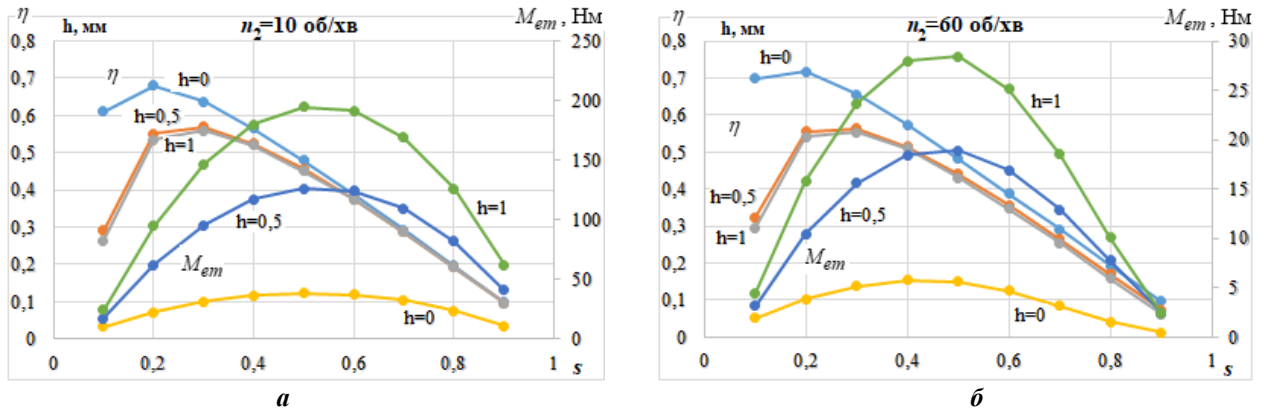


Рис. 3

Якщо двигун працює на різних частотах n_2 за змінної потужності вітру, який створює навантаження на валу двигуна, то корисна потужність P_2 такого двигуна повинна бути також змінною. У цьому випадку $E/f \neq \text{const}$, а момент на валу двигуна, струм та індукція магнітного поля будуть змінюватися (табл. 2). Тому слід врахувати, що під час регулювання швидкості ротора максимальна напруга на виводах обмотки може бути (залежно від графіку навантаження на антену РЛС) за максимальної частоти ротора $n_{2\text{max}}$ (табл. 2), а максимальний струм в обмотці (та відповідно індукція магнітного поля) буде за мінімальної частоти ротора $n_{2\text{min}}$ (табл. 2). Тому розрахунок кількості витків має бути за $n_{2\text{max}}$, а розрахунок перерізу витків, кількості паралельних віток обмотки, висоти ярма статора – за частоти $n_{2\text{min}}$. При цьому на мінімальній частоті ротора $n_{2\text{min}}$ за максимального коефіцієнта корисної дії двигуна частотний перетворювач джерела живлення може не мати можливості знизити частоту до потрібного мінімального значення, а тому двигун може працювати зі збільшеним ковзанням і з меншим коефіцієнтом η .

Менший радіус магнітопроводу статора r_{1c} уточнюється в залежності від досягнення потрібного моменту на валу ($M_{\text{max}1}$ і $M_{\text{max}2}$) за максимальної та мінімальної швидкостях ротора ($n_{2\text{min}}$ і $n_{2\text{max}}$), і в залежності від допустимої індукції магнітного поля в повітряному проміжку B_z . На практиці уточнення розміру r_{1c} може бути виконано таким чином: у програмі розрахунку на вході (табл. 1) задається струм живлення I_m і мінімальна частота ротора $n_{2\text{min}}$ з допомогою частоти струму f . Шляхом регулювання в програмі розрахунку струму I_m (ковзання s вибирається з максимальним коефіцієнтом η) досягається максимальний необхідний момент на валу двигуна ($M_{\text{max}1}$), і фіксується при цьому показник амплітудного значення індукції магнітного поля в повітряному проміжку B_z . Якщо індукція B_z в повітряному проміжку відрізняється від рекомендованої [19], то виконується уточнення r_{1c} і p (26), та розрахунок повторюється.

Таблиця 2

	$I_m = \text{const}, s = 0,25$						$E_m = \text{const}, s = 0,25$					
n_2	10	20	30	40	50	60	10	20	30	40	50	60
P_2	12	47	105	185	286	404	12					
f	3,1	6,2	9,3	12,4	15,6	18,7	3,1	6,2	9,3	12,4	15,6	18,7
E_m	80	159	237	315	392	467	80					
M_{em}	11,3	22,5	33,5	44,2	54,6	64,4	11,3	5,7	3,8	2,85	2,28	1,89
B_m	0,75						0,75	0,38	0,26	0,19	0,16	0,13
I_m	7,00						7,00	3,53	2,36	1,78	1,43	1,20

Далі на вході в програмі розрахунку (табл. 1) задається такий струм живлення I_m за частоти ротора $n_{2\text{max}}$ (ковзання s вибирається з максимальним коефіцієнтом η), щоб досягався

максимальний необхідний момент $M_{\max 2}$, і фіксується значення одержаної напруги живлення U_m на виході програми розрахунку (табл. 1). Якщо U_m відрізняється від номінальної максимальної напруги джерела живлення, то уточнюється кількість витків w , розміри пазів, і розрахунок повторюється.

Коли вже визначено кількість витків і струм, виконується більш точний розрахунок перерізу провідників, розмірів ізоляційних матеріалів, уточнюється глибина пазів. За необхідності виконується один або кілька уточнюючих обчислень, починаючи з виразів (26)...(28).

Оцінка енергетичних показників ТАДД для суднових РЛС «Міус» і необхідних параметрів джерела живлення з регульованою частотою струму. За даними [1] максимальна частота обертання антени РЛС «Міус» 60 об/хв з максимальним моментом на валу 35 Н×м, мінімальна частота обертання ротора – 10 об/хв з максимальним моментом 78 Н×м, а також робочі частоти 24 та 12 об/хв з максимальним моментом відповідно 68 та 75 Н×м. У більшості випадків за нормальних погодних умов навантаження на антену складає 10...20 Н×м.

Таким чином за запропонованим вище алгоритмом розраховано головні розміри ТАДД антени РЛС «Міус»: $r_3 = 0,144$ м; $r_4 = 0,282$ м; $r_{1c} = 0,175$ м; $r_{2c} = 0,240$ м; $\delta_2 = 0,01$ м, $h = 0,0005$ м, $\delta_1 = 0,0007$ м; $h_a = 0,016$ м, $b_1 = 0,010$ м; $h_1 = 0,026$ м, $h_k = 0,004$ м; $Z_1 = 60$, $p = 10$, $w_n = 53$; вибрано провідник ПЭТВ-2 з діаметром міді 1,18 мм; $\mu_2 = \mu_0$; $\mu_3 = 200\mu_0$; $\sigma_2 = 47 \cdot 10^6$ См/м; $\sigma_3 = 1,8 \cdot 10^6$ См/м.

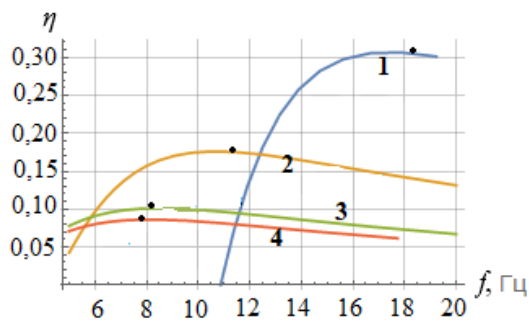


Рис. 4

На рис. 4 побудовано чотири залежності коефіцієнту η (позначення 1, 2, 3, 4 – відповідно $n_2 = 60, 24, 12, 10$ об/хв) від частоти f для ТАДД антени РЛС «Міус» за умов, що всі параметри двигуна на вході програми розрахунку (табл. 1) незмінні, задано напругу живлення, а частота струму є функцією ковзання

$$f(s) = \frac{n_2 p}{60(1-s)}. \quad (32)$$

На рис. 4 видно, що за незмінної частоти обертання ротора n_2 коефіцієнт корисної дії η залежить від ковзання, а тому і від частоти (32).

Для вибраних із рис. 4 частот f побудовано регульовальні характеристики: зміна фазної напруги U_ϕ трифазного джерела живлення (рис. 5, а) і струму (рис. 5, б) в залежності від моменту на валу за частот обертання ротора 60, 24, 12, 10 об/хв (позначення 1, 2, 3, 4). Ці характеристики забезпечують енергетичні показники ТАДД, що наведено в таблиці 3, і можуть бути використані для системи автоматичного керування ТАДД після експериментального уточнення.

Максимальна активна потужність під час шторму оцінюється біля 0,96 кВт за моменту навантаження 78 Н×м і частоті обертання ротора 10 об/хв (рис. 5 і табл. 3). У випадку навантаження на двигун 20 Н×м струм у провідниках дорівнює 1,9 А (рис. 5, б), активна потужність – 0,24 кВт.

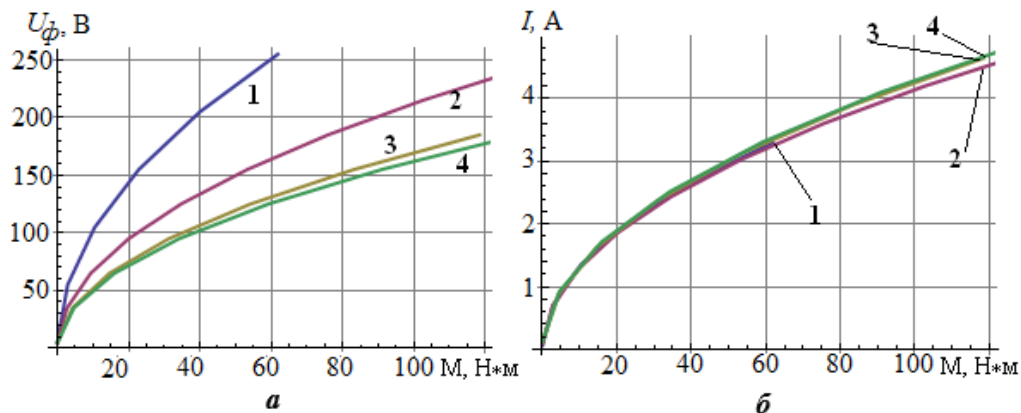
Таблиця 3

Крива на рис. 4	n , об/хв	f , Гц (рис.3)	s	η	$\cos\phi$
1	60	18,50	0,46	0,305	0,506
2	24	11,43	0,65	0,175	0,544
3	12	8,33	0,76	0,101	0,571
4	10	7,79	0,77	0,092	0,576

Отже, джерело живлення для двигуна антени РЛС повинне видавати регульовану напругу на кожен фазу U_ϕ до 220 В (діюче значення) з дискретною зміною частоти струму 5...20 Гц і максимальним струмом $I = 4,9$ А (діюче значення). ККД двигуна може становити

до 8...30 % за частот обертання ротора від 10 до 60 об/хв. Максимальна потужність електричних втрат за частоти ротора 10 об/хв – майже 0,9 кВт за умов шторму [1].

Аналітичний метод розрахунку та використаний алгоритм обчислення разом з теорією електричних машин [19, 20] дають змогу одержати оцінку можливих енергетичних показників ТАДД з урахуванням особливих умов його роботи. Дані отримано з припущеннями, які закладено в



аналітичний метод розрахунку. Задля більшої точності розрахунку потрібно врахувати усі втрати, нелінійність параметрів, які в методі розрахунку приймаються постійними, а також уточнити енергетичні показники експериментальним дослідженням.

Висновки. Запропоновано алгоритм розрахунку головних розмірів торцевого асинхронного дискового двигуна (ТАДД), що працює на різних номінальних частотах обертання ротора, з використанням програми розрахунку енергетичних показників двигуна на основі аналітичного методу, який має ряд припущень. Розрахунок за алгоритмом дає змогу визначити головні розміри ТАДД, якщо відомо максимально можливий радіус дискового ротора, номінальні мінімальна та максимальна частоти обертання ротора і максимальні моменти вітрового навантаження на антену РЛС.

З використанням аналітичного методу розрахунку енергетичних характеристик і алгоритму розрахунку головних розмірів ТАДД для антен суднових радіолокаційних станцій (РЛС) «Міус» встановлено аналітичні залежності моменту, енергетичних показників, напруги живлення, струму для чотирьох частот обертання ротора 60, 24, 12, 10 об/хв, що можуть бути використані в системі автоматичного керування ТАДД після експериментального уточнення.

З урахуванням прийнятих припущень в розрахунках, в умовах шторму за максимального навантаження на антену РЛС активна потужність, що споживається ТАДД, оцінюється на рівні 0,96 кВт за момента навантаження 78 Н×м і частоті обертання ротора 10 об/хв. За відсутності поривів вітру ця потужність оцінюється на рівні 0,24 кВт за моменті навантаження 20 Н×м. Для керування ТАДД необхідно мати трифазне джерело живлення з можливістю динамічного плавного регулювання напруги і дискретним динамічним регулюванням частоти струму.

Роботу виконано за рахунок коштів бюджетної програми «Розвиток теорії, розроблення методів інтелектуалізації технологічних процесів та засобів керування, моніторингу, діагностування і вимірювання в електроенергетичних та електротехнічних системах» («ІНТЕХЕН-2», 0120U002125), КПКВК 6541230.

1. Волков И.В., Стяжкин В.П., Милько Р.Э., Доманский Г.В. Безредукторная электромеханическая система радиолокационной станции с дугостаторным электроприводом. *Електротехнічні комплекси і системи*. 2011. Вып. 3. С. 248-252.

2. Кононов Б.Т., Любарський Б.Г., Куравська Н.М. Моделирование работы безредукторного электропривода системы обертання антени РЛС. *Системи управління, навігації та зв'язку*. 2016. № 2. С. 44-47.

3. Кошелев М.В., Калач Ю.Н. Безредукторный электропривод антен РЛС. XIII молодежная научно-техническая конференция *Радиолокация и связь – перспективные технологии*. Москва, РФ, 2015, 3 декабря. С. 81-84.

4. Eskelinen P.A. Simple high-speed antenna rotator for millimeter-wave clutter measurements. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2005. No 47. Pp. 54-58. DOI: <https://doi.org/10.1109/map.2005.1608720>

5. Полошков Н.Е. Двухроторный торцевой асинхронный двигатель: автореф. дис. канд. техн. наук: 05.09.01. ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет». Красноярск. 2010. 20 с.

6. Mirzaei M., Mirsalim M., Abdollahi S.E. Analytical modeling of axial air gap solid rotor induction machines using a quasi-three-dimensional method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2007. Vol. 43. No 7. Pp. 3237-3242. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2007.894215>

7. Amin Nobahari, Ahmad Darabi, Amir Hassannia. Axial flux induction motor, design and evaluation of steady state modeling using equivalent circuit. *IEEE Conference Paper 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC 2017)*. Mashhad, Iran, February 14-16, 2017. Pp. 352–358. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDSTC.2017.7910351>
8. Durgesh Kumar Banchhor, Ashwin Dhabale. Design, Modeling, and Analysis of Dual Rotor Axial Flux Induction Motor. *IEEE Conference Paper IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. Chennai, India, December 18-21, 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDES.2018.8707644>
9. Cencen Hong, Wenxin Huang, Zhenwei Hu. Performance Calculation of a Dual Stator Solid Rotor Axial Flux Induction Motor Using the Multi-Slice and Multi-Layer Method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2019. Vol. 55. Iss. 2. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2018.2872457>
10. Kalo A.K., Dwivedi A., Srivastava R.K., Banchhor D.K. Experiences with Axial-Flux induction motor. *IEEE International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE)*. Shillong, India, Juny12-13, 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/epetsg.2015.7510124>
11. Tapia Montero M. A., Hoffer Garces A. E., Tapia Ladino J.A., Wallace Collao R.R. Simulation and Analysis of an Axial Flux Induction Machine. *IEEE Latin America Transactions*. 2017. Vol. 15(7). Pp. 1263–1269. DOI: <https://doi.org/10.1109/TLA.2017.7959345>
12. Tapia M.A., Jara W., Wallace R., Tapia J.A. Parameters Identification of an Axial Flux Induction Machine Using Field Equations. *IEEE XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Alexandroupoli, Greece, September 3-6, 2018. Pp. 351–357. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2018.8506891>
13. Nobahari A., Darabi A., Hassannia A. Various skewing arrangements and relative position of dual rotor of an axial flux induction motor, modelling and performance evaluation. *IET Electric Power Applications*. 2018. Vol. 12(4). Pp. 575–580. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2017.0716>
14. Виштак Т.В., Карлов А.Н., Кондратенко И.П., Ращепкин А.П. Магнитное поле токов статорной обмотки синхронного двигателя с полым ротором. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 5. С. 41–46.
15. Ращепкін А.П., Карлов О.М., Крищук Р.С. Методика розрахунку по усередненому магнітному полю енергетичних показників дискового торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з некомпенсованою обмоткою. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 4. С. 41–47.
16. Кондратенко І.П., Крищук Р.С., Ращепкін А.П. Електромагнітні процеси в торцевій дугостаторній асинхронній машині з двошаровою обмоткою. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 6. С. 34–40.
17. Kryshchuk R., Karlov O., Bereziuk A. Determination of Conditions for Adequate Analytical Simulation of the Electromagnetic Field of Disk Induction Motors. *15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering, (TCSET 2020)*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 25-29, 2020. Pp. 331-334. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235450>
18. Крищук Р.С. Магнитное поле в зазоре торцевого дугостаторного асинхронного двигателя с параллельным включением обмоток противоположных статоров. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 56–58. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.04.056>
19. Копылов И.П., Горяинов Ф.А., Клоков Б.К., Морозкин В.П., Токарев Б.Ф. Проектирование электрических машин. М.: Энергия, 1980. 496 с.
20. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1974. 840 с.

ENERGY INDICATORS OF AXIAL INDUCTION DISK-SHAPED MOTOR FOR SHIP RADARS

R.S. Kryshchuk¹, S.I. Gavryluk¹, A.A. Tsugankova²

¹ The Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy av., 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: tems@ukr.net

² National university of food technologies,
Volodymyrska str., 68, Kyiv, 01601, Ukraine.

The development of a reliable gearless electric drive for antennas of ship radars is an important problem. To solve the problem, this article proposes to use an axial induction motor (AIM) with a massive bimetallic disk-shaped rotor. The AIM model is presented, which consists of three computational domains with the boundary condition of symmetry. To calculate the electromagnetic field, a well-known analytical method of integral transformations is used taking into account the variable along the radial coordinate of the linear speed of the rotor. Ready-to-use expressions are presented for the development of a program for the numerical calculation of the magnetic field and energy characteristics of the motor. Algorithm is developed for calculating the dimensions of the AIM, operating at different speeds with a frequency converter. The numerical calculation program is used to calculate the dimensions AIM. It uses well-known recommendations for the parameters of the electromagnetic field in the magnetic core and in the air gap. The calculation of the dimensions of the AIM for ship radars “Mius” is performed. The dependence of the efficiency on the current frequency for different rotor’s frequencies is investigated. The energy indicators of the AIM are investigated

at a variable torque on the shaft and at different rotor speeds. The parameters of the power source for the AIM of ship radars are established. References 20, figures 5, tables 3.

Key words: calculation method, axial-flux motor, disk-shaped induction motor, energy indicators, navigation system.

1. Volkov I.V., Styazhkin V.P., Mulko P.E., Domanskuy G.V. Gearless electromechanical system with arc-shaped stator for radar. *Elektrotekhnichni kompleksi i systemy*. 2011. Vyp. 3. Pp. 248–252. (Rus)
2. Konov B.T., Lubarskuy B.G., Kyravska N.M. Modeling of operation of gearless radar antenna system. *Systemy upravlinnia, navihatsii ta zviazku*. 2016. No 2. Pp. 44–47. (Ukr)
3. Koshelev M.V., Kalach Y.N. Gearless electric drive for radar antenna. XIII Youth Scientific and Technical Conference *Radar and Communications - Advanced Technologies*. Moskva, Russia, December 3, 2015. Pp. 81–84. (Rus)
4. Eskelinen P.A. Simple high-speed antenna rotator for millimeter-wave clutter measurements. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2005. No 47. Pp. 54–58. DOI: <https://doi.org/10.1109/map.2005.1608720>
5. Poloshkov N.E. Two-rotor axial induction motor: author's abstract of PhD diss.: 05.09.01. FSEI HPE Siberian Federal University. Krasnoyarsk. 2010. 20 p. (Rus)
6. Mirzaei M., Mirsalim M., Abdollahi S.E. Analytical modeling of axial air gap solid rotor induction machines using a quasi-three-dimensional method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2007. Vol. 43. No 7. Pp. 3237–3242. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2007.894215>
7. Amin Nobahari, Ahmad Darabi, Amir Hassannia. Axial flux induction motor, design and evaluation of steady state modeling using equivalent circuit. IEEE Conference Paper *8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC 2017)*. Mashhad, Iran, February 14-16, 2017. Pp. 352–358. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDSTC.2017.7910351>
8. Durgesh Kumar Banchhor, Ashwin Dhabale. Design, Modeling, and Analysis of Dual Rotor Axial Flux Induction Motor. IEEE Conference Paper *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. Chennai, India, December 18-21, 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDES.2018.8707644>
9. Cencen Hong, Wenxin Huang, Zhenwei Hu. Performance Calculation of a Dual Stator Solid Rotor Axial Flux Induction Motor Using the Multi-Slice and Multi-Layer Method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2019. Vol. 55. Iss. 2. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2018.2872457>
10. Kalo A.K., Dwivedi A., Srivastava R.K., Banchhor D.K. Experiences with Axial-Flux induction motor. *IEEE International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE)*. Shillong, India, June 12-13, 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/epetsg.2015.7510124>
11. Tapia Montero M. A., Hoffer Garces A. E., Tapia Ladino J.A., Wallace Collao R.R. Simulation and Analysis of an Axial Flux Induction Machine. *IEEE Latin America Transactions*. 2017. Vol. 15(7). Pp. 1263–1269. DOI: <https://doi.org/10.1109/TLA.2017.7959345>
12. Tapia M.A., Jara W., Wallace R., Tapia J.A. Parameters Identification of an Axial Flux Induction Machine Using Field Equations. IEEE XIII International Conference on *Electrical Machines (ICEM)*. Alexandroupoli, Greece, September 3-6, 2018. Pp. 351–357. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2018.8506891>
13. Nobahari A., Darabi A., Hassannia A. Various skewing arrangements and relative position of dual rotor of an axial flux induction motor, modelling and performance evaluation. *IET Electric Power Applications*. 2018. Vol. 12(4). Pp. 575–580. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2017.0716>
14. Vyshtak T.V., Karlov O.M., Kondratenko I.P., Rashchepkin A.P. Magnetic field of currents winding's stator of the synchronous motor with hollow rotor. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 5. Pp. 41–46. (Rus)
15. Rashchepkin A., Karlov O., Kryshchuk R. Methodology for calculating according to the averaged magnetic field the energy parameters of the axial arc-stator induction motor with uncompensated winding. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2015. No 4. Pp. 41–47. (Ukr)
16. Kondratenko I., Kryshchuk R., Rashchepkin A. Electromagnetic processes in the axial arc-stator induction machines with double layer winding. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 6. Pp. 34–40. (Ukr)
17. Kryshchuk R., Karlov O., Bereziuk A. Determination of Conditions for Adequate Analytical Simulation of the Electromagnetic Field of Disk Induction Motors. 15th International Conference on *Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering, (TCSET 2020)*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 25-29, 2020. Pp. 331–334. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235450>
18. Kryshchuk R. The magnetic field in the gap of the axial arc-stator induction motor with the parallel connection of windings opposing stators. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 4. Pp. 56–58. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.056> (Rus)
19. Kopylov I.P., Goryainov F.A., Klokov B.K., Morozkin V.P., Tokarev B.F. Design of electrical machines. Moskva: Enerhiia, 1980. 496 p. (Rus)
20. Voldek A.I. Electric machines. Leninhrad: Enerhiia, 1974. 840 p. (Rus)

Надійшла 01.10.2020
Остаточний варіант 27.05.2021

АСИНХРОННИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД З КЕРУВАННЯМ ЗА РЕАКТИВНОЮ ПОТУЖНІСТЮ

Р.А. Чепкунов, канд. техн. наук
ТОВ Науково-виробниче підприємство «Електронік, ЛТД»,
 вул. Руставі, 5 - 204, Запоріжжя, 69093, Україна.
 E-mail: elektronick.ltd@gmail.com

Запропоновано метод керування асинхронним електроприводом, заснований на вимірюванні та регулюванні реактивної потужності асинхронного двигуна. Забезпечується незалежність потокозчеплення ротора від зміни параметрів асинхронного двигуна, безперервний діапазон регулювання швидкості, включаючи нуль, і швидкодіюче регулювання. Бібл. 7, рис. 4.

Ключові слова: асинхронний електропривод, потокозчеплення ротора, зміна параметрів асинхронного двигуна.

Вступ. Особливість керування асинхронним електроприводом (ЕП) полягає у забезпеченні необхідного потокозчеплення ротора асинхронного двигуна (АД). За коректного вирішення цієї задачі асинхронний ЕП за своїми динамічними властивостями наближається до ЕП постійного струму з незалежним збудженням.

Під час скалярного керування асинхронним ЕП потокозчеплення ротора формується за рахунок функціональної залежності напруги АД від частоти з можливим урахуванням струму. У разі векторного керування – за рахунок прямого та зворотного перетворення системи координат векторів струму і напруги перетворювача частоти (ПЧ) з виділенням активної та реактивної складових струму відносно напруги ПЧ і ЕРС ротора й регулюванням сигналів, пропорційних швидкості ЕП та потокозчепленню ротора [1–3].

Похибка визначення потокозчеплення ротора залежить від похибки уведених для розрахунків внутрішніх індуктивностей і опорів АД, особливо від опорів статора та ротора, які піддаються температурним змінам. Ця похибка може значно погіршити характеристики ЕП, зокрема обмежити знизу діапазон регулювання швидкості через неможливість створення необхідного електромагнітного моменту на низьких частотах обертання АД.

Задля покращення характеристик ЕП використовують спостерігач, який автоматично відслідковує зміну параметрів АД, від яких залежить точність визначення складових струму відносно ЕРС і сигналів, що визначають напругу ПЧ та швидкість ЕП. Існування багатьох типів спостерігачів [2] говорить про проблему урахування зміни параметрів АД. Задля якісної реалізації спостереження потрібні значні обчислювальні можливості мікропроцесорних систем керування ПЧ для ЕП. Для відстеження постійної частоти ротора, яка може змінюватися в процесі роботи ЕП за рахунок температурної зміни активного опору ротора або зміни індуктивності ротора, в роботі [3] визначається реактивна потужність АД, яка споживається. Визначене таким чином поточне значення постійної частоти ротора в подальшому використовується під час вказаного вище прямого та зворотного перетворення координат для керування струмом статора, потокозчепленням ротора і ЕП в цілому.

Враховуючи, що реактивна потужність однозначно пов'язана з потокозчепленням ротора і в усталеному режимі не залежить від опорів статора та ротора, можна спростити задачу керування ЕП, визначаючи потокозчеплення ротора й швидкість ЕП через реактивну потужність [4].

Метою роботи є аналіз особливостей практичного використання метода керування асинхронним електроприводом, який ґрунтується на вимірюванні реактивної потужності, що споживається АД.

Базуючись на виразах, наведених у роботі [3], зв'язок між потокозчепленням ротора та миттєвою реактивною потужністю АД може бути записаний у вигляді

$$\bar{U}_s \times \bar{I}_s = I_s^2 \omega \sigma L_s + \frac{\omega_v \Psi_r^2}{L_r} + \frac{\omega_r}{R_r} \frac{d\Psi_r}{dt} \Psi_r, \quad (1)$$

де кожен член означає наступне: $\bar{U}_s \times \bar{I}_s$ – модуль векторного добутку просторових векторів миттєвих значень напруги \bar{U}_s і струму \bar{I}_s статора, який згідно з крос-векторною теорією потужності [5] визначає миттєву реактивну потужність (зменшену в 3/2 рази); $I_s^2 \omega \sigma L_s$ – реактивна потужність на індуктивнос-

ті розсіювання σL_S фази статора; I_S – модуль вектора \bar{I}_S , що визначається як модуль суми векторів миттєвих активного (паралельного вектору \bar{U}_S – далі активна складова) та реактивного (ортогонального вектору \bar{U}_S – далі реактивна складова) струмів статора; $\omega_\psi \Psi_r^2 / L_r$ – реактивна потужність на індуктивності ротора; Ψ_r – модуль просторового вектора потокозчеплення ротора; $\frac{\omega_r}{R_r} \frac{d\Psi_r}{dt} \Psi_r$ – динамічна складова реактивної потужності.

Відносячи до статора опір і індуктивність всього кола між ПЧ і АД, модуль векторного добутку векторів напруги і струму статора можна навести як модуль векторного добутку векторів напруги та струму ПЧ $\bar{U} \times \bar{I}$. Наводячи вектори напруги та струму ПЧ в обертаючій ортогональній системі координат, орієнтованій за напругою, модуль векторного добутку векторів напруги та струму можна визначити як добуток напруги ПЧ U і реактивної складової струму ПЧ I_{XU} відносно цієї напруги: $\bar{U} \times \bar{I} = UI_{XU}$, де $I_{XU} = I \sin \phi$, ϕ – кут між векторами напруги і струму. Значення струму I_{XU} за кута θ_U , який відраховується від моменту переходу напруги фази A ПЧ з мінусу в плюс (він же кут повороту обертової системи координат), можна знайти за формулою перетворення координат

$$I_{XU} = -\sqrt{3}/2 i_a \sin \theta_U - (2)^{-1/2} (i_a + 2i_c) \cos \theta_U, \quad (2)$$

де i_a, i_c – значення струмів фаз A і C в момент виміру струмів за кута θ_U .

Знаходячи активну складову струму відносно напруги $I_{RU} = I \cos \phi$ за формулою

$$I_{RU} = \sqrt{3}/2 i_a \cos \theta_U - (2)^{-1/2} (i_a + 2i_c) \sin \theta_U, \quad (3)$$

можна визначити квадрат повного струму

$$I^2 = I_{RU}^2 + I_{XU}^2.$$

В усталеному режимі динамічна складова реактивної потужності дорівнює нулю, а частота обертання вектора потокозчеплення ротора ω_ψ дорівнює вихідній частоті напруги ПЧ ω . В цьому режимі вираз (1) з урахуванням зазначених вище перепозначень набуває вигляду

$$UI_{XU} = I^2 \omega L_C + \omega \Psi_r^2 / L_r, \quad (4)$$

де L_C – індуктивність кола статора, включаючи індуктивність розсіювання фази статора σL_S .

Порушення цієї умови викликає перехідний процес. Якщо впливати при цьому на напругу ПЧ, змінюючи реактивну потужність UI_{XU} , можна знову досягти усталеного режиму, за якого потокозчеплення ротора буде відповідати величині $\Psi_{r,3}$, яка задається.

Цей вплив може здійснюватися за допомогою пропорційно-інтегрального регулятора напруги ПЧ за формулою

$$U = k_{p,U} (I^2 \omega L_C + \omega \Psi_{r,3} / L_r - UI_{XU}) + k_{int,U} \int (I^2 \omega L_C + \omega \Psi_{r,3} / L_r - UI_{XU}) dt, \quad (5)$$

де $k_{p,U}, k_{int,U}$ – відповідно пропорційний та інтегральний коефіцієнти посилення регулятора напруги.

Задане значення потокозчеплення ротора $\Psi_{r,3}$ визначається залежністю $U(f)$ напруги від частоти ПЧ $f = \omega/2\pi$. За вимог до регулювання на низьких частотах можна використовувати характеристику [6]

$$U(f) = I_{\mu,3} \sqrt{R_C^2 + [2\pi f (L_C + L_0)]^2},$$

де R_C – опір кола статора; L_0 – взаємна індуктивність статора та ротора; $I_{\mu,3}$ – задане значення струму намагнічування, яке можна визначити через номінальні значення частоти $f_{ном}$ і напруги $U_{ном}$ за формулою $I_{\mu,3} \approx U_{ном}/2\pi f_{ном} (L_S + L_0)$. (Тут напруга і струм наводяться в діючих значеннях).

Величина напруги U визначається мікропроцесорною системою керування як функція від усіх змінних на даному інтервалі дискретності, а за величину U у правій частині формули приймається її значення на попередньому інтервалі дискретності. Дискретність вираховувань визначається частотою модуляції, яка в сучасних ПЧ вимірюється кілогерцами. Внаслідок перетворення системи координат в обертову за постійних змінних у виразі (5) напруга U на всіх періодах дискретності є постійною. Однак слід враховувати можливу похибку вимірювання миттєвих значень струмів i_a, i_c у виразах (2), (3), особливо для пропорційної частини регулятора напруги.

Вичислена таким чином напруга ПЧ не залежить від опорів АД, які підлягають температурним змінам, і забезпечує відповідність потокозчеплення ротора заданому значенню.

За частот, близьких до нуля, можна використовувати значення реактивної потужності для деякої близької до нуля частоти, на якій похибка вираховувань не перевищує допустиму, наприклад, 1%

від номінальної. Таким чином можна забезпечити номінальний момент АД у всьому діапазоні зміни швидкості, включаючи нуль.

В ЕП без датчика швидкості задля забезпечення відповідності швидкості заданому значенню необхідно враховувати ковзання АД, частота якого f_s пропорційна струму ротора I_r . Якщо обертаючу ортогональну систему координат орієнтувати не по напрузі ПЧ, а за пов'язаною з потокозчепленням ЕРС ротора I_{RE} , то активна складова струму відносно ЕРС буде означати струм ротора I_r : $I_{RE} = I_r$. Тоді частоту ковзання можна знайти як

$$f_s = (2\pi\Psi_r)^{-1} R_r I_{RE}, \quad (6)$$

а регулювання швидкості ЕП здійснювати за формулою

$$f = f_3 + f_s,$$

де f – частота вихідної напруги інвертора ($f=2\pi\omega$); f_3 – задана частота.

Постійність потокозчеплення ротора Ψ_r , забезпечувана регулятором напруги, дає змогу використовувати цю формулу в усьому діапазоні регулювання.

Активна складова струму відносно ЕРС I_{RE} може визначитися з виразу для перетворення координат, в якому, на відміну від виразу (3), замість незалежного від параметрів АД кута θ_U використовується кут θ_E , який відраховується від переходу ЕРС фази A через нуль. При цьому кут θ_E , який знаходиться через параметри АД, залежить від їхньої зміни.

Можливий спосіб знаходження струму I_{RE} [6] як різниця між струмом I_{RU} і активною складовою струму намагнічування $I_{\mu R}$: $I_{RE} \approx I_{RU} - I_{\mu R}$. В цьому випадку також залишається залежність I_{RE} від змін параметрів АД, оскільки від цих змін залежить струм $I_{\mu R}$.

Струм I_{RE} не буде залежати від змін параметрів АД, якщо його знаходити виходячи з реактивної потужності з урахуванням формули (4)

$$I_{RE} = \sqrt{I^2 - (UI_{XU} - I^2 \omega L_C)(\omega L_r)^{-1}}, \quad (7)$$

де вираз під коренем є різниця квадратів повного струму та реактивної складової струму I_{XE} відносно ЕРС. Як видно, в цьому виразі не присутні залежні від температури активні опори.

Завдяки регулятору потокозчеплення ротора Ψ_r не залежить від зміни параметрів АД. Однак згідно (6) частота ковзання f_s , а отже і швидкість АД, за постійного струму I_{RE} і певного момента залежать від температурної зміни опору ротора. Тому за високих вимог до точності регулювання швидкості слід використовувати адаптацію системи регулювання до змін опору ротора або застосовувати регулятор швидкості.

Якщо повну компенсацію ковзання, коли $f = f_3 + f_s$, забезпечити за деякої середньої температури ротора, то за низької температури буде перекомпенсація, а за високої – недокомпенсація. У разі перекомпенсації ковзання слід враховувати можливу нестійкість системи регулювання. Так, за перекомпенсації з коефіцієнтом $k = (f - f_s - f_3)(f_s)^{-1}$ для інтегрального регулятора частоти умова стійкості має вигляд [7]

$$k < T_{int} [T_M (1 + T_C / T_{int})]^{-1}, \quad (8)$$

де T_M – електромеханічна постійна часу ЕП; T_C – постійна часу кола статора; T_{int} – постійна часу інтегрування контуру регулювання частоти.

На рисунках наведено осцилограми поступової зміни швидкості АД від нуля до 2 Гц і навпаки – за періодичного накида та скидання навантаження за класичного векторного ке-

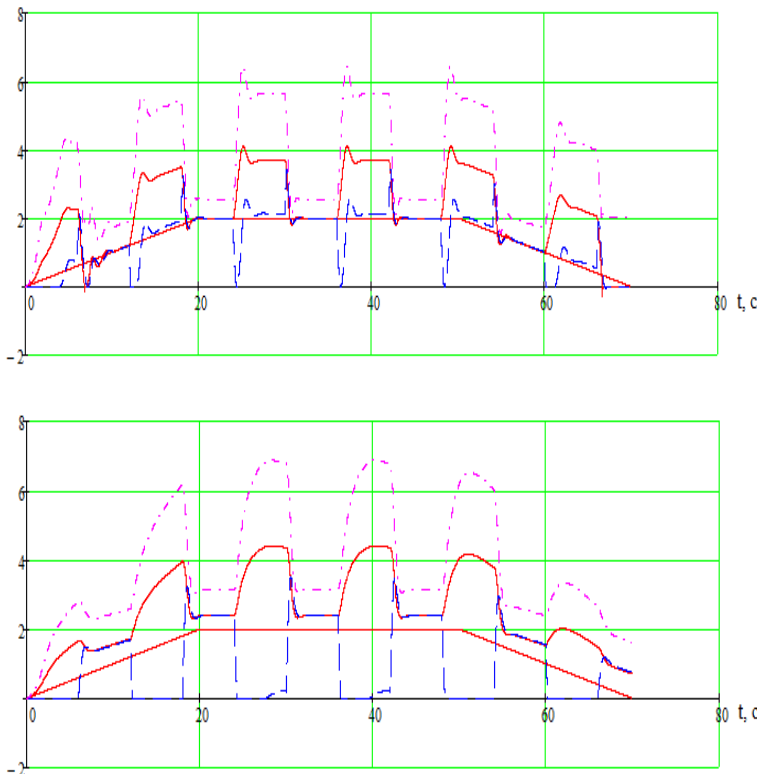


Рис. 1

рування без адаптації до змін параметрів АД (рис. 1) і за нового керування з регулятором потокозчеплення за реактивною потужністю (рис. 2). На рисунках позначено: безперервними лініями – задана швидкість ЕП f_3 і вихідна частота ПЧ f ; пунктирною лінією – приведена до однієї пари полюсів АД швидкість ЕП $v = f - f_s$; штрихпунктирною – напруга ПЧ U . Осцилограми одержано за допомогою математичної моделі, яка враховує повну систему диференціальних рівнянь АД [7] при ненагрітому двигуні (верхні осцилограми на рисунках) і нагрітому з температурним збільшенням опору обмоток двигуна в 1,5 рази, що відповідає зміні температури обмотки приблизно на 100°C (нижні осцилограми на рисунках). З осцилограм видно, що за класичного векторного керування у разі підвищення температури підкидання напруги ПЧ зі збільшенням навантаження недостатнє, потокозчеплення слабшає і двигун зупиняється. Навпаки, у разі регулювання за реактивною потужністю потокозчеплення автоматично підтримується на заданому рівні незалежно від температурної зміни опорів обмоток, що дає змогу підтримувати момент і стабільну роботу двигуна.

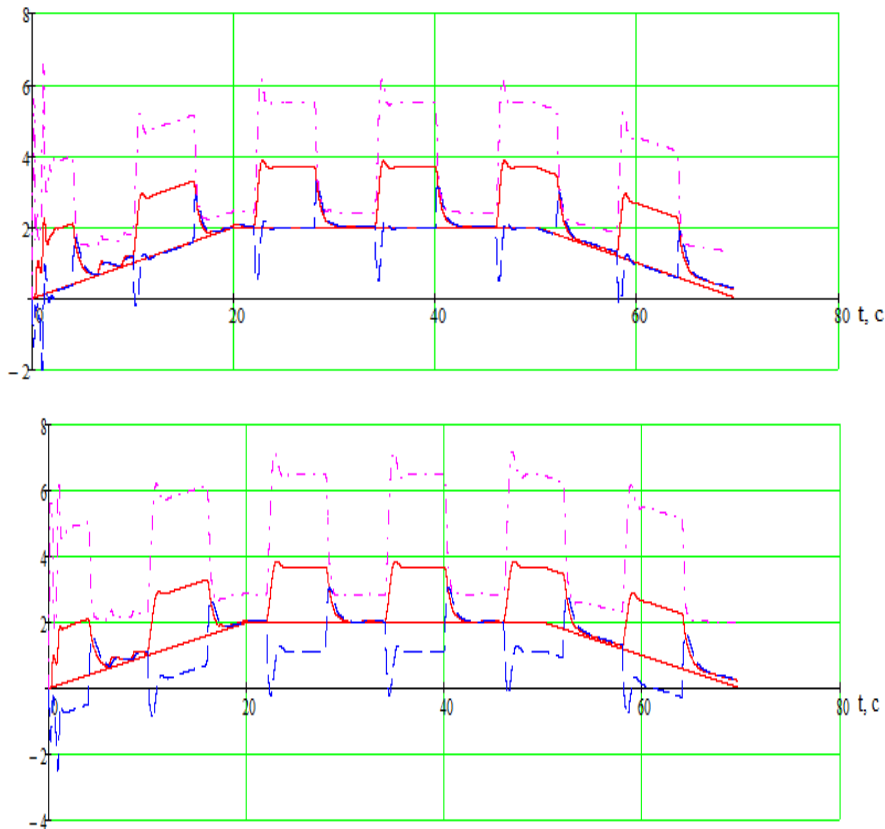


Рис. 2

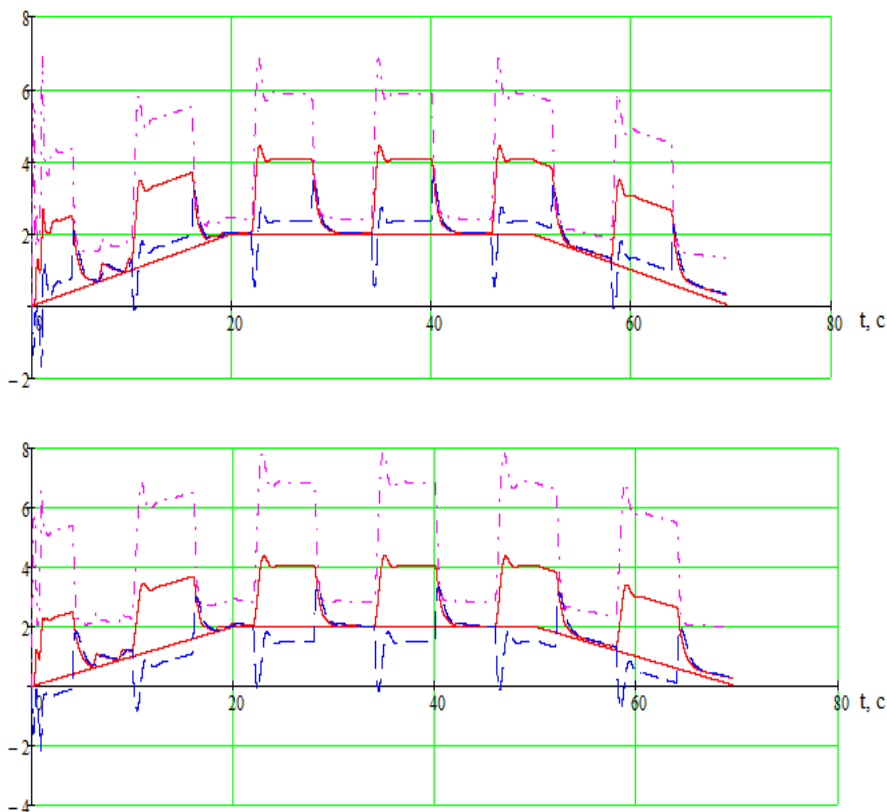


Рис. 3

Осцилограми на рис. 2 одержано під час повної компенсації статизму на ненагрітому двигуні. За таких умов у разі підвищення опору ротора в 1,5 рази має місце недокомпенсація статизму. Однак це не впливає на працездатність електропривода, оскільки забезпечується необхідне потокозчеплення ротора АД.

Якщо настроювати компенсацію швидкості за деякої середньої температури, то за низької температури буде перекомпенсація, а

за високої – недокомпенсація швидкості (рис. 3).

Як вказано вище, за високих вимог до точності регулювання швидкості для визначення фактичного опору ротора можна застосувати адаптивну систему керування або застосувати регулятор швидкості. Але в будь-якому разі необхідне потокозчеплення ротора підтримується автоматично, забезпечуючи широкий діапазон регулювання швидкості, включаючи швидкість, яка дорівнює нулю.

Функціональну схему асинхронного ЕП з викладеним принципом керування наведено на рис. 4, де позначено: КП – координатний перетворювач; ДШ і РШ – датчик і регулятор швидкості; U_M – напруга мережі; K_f – коефіцієнт регулятора частоти.

Функціональні блоки виконують операції: F_1 визначає значення заданої реактивної потужності $Q_3 = I^2 \omega L_c + \frac{\omega \Psi_r^2}{L_r} \omega \Psi_r^2 / L_r$; F_2 – напругу U відповідно до формули (5); F_3 – виконує операції відповідно до формули (7).

Застосування додатного зворотного зв'язку за струмом для компенсації ковзання (з визначеним з урахуванням формули (8) коефіцієнтом K_f) доцільно і в ЕП з датчиком швидкості (на рис. 4 зв'язки виділені пунктиром). При цьому зменшується величина відхилення швидкості ЕП від заданого значення в перехідних процесах і підвищується швидкодія системи регулювання [7].

Таким чином, управління ПЧ створюється по роздільних каналах, які впливають на напругу і частоту, як у разі скалярного керування. Однак в основі керування лежить уточнене, незалежне від поточних вимірювань параметрів АД, вимірювання потокозчеплення ротора з визначенням активної та реактивної складових струму АД.

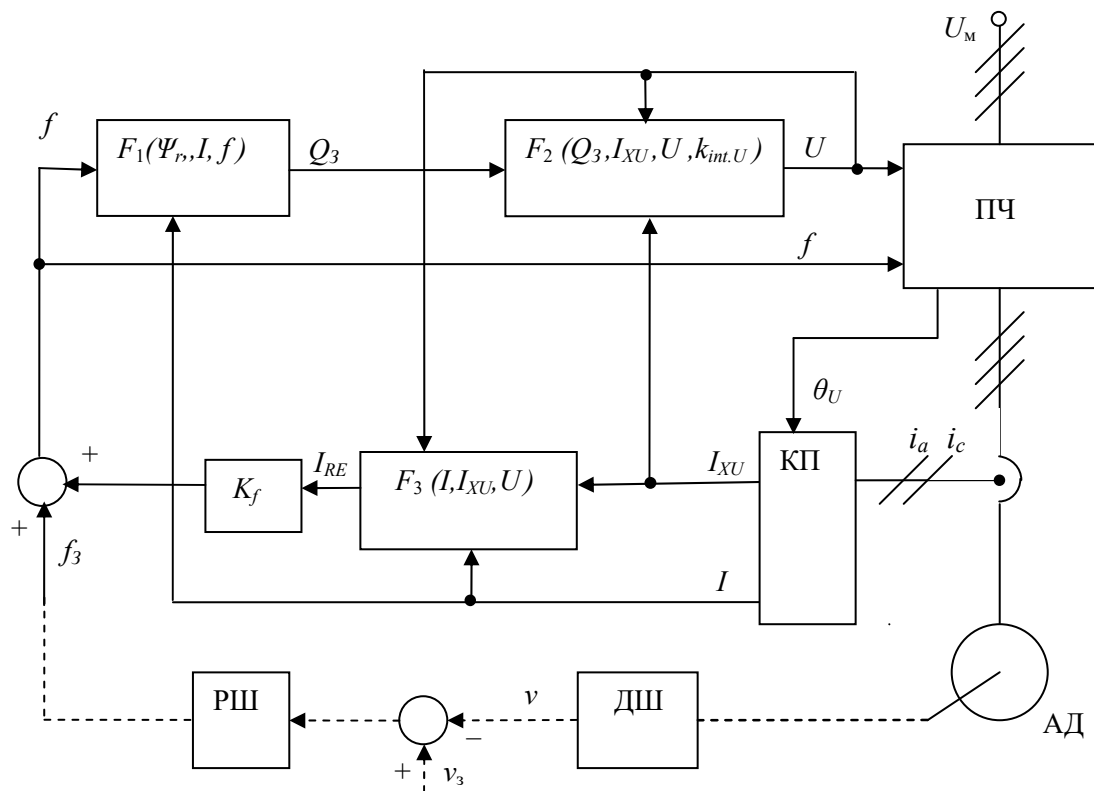


Рис. 4.

Випробування ЕП з розглянутою системою керування підтвердили безперервність діапазону регулювання швидкості з номінальним моментом АД, включаючи нульову швидкість. Так під час випробування асинхронного кранового електропривода на Запорізькому електроапаратному заводі забезпечувалося нерухоме положення вантажу, або ледве помітне його переміщення вгору або вниз. Завдяки додатному зворотному зв'язку за активною складовою струму підвищено швидкодію ЕП.

Висновки. Запропонований метод керування асинхронним електроприводом, заснований на вимірюванні та регулюванні реактивної потужності, забезпечує незалежність потокозчеплення ротора від зміни параметрів асинхронного двигуна. При цьому забезпечується безперервний діапазон регулювання швидкості, включаючи нуль, номінальний момент на всьому діапазоні регулювання, швид-

кодiю системи регулювання. За високих вимог до точности регулювання швидкостi можна застосовувати адаптивну систему керування задля визначення фактичного опору ротора або застосовувати регулятор швидкостi.

1. Blaschke F. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines. *Siemens Review*. 1972. Vol. 34. No 3. Pp. 217-220.
2. Потапенко Е.М., Потапенко Е.Е. Робастные алгоритмы векторного управления асинхронным электроприводом. Запорiжжя: ЗНТУ, 2009. 352 с.
3. Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л., Сибирцев А.Н. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом. *Электротехника*. 2003. № 7. С. 7–17.
4. Чепкунов Р.А. Спосiб керування асинхронним електроприводом. Патент України № 116279, 2018.
5. Жемеров Г.Г., Ильина О.В. Теория мощности Фризе и современные теории мощности. *Электротехника и электромеханика*. 2007. № 6. С. 63-65.
6. Чепкунов А.И. Эффективное управление асинхронным электроприводом. *Технича електродинамика*, 2006. № 2. С. 52–57.
7. Чепкунов Р. Регулирование электроприводов с косвенным измерением скорости. Saarbrücken, Deutschland: LAP Lambert Academic Publishing, 2015. 204 с.

ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH REACTIVE POWER CONTROL

R.A. Chepkunov

**Science-industrial enterprise “Elektronik, LTD”
st. Rustavy, 5 - 204, Zaporszhzhia, 69093, Ukraine.
E-mail: elektronick.ltd@gmail.com**

The method of control of asynchronous electric drive, which based on measuring and control of reactive power of induction motor, is presented. It provides independence of magnetic flow of rotor from changes of induction motor parameters, uninterrupted diapason of regulation of speed including zero and fast regulation. References 7, figures 4.

Key words: asynchronous electric drive, magnetic flow of rotor, changes of induction motor parameters.

1. Blaschke F. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines. *Siemens Review*. 1972. Vol. 34. No 3. Pp. 217-220.
2. Potapenko E.M., Potapenko E.E. Robust algorithms of the vector control of electric drive. Zaporizhe: ZNTU. 2009. 352 p. (Rus)
3. Vinogradov A.B., Chistoserdov V.M., Sibircev A.N. Adaptation system of vector controlling of asynchronous electric drive. *Elektrotekhnik*. 2003. No. 7. Pp. 7-17. (Rus)
4. Chepkunov R.A. Method of control of asynchronous electric drive. Patent UA No 116279, 2018. (Ukr)
5. Zhemerov G.G., Ilina O.V. Fryze power theory and contemporary power theory. *Elektrotekhnik i Elektromekhanika*. 2007. No 6. Pp. 63-65. (Rus)
6. Chepkunov A.I. Effective controlling of asynchronous electric drive. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2006. No 2. Pp. 52 -57. (Rus)
7. Chepkunov R. Regulation of electric drives with indirect measuring of speed. Saarbrücken, Deutschland: LAP Lambert Academic Publishing, 2015. 204 p. (Rus)

Надiйшла 09.03.2021
Остаточний варiант 03.06.2021

**ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНІ АСПЕКТИ ОЦІНЮВАННЯ ПЕРСПЕКТИВ
ДЕКАРБОНІЗАЦІЇ ОБ'ЄДНАНОЇ ЕНЕРГОСИСТЕМИ УКРАЇНИ**

Б.І. Басок^{1,3*}, чл.-кор. НАН України, **О.Ф. Буткевич^{2,3**}**, докт. техн. наук,
С.В. Дубовський¹, докт. техн. наук

¹Інститут технічної теплофізики НАН України,

вул. Марії Капніст, 2а, Київ, 03057, Україна, e-mail: s.w.dubovskoy@gmail.com

²Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: butkevych@ied.org.ua

³НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,

пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна

Дано короткий аналіз проблеми декарбонізації електроенергетичних систем задля забезпечення нульових викидів парникових газів. Запропоновано математичну модель процесу балансування активної потужності електроенергетичної системи, генеруючі потужності якої – відновлювані джерела енергії (ВДЕ) та атомні електростанції (АЕС). Для балансування активної потужності використовуються акумулюючі електростанції (АкЕС) із заданими показниками ефективності. Використовуючи показники режимів роботи ОЕС України у 2019 р. та математичне моделювання для різних варіантів встановленої потужності АЕС в декарбонізованій ОЕС України, оцінено потреби у встановленій потужності ВДЕ, потужності та енергоємності АкЕС різних типів. Бібл. 10, рис. 4, табл. 2.

Ключові слова: декарбонізація, об'єднана енергосистема України, відновлювані джерела енергії, акумулююча електростанція, модель

Перелік використаних скорочень: АЕС – атомна електростанція, АКБ – акумуляторна батарея, АкЕС – акумулююча електростанція, БіоТЕС – тепла електростанція на біомасі/біогазі, ВАЕС – воднева акумулююча електростанція, ВДЕ – відновлювані джерела енергії, ВЕС – вітрова електростанція, ВПП – викиди парникових газів, ГАЕС – гідроакумулююча електростанція, ГЕС – гідравлічна електростанція, ЕСВЕ – електростанція на відновлюваній енергії, ОЕС – об'єднана енергосистема, ПАЕС – пневматична акумулююча електростанція, СЕС – сонячна електростанція, ТЕС – тепла електростанція, ТЕЦ – теплоелектроцентрально.

Характеристика проблеми. Події останнього десятиліття додали нових вимірів світу у свідомості більшої частини людства, що не збагатили оптимістичними кольорами прогнозовану картину майбутнього, але стали певними каталізаторами глибшого усвідомлення необхідності вживання радикальних заходів, щоб запобігти апокаліптичній картині світу, що постає із-за горизонту. На жаль, передумови для таких прогнозів створила наша цивілізація. Ми торкнемося лише одного такого виміру, кліматичного, що має сильну кореляцію з вуглецевою енергетикою.

Почнемо із загальновідомого сумного прогнозу: глобальне потепління з часом призведе до катастрофічних наслідків, зокрема до підвищення рівня світового океану, внаслідок чого значна частина материкової суші та низки острівних країн опиняться під водою, а багато місць на Землі стануть непридатними для життя. Поки що основне досягнення на шляху запобігання зазначеній кліматичній катастрофі – це узгодження механізму добровільного сприяння скороченню ВПП, визначеного Паризькою угодою відповідно до Рамочної конвенції ООН про зміну клімату, ухваленою 12.12.2015 р. на конференції ООН з питань клімату (COP 21). Наступні щорічні конференції ООН з питань зміни клімату свідчать про складнощі практичного досягнення поставлених цілей – утримання глобального потепління відносно доіндустріальної епохи (1850-1900 рр.) на рівні до 2 °С та не вище 1,5 °С до кінця століття. Однак, глобальні ВПП продовжують збільшуватися, оскільки країни, що «генерують»

значну частку викидів, з економічних міркувань наразі не вважають за можливе суттєво їх зменшувати. Певний час втрачено, тому навіть у разі повної реалізації передбачуваних Паризькою угодою національно визначених внесків у зменшення ВПП утримувати глобальне потепління на рівні до 2 °С вже буде проблематично, оскільки у 2030 р. з ймовірністю 0,66 обсяг викидів перевищить «плановий» рівень на 15 Гт еквіваленту CO₂.

Основну роль у скороченні ВПП відіграє електроенергетика, яка «генерує» близько 40% світових ВПП (в Україні електроенергетика «генерує» 65% ВПП). Можливість прискореної декарбонізації електроенергетики експерти ООН пов'язують зі сприятливими трендами здешевлення електричної енергії від ВДЕ, що має призвести до витіснення ними традиційних джерел енергії. Однак, це лише «загальне бачення» картини майбутнього, на практичну реалізацію якої на національному (локальному) рівні визначальний вплив мають, насамперед, економічний стан та природні умови відповідної країни. Наприклад, у ФРН прийняли концепцію «Енергетичного повороту», що передбачає відмову від використання не лише вугілля, нафти, природного газу, але і ядерної енергії. Передбачається, що безвуглецева електроенергетика ФРН має базуватися на розвитку ВЕС і СЕС із заміщенням існуючих потужностей ТЕС та АЕС. Для балансування стохастичних змін потужності ВДЕ необхідно буде використовувати АкЕС, розраховані на сезонне зберігання електричної енергії. Згідно з [1], мінімально необхідна енергоємність таких АкЕС має у 264 рази перевищувати сумарну енергоємність існуючих ГАЕС, а мінімально необхідний рівень встановленої потужності ВДЕ має перевищувати середньорічну потужність електроенергетичної системи щонайменше у 8 разів (звернімо увагу на те, що в ФРН сумарна встановлена потужність ВДЕ непинно зростала і у 2019 р. вже становила 112,5 ГВт, у той час як потужність ГАЕС залишалася незмінною – на рівні 6,346 ГВт в генераторному та 6,172 ГВт в насосному режимах відповідно з сумарною енергоємністю 0,045 ТВт·год., в той час як для сезонного балансування ВДЕ було б потрібно, щонайменше, 9,96 ТВт·год.).

Охарактеризуємо у цьому аспекті можливості України, оскільки нова енергетична стратегія до 2035 року не завжди логічно послідовна щодо питання декарбонізації енергетики України (це можна показати, але не в обмежених рамках даної статті).

Аналіз умов та перспектив декарбонізації ОЕС України. Україна підписала і ратифікувала Паризьку угоду, але априорі не мала об'єктивних підстав для її виконання, оскільки досягти бажаних показників декарбонізації електроенергетики неможливо без значних обсягів інвестицій. Основу ОЕС України утворюють теплові електростанції (понад 84% блоків ТЕС давно перевищили свій парковий ресурс у 200-220 тис. годин), і в країні є значні запаси вуглецевого палива (хоча вугледобувна промисловість перебуває не у кращому стані), від використання якого електроенергетика має внаслідок декарбонізації відмовитися. І хоча Україна дещо покращила показники зменшення ВПП, але це не є наслідком зменшення завантаження чи реконструкції обладнання ТЕС. За даними [2] 20% блоків реконструйовано, але навіть внаслідок реконструкції не забезпечується відповідність їхніх екологічних характеристик сучасним вимогам [2]. З одного боку, власники ТЕС і ТЕЦ вже протягом багатьох років не поспішали і не поспішають інвестувати в очищувальне обладнання, а з іншого – Україна взяла на себе відповідні зобов'язання, зокрема і імплементацію положень директиви Європейського Парламенту і Ради 2010/75/ЄС «Про промислові викиди». Якщо виходити з реальних дій (зазначена реконструкція 20% блоків ТЕС – це лише показовий приклад), сподіватися на утримання глобального потепління в межах 2 °С, очевидно, не доводиться.

Прискорене введення в Україні нових потужностей ВДЕ обмежується, насамперед, відсутністю необхідних маневрених генеруючих потужностей для балансування стохастичних змін потужності ВДЕ. Тому до 2025 р. в Україні передбачається ввести в дію до 2,5 ГВт високоманеврених балансувальних потужностей: 2 ГВт – потужність газопоршневих електростанцій та 500 МВт – потужність АкЕС (енергосховищ), і перші 200 МВт таких АкЕС планується ввести внаслідок виконання відповідного пілотного проекту. Але введення навіть цих 200 МВт має відбуватися з урахуванням впливу розподілу (за місцем та потужністю) АкЕС на навантаження «проблемних» контрольованих перетинів ОЕС України: невдалий (в аспекті зазначеного впливу) розподіл таких АкЕС може призводити до додаткового навантаження «проблемних» перетинів після ввімкнення АкЕС [3]. Наявність «вузьких місць» в електричних мережах ОЕС України та введення нових ЕСВЕ без комплексного урахування наслідків може призводити і до обмеження потужності АЕС.

Усе вищезазначене свідчить, що наразі в Україні відсутні об'єктивно сприятливі техніко-економічні умови для досягнення показників декарбонізації, передбачуваних Паризькою угодою –

досягти нульового рівня викидів ПГ до 2050 р. (за останніми уточненими прогнозами [4] рівень скорочення ВПГ має наблизитися до нуля ще до 2040 р.).

Проблемі декарбонізації електроенергетики та зміни клімату останнього часу присвячено значну кількість праць. Результати аналізу низки таких праць було покладено в основу «Концепції «зеленого» енергетичного переходу України до 2050 року» [5], що передбачає до 2050 р. утримання ВПГ на рівні 30% від викидів 1990 р. з подальшим їхнім зниженням до нульового рівня у другій половині століття, орієнтовно до 2070 р. Передбачається виведення із експлуатації наявних ТЕС та АЕС (по мірі вичерпання ресурсу) та введення потужностей ЕСВЕ і, можливо, АЕС (малих модульних реакторів) на основі нових ядерних технологій. Загалом сценарій з використанням малих модульних реакторів (якщо не брати до уваги їхнє існування лише у вигляді концептуальної ідеї, до впровадження якої хоча б у вигляді експериментальних зразків треба пройти довгий шлях) виглядає у першому наближенні прийнятним, оскільки, як свідчать результати системних досліджень шляхів декарбонізації енергосистем, з впровадженням ЕСВЕ має місце нелінійне зростання витрат на скорочення викиду CO₂ від рівня емісії, який потрібно досягти. Наприклад, для енергосистеми без АЕС скорочення емісії від 100 до 50 г-екв.CO₂/кВт·год. обійдеться у 400-600 USD/т CO₂, від 50 до 15 г-екв.CO₂/кВт·год – у 1200-1800 USD/т CO₂, а від 15 до 1 г-екв.CO₂/кВт·год – у 5000 USD/т CO₂. Збереження у структурі генеруючих потужностей енергосистеми АЕС дасть змогу знизити такі витрати, приблизно, на поряток – від 30 до 200-300 та 300-700 USD/т CO₂ для тих же інтервалів скорочення відповідно [6].

З огляду на масштабність перетворень, пов'язаних з декарбонізацією ОЕС України, виникає потреба попереднього оцінювання техніко-економічних характеристик безвуглецевої енергосистеми, знання яких дадуть змогу об'єктивно визначити шляхи переходу до неї. Одержання таких оцінок і становить мету даної роботи.

Основні результати досліджень. В процесі декарбонізації ОЕС України ЕСВЕ набуватимуть статусу основних джерел електроенергії, передбачаючи виконання усіх вимог щодо забезпечення її якості та надійності електропостачання, що стане можливим лише у разі побудови системи АкЕС, спроможної утримувати акумульовану енергію протягом технологічно необхідного часу (для потреб первинного регулювання, підтримки покриття графіків навантаження, забезпечення аварійного запасу енергії). На сьогодні близько 95% АкЕС світу, що використовуються у великих електроенергетичних системах, складають ГАЕС руслового типу. Однак потенціал їхнього розвитку практично вичерпано. Тому найбільші перспективи створення потужних АкЕС системного призначення пов'язують з Li-іонними АКБ, що досягли високого рівня ефективності та одиничної потужності, витримують достатню кількість циклів заряджання/розряджання. Очікується, що вже з 2030 року Li-іонні АКБ потужністю порядку 100 МВт будуть конкурентоспроможними порівняно з ГАЕС і зможуть забезпечити оперативне балансування потужності енергосистем з високою часткою ЕСВЕ протягом доби, а можливо і тижня. Разом з тим, подібні АкЕС, як це зазначено у [8], можуть виявитися занадто дорогими для вирішення проблеми сезонного балансування потужності. Справа у тому, що вартість обладнання Li-іонних АкЕС (без урахування інших стартових витрат) визначається як встановленою вихідною потужністю P [МВт], так і енергоємністю E [МВт·год.]. На підставі аналізу даних [7] питому вартість (одиниці встановленої потужності) Li-іонних АКБ (c) можна подати наближеною залежністю (1)

$$c = a + bT \text{ [USD/МВт]}, \quad (1)$$

де T – характерний час утримання заряду [год.], що визнається за відношенням встановленої енергоємності АКБ E [МВт·год.] до встановленої вихідної потужності P [МВт]. Станом на початок 2000 р. коефіцієнти залежності (1) становили: $a = 65 \text{ USD/МВт}$, $b = 300 \text{ USD/МВт·год}$. Для АкЕС оперативного призначення з характерним часом утримання заряду до 2 годин питома вартість за потужністю оцінюється у 665 USD/МВт і на 2050 р. прогнозується на рівні 170 USD/МВт. В той же час, для АкЕС сезонного балансування необхідний час утримання заряду, згідно з [1], складає від 500 до 1000 годин, внаслідок чого питома вартість таких Li-іонних АкЕС на 2050 р. оцінюється вже у 37–75 тис. USD/МВт, тому навряд чи вона буде прийнятною для ОЕС України з економічної точки зору.

До основних типів АкЕС, що будуть здатними у перспективі забезпечити прийнятніші техніко-економічні характеристики, відносять пневматичні АкЕС (ПАЕС) та систему когенераційних установок з електролізерами та газосховищами [8], сукупність яких розглядається у цій роботі як воднева акумуляційна електростанція (ВАЕС).

Різні типи АкЕС відрізняються за багатьма показниками, що впливають на такі розрахункові показники та характеристики безвуглецевої енергосистеми, як встановлена потужність ЕСВЕ, сумарна енергоємність накопичувачів енергії, вхідна та вихідна потужність конверторів, вартість зберіган-

ня електричної енергії тощо. Характерні для різних типів АкЕС прогнозні показники ефективності наведено у табл. 1 за даними [9] (дані для ГАЕС стосуються кращих світових зразків з урахуванням перспективи їхнього покращення).

Таблиця 1

Показники	Тип АкЕС			
	Li-іонні	ГАЕС	ПАЕС	ВАЕС
Коефіцієнт корисної дії в режимі накопичення енергії, %	96	92	82	80
Коефіцієнт корисної дії в режимі використання енергії, %	96	92	82	50
Коефіцієнт втрат енергії під час її зберігання, %/місяць	3	1	0,1	1
Термін експлуатації, роки	20	50	40	40

Для оцінювання та порівняння можливих варіантів створення безвуглецевої ОЕС України було виконано **математичне моделювання** процесу балансування активної потужності ОЕС України на основі ВДЕ та АЕС з використанням АкЕС із заданими показниками ефективності. Відповідну математичну модель подано рівняннями (2)-(10)

$$\sum_{i=1}^5 A_i P_i^0 \varphi_i(t) + A_o P_o^0 \varphi_o(t) + P_a = P_s, \quad (2)$$

$$dE / dt = -k P_a - \varepsilon E, \quad (3)$$

$$k = \begin{cases} \frac{1}{\eta^+}, P_a > 0 \\ \eta^-, P_a \leq 0 \end{cases}, \quad (4)$$

$$P_a = \begin{cases} P_a^+, P_a > 0 \\ P_a^-, P_a \leq 0 \end{cases}, \quad (5)$$

$$E(0) = E(T_0), \quad (6)$$

$$\min_{t=0:T_0} (E) = E_{\min}, \quad (7)$$

$$\varphi_0(t) = \sum_{i=6}^8 \beta_i \varphi_i(t), \quad (8)$$

$$E_H = \max_{t=0:T_0} (E), \quad (9)$$

$$P_H = \max_{t=0:T_0} (abs(P_a)), \quad (10)$$

де i – індекс типу генерації ($i = 0, 1, 2, \dots, 8$): 0 – ЕСВЕ, 1 – АЕС, 2 – ТЕС, 3 – ТЕЦ, 4 – ГЕС, 5 – ГАЕС, 6 – СЕС, 7 – ВЕС, 8 – БіоТЕС; $A_i, i = 1, \dots, 5$ – коефіцієнти змін встановленої потужності – вихідні змінні (значення $A_i = 1$ відповідають фактичному значенню встановленої потужності згідно зі статистичними даними базового року, а значення $A_i = 0$ – відсутності станцій даного типу у структурі генерації внаслідок їхнього повного заміщення ЕСВЕ); t – поточний час з початку року; P_i^0 – фактичне середнє значення потужності у базовому році; P_o^0 – сумарне значення потужності ВДЕ у базовому році; φ_i – коефіцієнт використання встановленої потужності у обраний період часу; P_a, P_a^+, P_a^- – середня потужність АкЕС за обраний період часу та потужність АкЕС в режимах використання та накопичення енергії відповідно; P_s – сумарна потужність генерування ОЕС України (брутто); E – накопичена енергія; k – коефіцієнт, що враховує енергетичні втрати під час використання та накопичення енергії АкЕС; ε – коефіцієнт втрат енергії під час її зберігання; η^+, η^- – коефіцієнт корисної дії в режи-

мах використання та накопичення енергії відповідно; T_0 – тривалість року [год.]; E_{\min} – аварійний резерв енергії (мінімально допустиме значення), що може бути використано у будь-який непередбачуваний період часу; β_i – частка станцій i -го типу в сумарній встановленій потужності генерування; E_n, P_n – відповідно номінальна енергоемність та потужність конверторів АКЕС.

Рівняння (6) визначає вимогу періодичності, тобто забезпечення рівності накопиченої енергії АКЕС на початку та в кінці року; (7) – мінімально допустиме значення накопиченої енергії, а (8) – сумарний коефіцієнт використання встановленої потужності ЕСВЕ через коефіцієнти використання встановленої потужності станцій різних типів.

Модель дає змогу визначати погодинні значення робочої потужності ЕСВЕ, накопиченої енергії E та потужності P_a АКЕС, встановленої потужності ЕСВЕ.

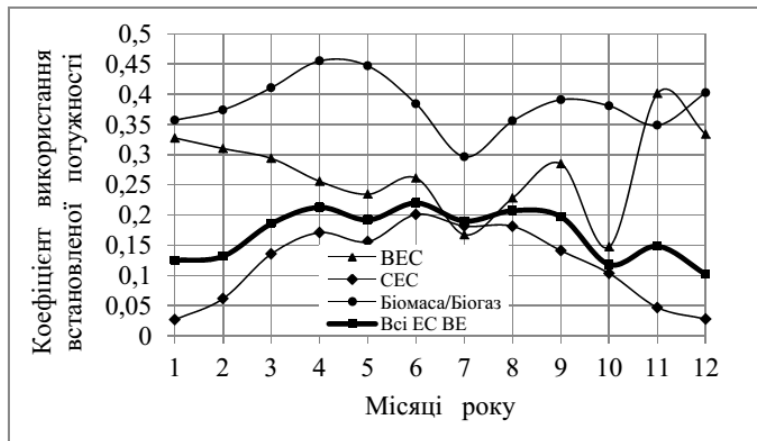


Рис. 1

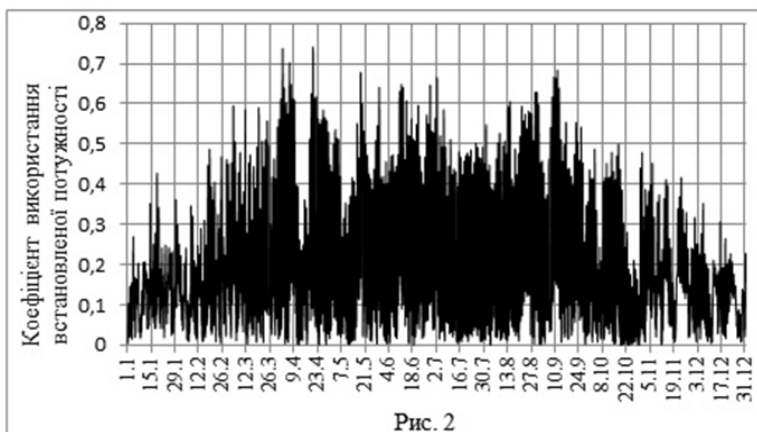


Рис. 2

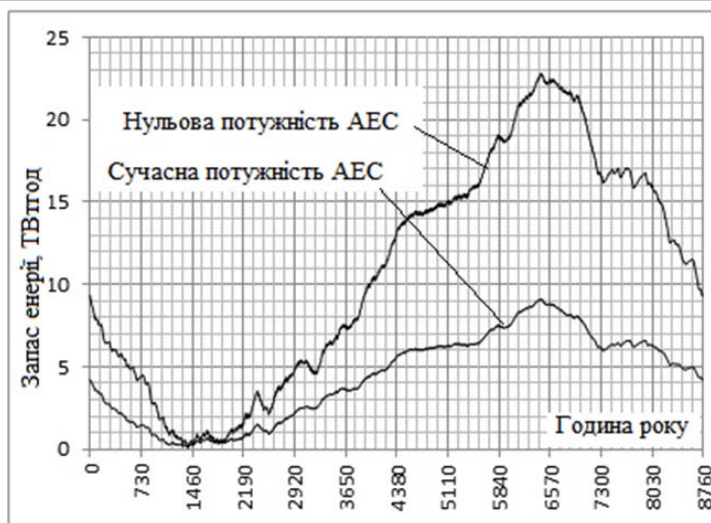


Рис. 3

Вихідні дані для моделювання. Електричні навантаження АЕС, ТЕС, ТЕЦ, ГЕС, ГАЕС, ЕСВЕ бралися за даними погодинних значень сумарної потужності зазначених типів електростанцій ОЕС України у 2019 р. (використано дані ПрАТ «НЕК «Укренерго»). Місячні та погодинні значення коефіцієнту використання встановленої потужності ЕСВЕ (рис. 1 та 2 відповідно) було визначено як відношення фактичної середньої потужності кожного типу електростанцій за обраний обліковий період часу до їхньої середньої встановленої потужності за цей період.

Результати моделювання. Було модельовано та проаналізовано 4 варіанти декарбонізації ОЕС України, що відрізнялися складом генеруючих потужностей безвуглецевої енергосистеми. Кожний варіант задовольняв умові покриття заданого погодинного графіку споживання електричної енергії бруто у 2019 р. Варіанти відрізнялися встановленою потужністю АЕС, яка змінювалася від 0 до 1,5 разів відносно сумарної встановленої потужності АЕС у 2019 р. Для кожного варіанту генеруючої потужності розглянуто 4 варіанти типів АКЕС згідно з табл. 1. Аварійний запас енергії АКЕС в усіх варіантах брався рівним $E_{\min} = 96$ ГВт·год., що еквівалентно виробництву електроенергії двома енергоблоками АЕС (з реакторами ВВЕР-1000) за 2 доби. Графіки, побудовані за результатами розрахунку погодинних значень накопиченої енергії АКЕС на основі ВАЕС протягом року, показано на рис. 3.

Погодинні значення накопиченої енергії для АКЕС інших типів, відмінних

від ВАЕС, практично збігаються зі значеннями для ВАЕС і на рис. 3 не відтворені. З рис. 3 видно, що максимум накопиченої енергії як за відсутності, так і за наявності АЕС припадає на кінець вересня, а мінімум – на першу половину березня. Інші дані варіантних розрахунків наведено у табл. 2.

Необхідна енергоємність АкЕС вибирається за максимальним значенням накопиченої впродовж року енергії і оцінюється (див. рис. 3) у $9 \pm 0,1$ ТВт·год. у разі незмінності встановленої потужності АЕС (13,835 ГВт) та у 22,5-22,8 ТВт·год. – у разі відмови від використання АЕС у безвуглецевій ОЕС України, що становить, відповідно, 6% та 15% від річного споживання електричної енергії бруто. Збільшення встановленої потужності АЕС на 50% від наявної призводить до зменшення потреб у енергоємності АкЕС, практично, на порядок у порівнянні з випадком відсутності АЕС.

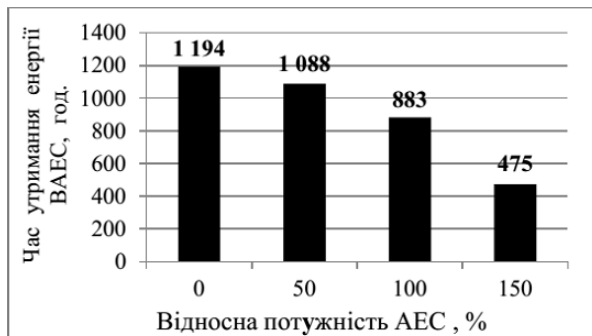


Рис. 4

Необхідний час утримання енергії, що визначається відношенням розрахункових значень сумарної енергоємності до вихідної потужності, слабо залежить від типу АкЕС і зростає зі зменшенням потужності АЕС, як це показано на рис. 4 для випадку використання ВАЕС.

Необхідна потужність ЕСВЕ. Потреба у встановленій потужності ЕСВЕ залежатиме від потужності АЕС: 1) у разі відсутності АЕС вона перевищуватиме пікову потужність ОЕС України у 4,5-6 разів (залежно від типу АкЕС); 2) у разі незмінності сумарної встановленої потужності АЕС – перевищуватиме пі-

кову потужність ОЕС України у 2-3 рази; 3) за збільшеної встановленої потужності АЕС на 50% – відповідатиме потужності існуючих ГАЕС. Максимальне значення необхідної встановленої потужності ЕСВЕ за відсутності АЕС відповідає варіанту використання ВАЕС і оцінюється у 158,8 ГВт (технічний потенціал ЕСВЕ України оцінюється Міжнародним агентством з ВДЕ (IRENA) у 411 ГВт, зокрема найбільший потенціал мають ВЕС – 321 ГВт та СЕС – 71 ГВт [10]).

Таблиця 2

Потужність АЕС відносно базового року, %	Встановлена потужність ЕСВЕ, ГВт				Тип АкЕС	Необхідні параметри АкЕС		
	БіоТЕС	ВЕС	СЕС	Разом		Енергія, ТВт·год	Потужність, ГВт	
							використання	накопичення
0	3,1	22,3	77,4	102,9	Лі-іонна	22,7	20,1	-59,7
50	2,2	15,9	55,2	73,3		15,9	15,4	-42,5
100	1,3	9,5	32,9	43,7		9,0	10,7	-25,3
150	0,4	2,6	8,9	14,2		2,3	6,0	-19,7
0	4,7	34,4	119,5	158,8	ВАЕС	22,8	19,1	-101,1
50	3,4	24,4	84,8	112,7		16,0	14,7	-71,6
100	2,0	14,5	50,2	66,7		9,1	10,3	-42,4
150	0,4	2,6	8,9	22,1		2,8	5,9	-20,2
0	3,1	22,6	78,2	104,0	ПАЕС	22,8	20	-64,7
50	2,3	16,9	58,7	78,0		16,0	15,4	-46,0
100	1,4	10,1	35,0	46,5		9,1	10,7	-27,4
150	0,4	2,6	8,9	22,1		2,8	6,0	-19,8
0	3,1	22,6	78,2	104,0	ГАЕС	22,5	20,1	-60,5
50	2,2	16,1	55,7	74,0		15,6	15,5	-39,7
100	1,3	9,6	33,2	44,1		8,9	10,7	-25,7
150	0,4	2,6	8,9	14,4		2,3	6,0	-19,7

Аналіз обмежень.

Варіант використання ГАЕС. Сумарна енергоємність ГАЕС України після введення в дію усіх запланованих потужностей становитиме близько 0,02 ТВт·год., що у 450 – 1100 разів менше, ніж визначений вище діапазон необхідної енергоємності АкЕС сезонного балансування потужності у разі відсутності АЕС. Потенціал створення в Україні нових ГАЕС руслового типу практично вичерпаний. В теоретичному аспекті можна розглянути варіант побудови ГАЕС басейнового типу потрібного рівня енергоємності, однак необхідність відчуження занадто великих земельних ресурсів, зіставних з площею пересічної області, наявність екологічних та фінансових обмежень, не кажучи вже про соціа-

льні наслідки та створення підстав для виникнення техногенних загроз, унеможливають практичну реалізацію такого варіанту.

Варіант використання ПАЕС, які вважаються перспективним засобом оперативного балансування потужності протягом доби та тижня, для сезонного збереження енергії теж стикається з перешкодами в практичній реалізації, зокрема з необхідністю пошуку і освоєння природних герметичних підземних порожнин з сумарним об'ємом у декілька тисяч кубічних кілометрів.

Використання електрохімічних накопичувачів енергії для сезонної акумуляції енергії сумарним обсягом 9-22 ТВт·год. «під ключ» обійдеться у 1,5 – 3,0 трлн. USD (це навіть якщо виходити з оптимістичних прогнозів [8] щодо зниження до 2050 року питомої вартості одиниці енергоемності відповідного технологічного обладнання з 300 до 75 USD/кВт·год.). Очевидно, що такий варіант для ОЕС України видається нереальним, оскільки номінальний ВВП України у 2020 р. становив 4,194 трлн. грн. або 0,152 трлн. USD (за поточним курсом НБУ).

Варіант використання ВАЕС не зустрічає екологічних обмежень принципового характеру і дасть змогу забезпечити необхідні для сезонного балансування потужності терміни утримання енергії, його реалізація має перспективи з огляду на наявність в Україні компетенцій щодо спорудження та багаторічної експлуатації підземних сховищ природного газу з номінальним об'ємом 31 млрд. nm^3 та фізичним об'ємом близько 0,2 млрд. m^3 у разі тиску в 15 МПа. Для накопичення визначених внаслідок розрахунків обсягів сезонних запасів енергії у формі водню буде потрібно виробляти та зберігати 3-7,6 млрд. nm^3 газу на рік, а для цього має бути створено відповідну технологічну інфраструктуру. Очевидний недолік ВАЕС як енергетичної установки пов'язаний з відносно низькою ефективністю прямого (електроліз води) та особливо зворотного перетворення енергії (водень-електроенергія). Очікується, що збільшення потужності ВАЕС може потребувати більших капіталовкладень в електричні мережі внаслідок більших значень потужності заряджання у порівнянні з іншими типами АЕС (див. табл. 2), хоча обсяги таких капіталовкладень залежатимуть і від місць розташування ВАЕС.

Висновки. Перетворення ОЕС України в безвуглецеву енергосистему на основі ВДЕ та АЕС потребує створення потужної системи сезонного накопичення енергії з сумарною енергоемністю на рівні 6-15% від річного відпуску електричної енергії бруто – залежно від частки сумарної встановленої потужності АЕС у структурі генеруючої потужності безвуглецевої енергосистеми. Накопичення енергії в зазначених обсягах багатократно перевищує можливості існуючих і запланованих до введення ГАЕС ОЕС України.

На сьогодні найбільш реалістичним напрямом забезпечення сезонного балансування потужності безвуглецевої ОЕС України, який є найменш вразливим до існуючих природних, екологічних та технічних обмежень, видається створення акумуляційних систем на основі технологій водневої енергетики за умови пристосування існуючих технологій зберігання природного газу до зберігання водню та створення відповідної технологічної інфраструктури.

Збереження незмінною частки сумарної потужності АЕС (не кажучи вже про її збільшення) в структурі генеруючих потужностей безвуглецевої ОЕС України зменшить потребу в сезонному накопиченні енергії та витрати на виробництво водню, зокрема за рахунок збільшення коефіцієнту використання встановленої потужності електролізного обладнання.

Результати одержано під час виконання бюджетної НДР (№ державної реєстрації 0119U001629) цільової програми наукових досліджень НАН України «Інтелектуальна екологічно безпечна енергетика з традиційними та відновлюваними джерелами енергії» («Нова енергетика») та за підтримки цільового міждисциплінарного проекту НАН України «Науково-технічні та економіко-екологічні засади низьковуглецевого розвитку України», КПКВК 6541030.

TECHNICAL AND ECONOMIC ASPECTS OF DECARBONISATION PROSPECTS ASSESSING OF THE INTERCONNECTED POWER SYSTEM OF UKRAINE

B.I. Basok^{1,3}, O.F. Butkevych^{2,3}, S.V. Dubovskiy¹

¹ Institute of Engineering Thermophysics NAS of Ukraine, e-mail: s.w.dubovskov@gmail.com
2a, M. Kapnist Str., Kyiv, 03057, Ukraine

² Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine, e-mail: butkevych@ied.org.ua
56, Peremohy av., Kyiv, 03057, Ukraine

³ National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,
37, Peremohy av., Kyiv, 03056, Ukraine

Shot analysis of power systems decarbonisation problem to ensure a net-zero greenhouse gas emissions is given. The mathematical model of the power system capacity balancing, generating capacities of which are renewables and nuclear power plants (NPP) is proposed. For capacity balancing storage power plants (SPP) with specified efficiency indicators are used. By using the indicators of the operational conditions of the IPS of Ukraine in 2019 and mathematical modeling for various options of the NPP installed capacity in the decarbonised IPS of Ukraine, the needs in the renewables installed capacity and in the capacity and energy of various types of the SPP were estimated. References 10, figures 4, tables 2.

Key words: decarbonisation, interconnected power system of Ukraine, renewables, storage power plant, model

1. Hans-Werner Sinn. Buffering volatility: A study on the limits of Germany's energy revolution. *European Economic Review*. Volume 99, October 2017. Pp. 130-150.
2. 2018 Non-Financial Report “10 steps towards Europe”. State enterprise National power company Ukren-ergo. URL: https://ua.energy/wp-content/uploads/2019/07/UE_NFR_2018_Eng.pdf (Accessed 04.03.2020)
3. Butkevych O.F., Yunieieva N.T., Hurieieva T.M., Stetsyuk P.I. The Problem of Electric Power Storages' Placement in the IPS of Ukraine taking into account its influence on the power flows transmitted by controlled cutsets. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No. 4. Pp. 46-50. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techne2020.04.046>
4. United in Science 2020. URL: https://public.wmo.int/en/resources/united_in_science (Accessed 27.01.21)
5. Ukraine 2050. Green energy transition concept. The final version. (Ukr) URL: <https://menr.gov.ua/news/34424.html> (Accessed 21.01.2021).
6. The Costs of Decarbonisation: System Costs with High Shares of Nuclear and Renewables. OECD 2019 NEA. No. 7299. Nuclear energy agency organisation for economic co-operation and development. URL: https://www.oecd-neo.org/jcms/pl_15000 (Accessed 04.03.2020)
7. Lazard's levelized cost of storage analysis v.5.0. URL: <https://www.lazard.com/media/451087/lazards-levelized-cost-of-storage-version-50-vf.pdf> (Accessed 22.03.2020)
8. Schmidt O., Melchior S., Hawkes A., Staffell I. Projecting the Future Levelized Cost of Electricity Storage Technologies. *Joule*. 2019. Vol. 3. No 1. Pp. 81–100. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S254243511830583X> (Accessed 25.03.2020)
9. Child M., Bogdanov D. and Breyer C. The role of storage technologies for the transition to a 100% renewable energy system in Europe. 12th International Renewable Energy Storage Conference, IRES 2018. URL: https://www.researchgate.net/publication/329225208_The_role_of_storage_technologies_for_the_transition_to_a_100_renewable_energy_system_in_Europe (Accessed 19.01.2021).
10. IRENA, Joanneum Research and University of Ljubljana (January 2017), Cost-Competitive Renewable Power Generation: Potential across South East Europe. International Renewable Energy Agency (IRENA), (January 2017) Abu Dhabi. URL: https://www.irena.org/-/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2017/IRENA_Cost-competitive_power_potential_SEE_2017.pdf (Accessed 21.01.2021).

Надійшла 20.05.2021

**БАГАТОКАНАЛЬНЕ КОНВЕРТУВАННЯ ВИПАДКОВИХ ДАНИХ
ПАРНИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ ВПОРЯДКОВАНИХ ВИБІРОК**

Р.О. Мазманян*, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: mazmanian@ied.org.ua

Концепцію багатоканальної паралельної конвертації функції розподілу щільності ймовірності, pdf, випадкових даних раніше було застосовано в дослідженні властивостей одноелементних pdf-конверторів. У розвиток концепції, в статті досліджуються перетворювальні властивості каналів spdf-конверторів, утворених сумою пар елементів упорядкованих вибірок (впорядкованих статистик). Характеристики результату конверсії, як залежності від розміру вибірок і зміщення каналів відносно її медіани, було отримано для даних з рівномірним розподілом щільності. З аналізу виключено області взаємної залежності функцій щільності елементів, що додаються, котрі далі, разом з апроксимуючими їх функціями, було нормалізовано. Незважаючи на очевидні структурні відмінності, завданням даного дослідження, як і раніше, було визначення згоди перетворених даних з деякими стандартними функціями щільності розподілу ймовірностей, зокрема, з нормальним законом розподілу. Як і раніше, оцінки близькості каналів spdf-конвертора отримано за допомогою критерію χ^2 -квадрат. Результати досліджень використано задля визначення розміру і розташування вікон статистичної близькості, побудови статистичних моделей каналів конвертора. Бібл. 20, рис. 14.

Ключові слова: випадкові дані, рівномірний розподіл, впорядковані вибірки, функція щільності ймовірності, probability density function (pdf), сума парних упорядкованих статистик, spdf-конвертор, оцінка щільності ймовірності.

Вступ. Сучасні комп'ютерно-інтегровані технології в електроенергетиці є розподіленими системами збору і передачі технологічної інформації по каналах зв'язку від локальних систем збору і попередньої обробки даних щодо параметрів об'єктів, що входять до складу енергосистеми, обробки цієї інформації задля автоматичного управління, контролю якості електричної енергії, аварійного захисту і діагностування електроенергетичного обладнання. Рішення цих завдань пов'язане з дослідженнями процесів генерації, перетворення і розподілу електричної енергії, зі створенням інформаційного, математичного та програмного забезпечення для об'єктів і комплексів електроенергетики. Оцінка якості електричної енергії в мережі і стану обладнання за наявності численних збурюючих впливів, що мають випадковий або детермінований характер, забезпечується за допомогою різноманітних поєднань спеціальних апаратних і алгоритмічних засобів. Робастні оцінки середніх значень контрольованих параметрів за допомогою медіанних фільтрів забезпечують підвищення достовірності інформації [1].

Разом з тим, ранжирування впорядкованими вибірками числових даних, наприклад, відхиленнями від робастної середньої напруги в мережі і тривалості зареєстрованих відхилень, несуть важливу інформацію про зміни параметра в умовах дії випадкових або циклічних збурень. Їхній аналіз дозволить виявити приховані закономірності в причинах і проявах порушень нормального режиму роботи окремих об'єктів або енергетичного комплексу в цілому.

Отримання оцінок контрольованого середовища за допомогою упорядкованих вибірок даних може бути ефективно використано в мультиагентних системах для енергетики [2, 3], що відрізняються здатністю реагувати на зміну середовища, цілеспрямованою поведінкою, можливістю комунікації з іншими інтелектуальними агентами. Програмно реалізовані агенти систем здійснюють функції моніторингу та діагностики, систем захисту, розподілених систем управління, а також моделювання і симуляції процесів, що дає змогу обмінюватися інформацією про конкретне обладнання [4].

Дослідження упорядкованих вибірок з множин випадкових дійсних чисел охоплюють широке

коло проблем, пов'язаних з вивченням їхніх фундаментальних властивостей і різноманітним застосуванням в обробці інформації [5, 6, 7]. Помітне місце в цих роботах займають перетворення абсолютно неперервних випадкових величин [8], які, крім практичної спрямованості, надають можливість вивчення та формалізації властивостей цього нелінійного методу обробки даних.

Неперервність випадкових величин і функцій їхньої щільності ймовірності разом з дискретними параметрами методу, які є, по суті, дискретними аргументами безперервних функцій, забезпечили вичерпне аналітичне уявлення досліджуваних властивостей впорядкованих вибірок.

У цьому сенсі, розгляд упорядкованих вибірок як систем з одним входом і багатьма виходами, або, що те ж саме, як багатоканальних *pdf*-конверторів [9], надає можливість створення цілісного опису процесів перетворення, загальних методів їхнього вивчення і формування порівнянних результатів для різних процедур і об'єктів досліджень, пов'язаних з ними.

Раніше з аналітичних функцій щільності ймовірності, математичного сподівання і дисперсії [10] було визначено умовну параметричну близькість до функції Гауса і статистична близькість до нормального закону щільності ймовірності деяких з $k = 0 \dots 2d$ елементів упорядкованих вибірок з порядком d і розміром $s = 2d + 1$ з множини випадкових, обмежених значенням X_{\max} величин [9]. Було показано, що окремі поодинокі елементи багатоканального конвертора можуть входити в групи вікон параметричної та/або статистичної близькості, розміри яких не збігаються з їхніми граничними номерами.

У цій роботі розглядаються властивості сум пар елементів, які однаково зміщені у виборах з порядком d і розміром s в протилежних щодо медіани напрямках на величину $m = 0 \dots d$.

Мета роботи полягає в дослідженні перетворювальних властивостей багатоканальних конверторів, утворених сумами парних упорядкованих статистик вибірок з множини некорельованих даних з рівномірним розподілом, створенні статистичної моделі конвертації.

Методика досліджень. 1. Спочатку *аналітичними методами досліджень* визначається результуюча функція щільності ймовірності суми *spdf* (*sum probability density function*) двох випадкових величин – довільних симетричних відносно медіани пар елементів вибірок із застосуванням інтеграла згортки [11]. Далі формулюються нульова і альтернативна її гіпотези про статистичну згоду випадкових величин – сумарних виходів пар елементів конвертора – з нормальним або іншими законами розподілу неперервних випадкових величин. Обґрунтовуються і формалізуються способи нормалізації *spdf*, тобто їхнє приведення до масштабів *pdf* елементів, що додаються, з виключенням з аналізу залежних значень в цих випадкових величинах. Нормалізовані *spdf* будуть представлені аналітичними залежностями від нормалізованих сум пар випадкових величин.

2. Зіставлення *spdf* з нормальним законом розподілу починається з подання порівнюваних функцій, як звичайної процедури наближення, апроксимації, визначення умов заміни однієї детермінованою аналітичної функції однієї або декількома іншими функціями [12, 13]. Апроксимуюча функція Гауса (*pdfG*) будується по середньоквадратичному відхиленню (СКВ) сумарної випадкової величини і далі нормалізується. Для зіставлення використовується похибка апроксимації у вигляді інтегрального показника відхилень між функціями.

3. Аналіз параметричної, в детермінованому сенсі, похибки апроксимації, визначення в новій сукупності з числом елементів, рівним порядку початкових упорядкованих вибірок d , елементів з особливими властивостями, встановлення їхнього зв'язку з величиною зміщення.

4. Отримання оцінок видимої близькості до розподілу Лапласа (*pdfL*) щільності суми елементів *spdf* з максимальним зсувом d для вибірок будь-якого порядку. І в цьому випадку виконується нормалізація розглянутих каналів парних елементів, формулюються власні основна гіпотеза $H_0^{(L)}$ і альтернативна їй гіпотеза $H_1^{(L)}$.

5. Перевірки згоди сумарних випадкових величин до нормального закону і розподілу Лапласа *чисельними методами досліджень* виконуються окремо. Для цього формуються дві пари векторів дискретних значень *pdfG* і *pdfL* з *spdf* [10], обчислюються статистики χ^2 -квадрат [14], визначаються критичні значення кожного каналу парних елементів, за якими приймаються або відхиляються сформульовані гіпотези.

6. Побудова вікон статистичної близькості і статистичних моделей багатоканальних конверторів парних елементів довільного порядку d з отриманих оцінок згоди для всіх каналів $0 \dots d$ *spdf*-конвертора.

Функції щільності ймовірності суми парних елементів упорядкованих вибірок. Розглянемо зв'язок параметрів суми двох елементів вибірок *spdf* і параметрів *pdf* доданків цієї суми

(рис. 1). Абсолютні номери розглянутих пар елементів для позитивного і негативного зсуву m щодо медіани рівні $k_m^{(p)} = d + m$, $k_m^{(n)} = d - m$, відповідно.

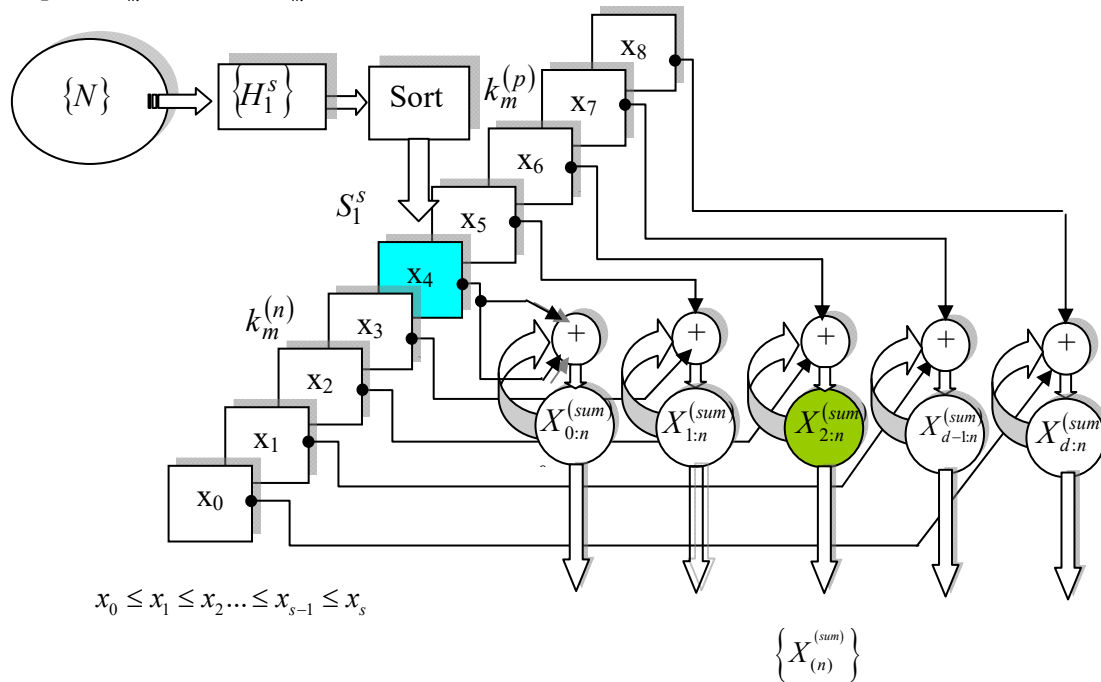


Рис. 1

Розділимо випадкові величини елементів, що додаються, зі зміною позначення на y елемента з негативним зміщенням. Функція щільності ймовірності визначається згортокою щільності ймовірності доданків елементів вибірки [11], тобто

$$p_{d,m}^{(con)}(z) = p_S(x^{(p)}, d, k_m^{(p)}) * p_S(x^{(n)}, d, k_m^{(n)}) = \int_a^b p_S(x, d, k_m^{(p)}) \cdot p_S(z - x, d, k_m^{(n)}) dx, \quad (1)$$

де щільність ймовірності елемента визначається формулою [10]

$$p_{d,k}(x) = \frac{1}{2X_{\max}} \cdot \frac{(2d+1)!}{k!(2d-k)!} \cdot \left(\frac{X_{\max} + x}{2X_{\max}}\right)^k \cdot \left(\frac{X_{\max} - x}{2X_{\max}}\right)^{2d-k}. \quad (2)$$

Очевидно, що межі змін суми двох випадкових величин подвоюються $z = x + y$, тобто $-2X_{\max} \leq z \leq 2X_{\max}$. Підстановка меж інтеграла згортки і щільності ймовірності елементів перетворює вираз (1) до вигляду

$$p_{d,m}^{(con)}(z) = S(d, m) \int_a^b (X_{\max} + x)^{k_m^{(p)}} \cdot (X_{\max} - x)^{2d-k_m^{(p)}} \cdot [X_{\max} + (z-x)]^{k_m^{(n)}} \cdot [X_{\max} - (z-x)]^{2d-k_m^{(n)}} dx, \quad (3)$$

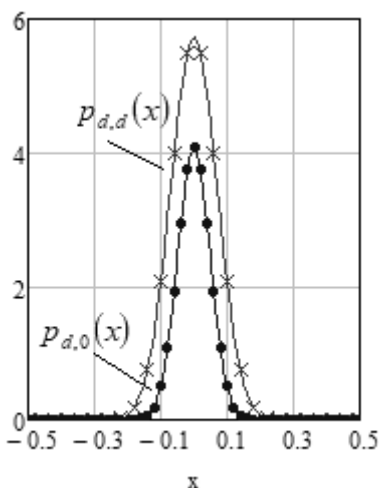


Рис. 2

де $a = -X_{\max}$, $b = z + X_{\max}$ для $z < 0$; $a = z - X_{\max}$, $b = X_{\max}$ для $z \geq 0$, (4)

$$S_{d,m} = \frac{1}{(2X_{\max})^{2(d+1)}} \cdot \frac{[(2d+1)!]^2}{(2d-k_m^{(n)})!(2d-k_m^{(p)})!k_m^{(n)}!k_m^{(p)}!} \quad (5)$$

– коефіцієнт, який визначається дискретними значеннями порядку вибірки d і зміщенням елементів m , що додаються.

З подвоєнням діапазону змін випадкової величини z зменшуються значення функції розподілу суми елементів $p_{d,m}^{(con)}(z)$, що підтримує рівність одиниці граничного значення функції розподілу випадкової величини z .

Для вибірок розміром $d = 9$ на рис. 2 показана функція щільності ймовірності (2) елемента $p_{d,d}(x)$ з номером $k = d$, тобто

медіани, і $spdf\ p_{d,0}^{(con)}(z)$ пари зі зміщенням $m=0$, яка підсумовується. Це особливий випадок, коли підсумовуються два доданки, два елементи, функції щільності яких рівні між собою. На цьому і наступних рисунках обидві функції будуть представлені в шкалі випадкової величини x , тобто для $-X_{max} \leq z \leq X_{max}$.

Про перевірку гіпотез розподілу з відомими параметрами. Зазвичай нульова H_0 і альтернативна H_1 статистичні гіпотези формуються як припущення, призначені для перевірки відповідності невідомих параметрів розподілу вибірових даних якого-небудь передбачуваного закону розподілу. Як правила прийняття або відхилення статистичних гіпотез для оцінки близькості двох різних аналітично заданих розподілів із загальними параметрами, як і раніше [9], використовується критерій χ^2 -квадрат.

Нормалізація функції щільності розподілу суми пар елементів. Необхідність співставлення функцій щільності суми і окремих елементів вимагає нормалізації [15] результатів підсумовування, тобто їхнього зведення до початкового масштабу, до загальних шкал для випадкових величин і досліджуваних pdf і $spdf$.

Нормалізацію за двома параметрами необхідно виконувати із застосуванням двох множників, які визначаються окремо для інтеграла згортки і для її незалежної змінної z . Коректуючі множники надають одночасний нормуючий вплив на результат, але розділені по точці прикладання. Збільшення вдвічі діапазону змін суми компенсується множником $\xi_{d,m}$ для суми випадкових значень елементів вибірки z . Зменшення значень щільності ймовірності суми компенсується множником $\psi_{d,m}$, що застосовується до значень функції щільності ймовірності.

Коректне застосування інтегралу згортки вимагає виключення залежних значень [16] в елементах зі зміщенням m , що додаються. Їхнє число залежить від порядку вибірки і зміщення. Тому статистична корекція результатів узгоджується з метою нормалізації і форматом множників, що нормалізують.

Включення фактора статистичної корекції в множники $\xi_{d,m}$ та $\psi_{d,m}$, що нормалізують, засноване на аналізі ймовірності виникнення залежних/незалежних пар подій в особливих випадках і врахування загального коефіцієнта нормалізації λ . Він дорівнює добутку нормалізуючих множників і має постійну величину, яка визначається відносним числом подій суми для будь-яких значень порядку вибірки і зміщення пари, тобто

$$\lambda = \xi_{d,m} \cdot \psi_{d,m} = 2. \quad (6)$$

Перший особливий випадок відноситься до статистик впорядкованих вибірок зі зміщенням $m=0$, що додаються, і однаковими їхніми номерами $k=k_0^{(p)}=k_0^{(n)}=d$ (рис. 3, а). Вони повністю взаємно залежні. Число незалежних значень цієї пари дорівнює половині від їхнього загального числа. Коректуючий вплив, що дорівнює 2, забезпечується за його рівного розподілу між двома множниками, тобто за $\xi_{d,0}=\sqrt{2}$ і $\psi_{d,0}=\sqrt{2}$.

Другий випадок пов'язаний зі зміщенням пари елементів, рівним порядку вибірки d , тобто

$$k_p = k_d^p = 2d, \quad k_n = k_d^n = 0 \quad (\text{рис. 3, б}).$$

Тут число незалежних подій $n_d^{(ind)}$ дорівнюватиме сумі подій двох елементів, тобто двом.

Корекція по незалежній змінній означає перехід від z до x зі зменшенням меж в 2 рази. Це очевидний факт, пов'язаний з самою величиною, що коректується, тому що в цій парі елементів знаходяться взаємно незалежні випадкові величини. Тут вони залишаться і після виконання цієї складової корекції для приведення значень сумарної випадкової величини

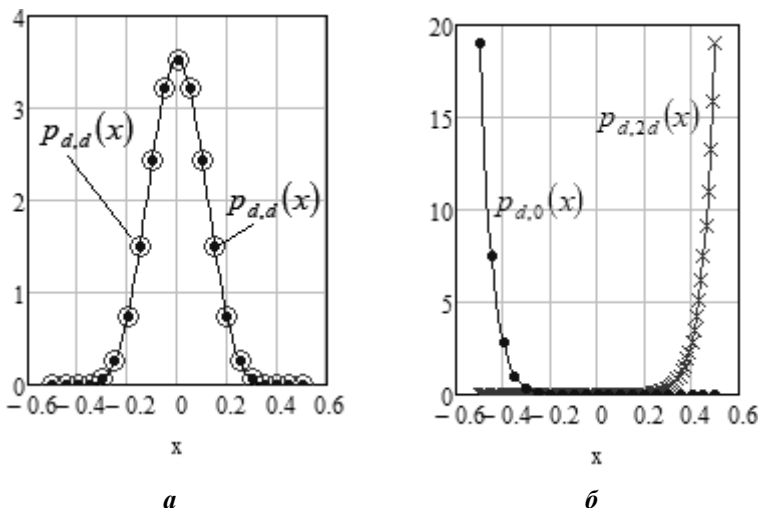


Рис. 3

до меж змін однієї випадкової величини.

Коректувальний множник $\sqrt{2} \leq \xi_{d,m} \leq 2$ для номерів пар елементів $0 \leq m \leq d$ використовується для зменшення діапазону, тобто в знаменнику випадкової величини z .

Коректувальний множник $\psi_{d,m}$ використовується для збільшення значень функцій щільності, тобто в чисельнику коефіцієнта $S(d, m)$ (5) інтеграла згортки (3). Значення множника визначаються з рівності (6)

$$\psi_{d,m} = \lambda / \xi_{d,m}. \quad (7)$$

Таким чином, у разі зміни зсуву пари доданків елементів від 0 до d число незалежних подій $n^{(ind)}$ буде змінюватися в діапазоні значень від 1 до 2, тобто від їхньої повної взаємної залежності до їхньої повної незалежності.

Лінійні наближення змін коректувальних множників в залежності від порядку вибірки визначаються наступними виразами:

$$\xi_{d,m}^{lin} = \xi_{d,0} + \Delta\xi(d) \cdot m, \quad \psi_{d,m}^{lin} = \psi_{d,0} + \Delta\psi(d) \cdot m, \quad (8)$$

де $\Delta\xi(d) = (\xi_{d,d} - \xi_{d,0})/d$, $\Delta\psi(d) = (\psi_{d,d} - \psi_{d,0})/d$ – кутові коефіцієнти за напрямками корекції.

На рис. 4, а представлено графіки зміни коректувальних множників для $d = 9$.

Чисельна оцінка залежності/незалежності випадкових величин будь-якої пари елементів упорядкованих вибірок визначається часткою площі взаємного перекриття або вільної від перекриття в загальній площі їхніх функцій щільності розподілу. Для симетричних відносно медіани пар елементів зі зміщенням $m = 3$, наприклад, (рис. 4, б), ця площа визначає частку залежних/незалежних

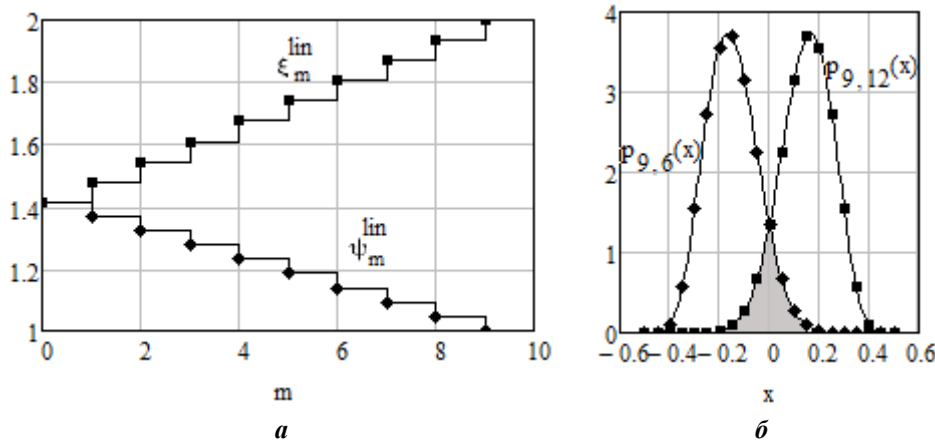


Рис. 4

подій в результаті складання. Її слід враховувати під час коректування результату.

Очевидно, що перекриття симетричних пар для правого елемента $k_{d,m}^{(p)} = d + m$ утворено площею, обмеженою негативною піввіссю абсцис і його функцією розподілу щільності ймовірності в цій області, а для лівого елемента $k_{d,m}^{(n)} = d - m$ –

позитивною піввіссю і функцією розподілу лівого елемента. Причому, в силу симетрії площі функції щільності ймовірності елементів щодо осей ординат рівні між собою. Тому сумарне число незалежних подій пари елементів визначається площею, обмеженою межами $-X_{\max} \dots 0$ і $0 \dots X_{\max}$ для лівого і правого елемента, відповідно (рис. 4, б), або подвоєному значенню числа одного з них.

Частка (ймовірність) незалежних подій для лівого елемента визначається значенням функції розподілу $P(x)$ в точці $x=0$, а для правого $1-P(x)$. Загальна частка (ймовірність) незалежних подій для суми дорівнює подвоєному значенню ймовірності одного з елементів.

Ймовірність появи $p_{d,m}^{(ind)}(k_{d,m}^{(p)})$ незалежних подій правого від медіани елемента визначається площею її функції щільності ймовірності в діапазоні від нуля до X_{\max} (рис. 4, б)

$$p_{d,k}^{(ind)}(x) = \frac{1}{2X_{\max}} \cdot \frac{(2d+1)!}{k!(2d-k)!} \int_0^{X_{\max}} (X_{\max} + x)^{k^{(p)}} \cdot (X_{\max} - x)^{2d-k^{(p)}}. \quad (9)$$

Залежні події в цьому випадку будуть мати ймовірність, яка визначається рівністю $p_{d,m}^{(dep)}(k_{d,m}^{(p)}) = 1 - p_{d,m}^{(ind)}(k_{d,m}^{(p)})$.

Зміну ймовірностей подій в залежності від зміщення показано на рис. 5, а.

Нелінійну корекцію функції щільності ймовірності (10) отримано шляхом зміщень і

масштабування подвоєної ймовірності появи незалежних подій $p_{d,m}^{(ind)}(k_{d,m}^{(p)})$

$$\xi_{d,m} = 2 \cdot (p_{ind}(k_m^{(p)}) - 0.5) \cdot (2 - \sqrt{2}) + \sqrt{2}. \quad (10)$$

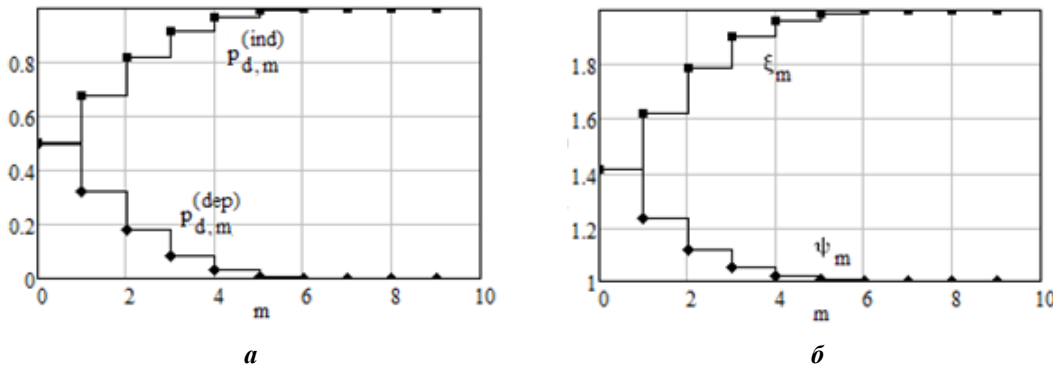


Рис. 5

Коректувальний множник по незалежній змінній визначається з рівності (7). Множники за двома напрямками графічно показано на рис. 5, б.

Корекція сумарної випадкової величини $u = z \cdot (\xi_{d,m})^{-1}$, введення коректувального *spdf* множника $\psi_{d,m}$ з (7), заміна позначення в підінтегральному виразі x на y та перетворює (3) до нормалізованого вигляду

$$p_{d,m}^{(norm)}(u) = \psi_{d,m} \cdot p(u, d, m) = \psi_{d,m} \cdot S_{d,m} \times \int_a^b (X_{\max} + x)^{k_m^{(p)}} \cdot (X_{\max} - x)^{2d - k_m^{(p)}} \cdot [X_{\max} + (z - x)]^{k_m^{(n)}} \cdot [X_{\max} - (z - x)]^{2d - k_m^{(n)}} dx, \quad (11)$$

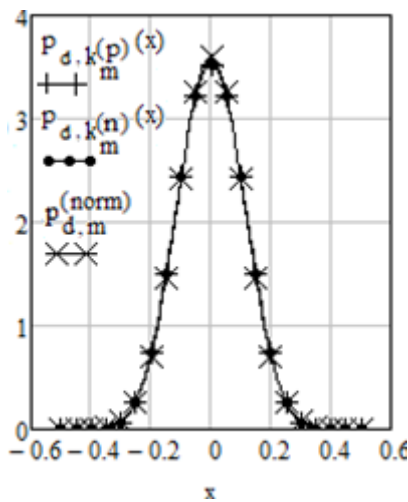


Рис. 6

де межі інтегрування визначаються з (4).

Повернення до початкової випадкової величини дає змогу завершити нормалізацію формулою

$$p_{d,m}^{(norm)}(x) = p_{d,m}^{(norm)}(u). \quad (12)$$

Функції щільності ймовірності двох одноелементних медіан разом з нормалізованою *spdf* пари елементів з нульовим зміщенням, тобто $k_{d,0}^{(p)} = k_{d,0}^{(n)} = d$, показано на рис. 6.

Нижче наведено факторіальний вираз для формули нормалізованої щільності ймовірності суми двох симетрично розташованих елементів упорядкованих вибірок, отриманий за допомогою біноміального розкладання співмножників підінтегрального виразу в рівнянні (11)

$$p_{d,m}^{(con)}(x) = \psi_{d,m} \cdot S_{d,m} \times \sum_{jp=0}^{k_m^{(p)}} \sum_{ip=0}^{2d - k_m^{(p)}} \sum_{jn=0}^{k_m^{(n)}} \sum_{in=0}^{2d - k_m^{(n)}} \frac{(-1)^{in+ip} \cdot X_{\max}^{4d - jn - jp - in - ip} \cdot (2d - k_m^{(n)})! \cdot (2d - k_m^{(p)})! \cdot k_m^{(n)}! \cdot k_m^{(p)}!}{jn! \cdot jp! \cdot in! \cdot ip! \cdot (k_m^{(n)} - jn)! \cdot (k_m^{(p)} - jp)! \cdot (2d - k_m^{(n)} - in)! \cdot (2d - k_m^{(p)} - ip)!} \times \sum_{i=0}^{jn-in} \frac{(-1)^i \cdot (jn + in)! \cdot \left(\frac{2x}{\xi_{d,m}}\right)^{jn-in-i}}{i! \cdot (jn + in - i)! \cdot (jp + ip + i + 1)!} \times \begin{cases} \left(\frac{2x}{\xi_{d,m}} + X_{\max}\right)^{jp+ip+i+1} - (-X_{\max})^{jp+ip+i+1} & x < 0 \\ X_{\max}^{jp+ip+i+1} - \left(\frac{2x}{\xi_{d,m}} - X_{\max}\right)^{jp+ip+i+1} & x \geq 0 \end{cases} \quad (13)$$

Апроксимація функцій і оцінка параметричної близькості. Апроксимація функцій може розглядатися як заміна досліджуваної функції іншої, більш простою або більш зручною для використання. Такий детерміністський підхід потребує застосування чисельних оцінок і критичних значень відмінностей, які дозволять судити про *параметричну* близькість або віддаленість заміни в

рамках прийнятих двох гіпотез. Якщо для оцінок якості наближення можуть використовуватися різні показники точності/похибки апроксимації, то вибір їхніх критичних значень не має обґрунтованих правил прийняття і відхилення гіпотез, що перевіряються.

Тому параметрична перевірка буде носити умовний характер, пов'язаний з порогом прийняття рішень. Така процедура може бути корисною, наприклад, для зіставлення параметричних висновків з результатами статистичної перевірки.

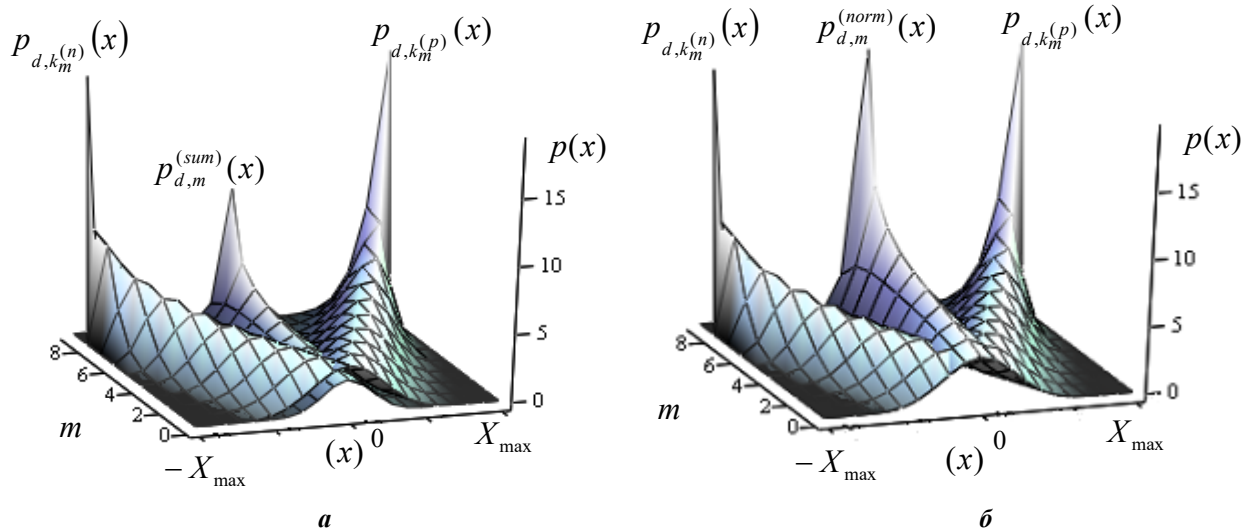


Рис. 7

Загальний вигляд функцій щільності ймовірності лівосторонніх і правобічних відносно медіани каналів *pdf*-конвертора і каналів парних сум *spdf* для вибірок з порядком $d = 9$ наведено на рис. 7, а.

Нормалізовані *spdf* разом з каналами елементів, що додаються, показані на рис. 7, б.

Побудова апроксимуючої функції. Апроксимуюча функція Гауса в першому наближенні будується за двома параметрами досліджуваної випадкової величини, тобто впорядкованої статистики розглянутого каналу, – її дисперсії і середнього значення.

Середні симетричної відносно медіани пари елементів впорядкованої вибірки [10] мають рівні, але протилежні за величиною значення

$$M_{d,k} = \frac{X_m}{d+1} \cdot (k+1) - X_m. \quad (14)$$

Тому сума довільної симетричної пари має нульовий зсув.

Дисперсія елементів упорядкованих вибірок визначається виразом [10]

$$D_{d,k} = \alpha_{d,k}^{(2)} - \mu_{d,k}^2 = \left(X_{\max}^2 \cdot \frac{(2 \cdot d + 1)!}{2^{2 \cdot d + 1}} \cdot \sum_{j=0}^k \sum_{m=0}^{2 \cdot d - k} \frac{(-1)^m + (-1)^j}{j! \cdot m! \cdot (k - j)! \cdot (2 \cdot d - k - m)! \cdot (m + j + 3)} \right) - \left(X_{\max}^2 \cdot \frac{(2 \cdot d + 1)!}{2^{2 \cdot d + 1}} \cdot \sum_{j=0}^k \sum_{m=0}^{2 \cdot d - k} \frac{(-1)^m - (-1)^j}{j! \cdot m! \cdot (k - j)! \cdot (2 \cdot d - k - m)! \cdot (m + j + 2)} \right)^2. \quad (15)$$

Тут дисперсія суми обчислюється з початкової функції щільності ймовірності суми елементів (3) без коректувального множника, тому що під час підсумовування вдвічі збільшується діапазон змін випадкової величини з одночасним зменшенням вдвічі значень функції щільності суми

$$D_{d,m}^{(sum)} = S_{d,m} \int_{-2X}^{2X} z^2 \int_a^b (X_{\max} + x)^{k_m^{(p)}} \cdot (X_{\max} - x)^{2 \cdot d - k_m^{(p)}} \cdot [X_{\max} + (z - x)]^{k_m^{(n)}} \cdot [X_{\max} - (z - x)]^{2 \cdot d - k_m^{(n)}} dx. \quad (16)$$

Межі інтегрування $[a, b]$ визначаються з (4). Дисперсія суми двох елементів впорядкованої вибірки дорівнює сумі дисперсій доданків елементів [17]. На рис. 8 показано дисперсії каналів одноелементного конвертора $D_{9,k}$ і конвертора парних елементів $D_{9,m}^{(sum)}$ для номерів елементів і їхніх зсувів, відповідно.

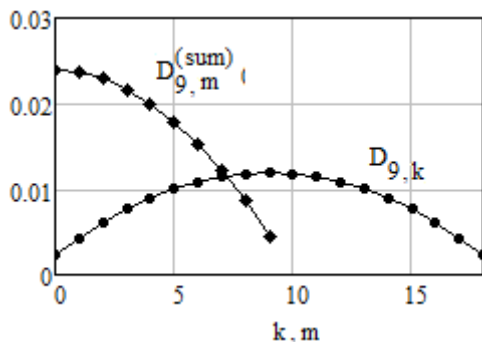


Рис. 8

Вибіркові середньоквадратичні відхилення елементів пов'язані з дисперсіями залежністю

$$\sigma_{d,m} = \sqrt{D_{d,m}}. \quad (17)$$

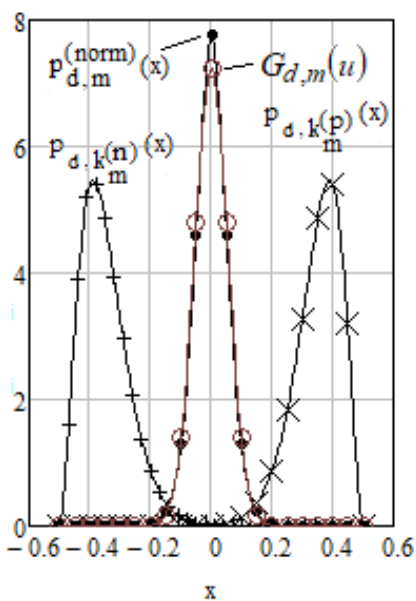
Нормалізація функції Гауса. Апроксимуюча функція Гауса визначається середньоквадратичним відхиленням пар елементів, що додаються, з введенням коректувальних множників в інтервалі змін випадкової величини.

Корекція функції Гауса здійснюється множником, як і за нормалізації *pdf*, яка апроксимується. А корекція аргументу цієї функції здійснюється його подвоєнням для підгонки під подвійний інтервал, а потім в знаменник вводиться корекція подвійного інтервалу

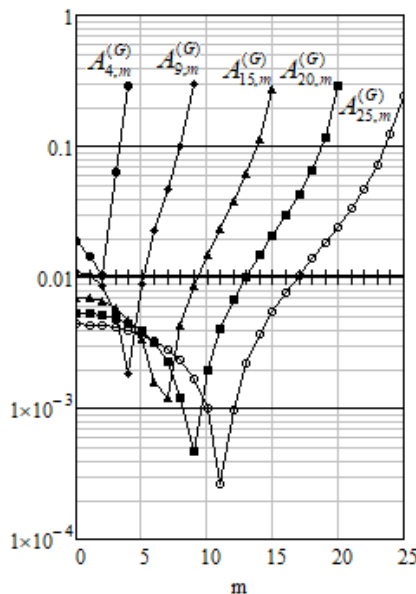
$$G_{d,m}(u) = \frac{\Psi_{d,m}}{\sigma_{d,m}^{(s)} \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left[-0,5(u)^2 (\sigma_{d,m}^{(s)})^{-2}\right], \quad (18)$$

де $u(x) = \frac{2}{\xi_{d,m}} \cdot ([-X_{\max} + x])$.

Процедура забезпечує рівність одиниці площі апроксимуючої функції для всіх припустимих значень його дискретних аргументів.



а



б

Рис. 9

Слід зазначити, що для суми елементів зі зміщеннями, близькими до порядку вибірки, спостерігається деяке заниження максимуму *pdf* за збереження близькості двох функцій на всьому діапазоні змін нормованої по аргументу суми випадкових величин елементів. Це показано на рис. 9, а для елементів, що додаються, зі зміщенням $m = 7$ в вибірках з порядком $d = 8$.

Наведені до діапазону змін інтегральні значення відхилень *pdf*, що апроксимується, від функції Гауса (рис. 9, б), визначаються

залежностями (11), (12) і (18)

$$A_{d,m}^{(G)} = \frac{1}{2X_{\max}} \cdot \int_{-X}^X |p_{d,m}^{(norm)}(x) - G_{d,m}(x)| dx. \quad (19)$$

Графічне подання похибок апроксимації елементів упорядкованих вибірок, що додаються, як виходів багатоканального конвертора, дозволяє судити про цілком певну їхню впорядкованість, схожу з впорядкованістю одноелементних конверторів [10]. Йдеться про наявність виходу, що займає середнє положення в ряду виходів *pdf*-конвертора, і має мінімальні відмінності від апроксимуючої функції Гауса. В цьому випадку можна стверджувати про відтворення в дещо зміненому форматі структури початкової впорядкованої вибірки з випадкових величин як одноелементного *pdf*-конвертора.

Номер цього елемента в ряду виходів конвертора парних елементів графічно визначається з рівності дисперсії суми двох елементів впорядкованої вибірки сумі дисперсій елементів, що додаються [17]. Для випадку парного порядку вихідних вибірок (рис. 10, а) номер медіанного каналу *pdf*-конвертора (рис. 1) дорівнює $d / 2$

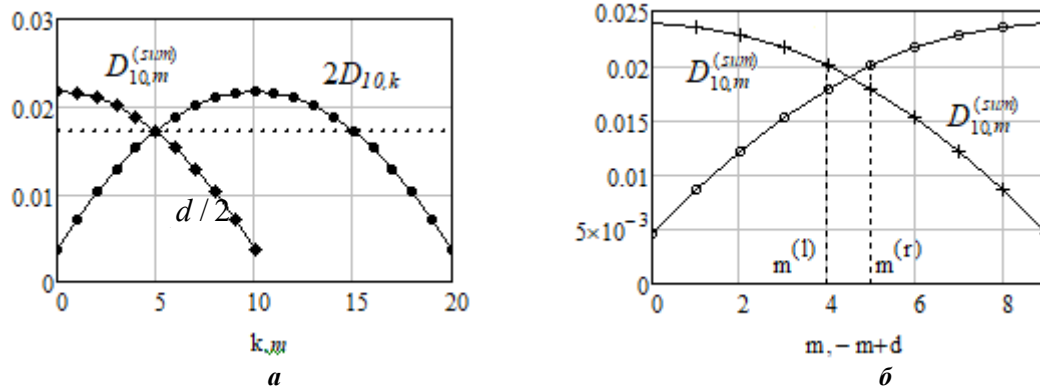


Рис. 10

Непарний порядок вихідних вибірок (рис. 10, б) формує конвертори другого типу, які відрізняються наявністю двох серединних каналів з номерами, рівними меншій $m^{(l)}$ і більшій $m^{(r)}$ цілої частині зсуву, рівного $d/2$.

Асиметрія дисперсії щодо медіанного каналу або двох серединних каналів призводить і до асиметрії інтегральних відхилень $A^{(G)}$ від функції Гауса $spdf$, що апроксимується, (рис. 9, б)

На другому етапі нормалізації апроксимуючої функції Гауса визначаються масштабуючі коефіцієнти, що доповнюють її

$$\rho_{d,m}^{(G)} = p_{d,m}^{(\max)} (x) (G_{d,m}(0))^{-1}, \quad (20)$$

де максимальні значення функцій щільності ймовірності (11), (12) рівні

$$p_{d,m}^{(\max)} = \frac{\psi_{d,m}(2d+1)!}{(2X_{\max}^{d+1} \cdot (d+m)! \cdot (d-m)!)^2} \cdot \int_{-X_{\max}}^{X_{\max}} (X_{\max} + x)^{d+m} \cdot (X_{\max} - x)^{d-m} dx, \quad (21)$$

а максимальні значення апроксимуючої функції визначаються з її формули (17)

$$G_{d,m} = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{d,m}^{(s)}}. \quad (22)$$

Зведення максимального значення функції Гауса до максимального значення $spdf$, що апроксимується, здійснюється коректувальним СКВ множником

$$\sigma_{d,m}^{(G)} = \rho_{d,m}^{(G)} \cdot \sigma_{d,m}^{(s)}. \quad (23)$$

Нормалізована функція Гауса

$$G_{d,m}(x) = \frac{\psi_{d,m}}{\sigma_{d,m}^{(G)} \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left[-0,5(2x/\xi_{d,m})^2 (\sigma_{d,m}^{(G)})^{-2}\right] \quad (24)$$

далі буде використана для статистичної оцінки каналів $spdf$ -конвертора.

Особливий випадок перетворень парними елементами. Серед усіх можливих пар елементів вибірок можна виділити пару, зміщення яких дорівнюють порядку вибірки, що розглядається. Для

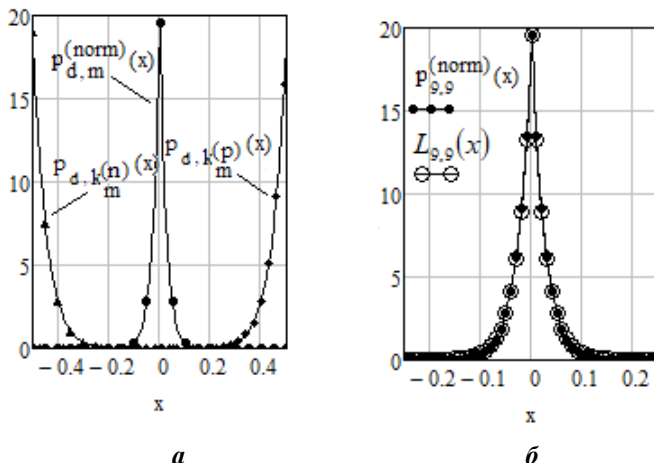


Рис. 11

крайніх лівосторонніх і правобічних елементів сума формується з монотонно спадної і монотонно зростаючої функцій щільності ймовірності, відповідно. (рис. 11, а). Всі інші утворені функціями щільності ймовірності пар елементів, що мають монотонно зростаючі і монотонно спадні області (рис. 9, а).

Сумарна щільність розподілу елементів для цих номерів має найбільшу відміну від апроксимуючої функції Гауса. Її форма має помітну схожість з функцією розподілу Лапласа.

Для перевірки припущення формулюються основна $H0^{(L)}$ і альтернативна їй $H1^{(L)}$

гіпотези про близькість або віддаленість $spdf$ периферійних каналів з апроксимуючої функцією Лапласа, представленої у вигляді залежності від випадкової величини x з параметром α [18].

Нормалізація функції Лапласа. Корекція функції розподілу Лапласа не вимагає застосування коректувальних множників ξ і ψ , тому що елементи з максимальним зміщенням не містять залежних випадкових величин.

Використаємо як параметр α функції щільності ймовірності Лапласа ($pdfL$) значення СКВ $\sigma_{d,m}^{(s)}$ функції, що апроксимується, тобто, $\alpha = 2(\sigma_{d,m}^{(s)})^{-1}$

$$L_{d,m}(x) = \frac{\alpha}{2} \cdot \exp[-\alpha \cdot |x|] = (\sigma_{d,m}^{(s)})^{-1} \cdot \exp[-|2x|(\sigma_{d,m}^{(s)})^{-1}]. \quad (25)$$

Множник $\rho_{d,m}^{(L)}$ зведення $spdf$ пари елементів з функцією щільності ймовірності Лапласа визначається з відношення їхніх значень (25) і (13) для незалежної випадкової величини $x = 0$

$$\rho_{d,m}^{(L)} = \frac{L_{d,m}(0)}{p_{d,m}(0)} = \sigma_{d,m}^{(s)} \cdot p_{d,m}^{\max}. \quad (26)$$

Після нормалізації $pdfL$ (25) прийме вигляд

$$L_{d,m}(x) = \frac{\rho_{d,m}^{(L)}}{\sigma_{d,m}^{(s)}} \cdot \exp\left[-\frac{|2x| \cdot \rho_{d,m}^{(L)}}{\sigma_{d,m}^{(s)}}\right] = p_{d,m}^{\max} \cdot \exp[-|2x| \cdot p_{d,m}^{\max}]. \quad (27)$$

Результат нормалізації функції Лапласа представлений на рис. 11, б.

Середньоквадратична похибка апроксимації і в цьому разі визначається як різниця даних функцій. Наведені до діапазону змін інтегральні значення відхилень $spdf$ від функції Лапласа (рис. 11, б), визначаються різницею залежностей (11), (12) і (27)

$$A_{d,m}^L = \frac{1}{2X} \cdot \int_{-X}^X |p_{d,m}^{(norm)}(x) - L_{d,m}(x)| dx. \quad (28)$$

Графічне подання похибки апроксимації функцією Лапласа для елементів із зміщенням m вибірок до $d = 25$ і умовним критичним значенням, рівним 0.01, наведено на рис. 12.

Перевірка статистичних гіпотез. Для аналізу властивостей впорядкованих вибірок з множини некорельованих випадкових величин було сформульовано два припущення щодо виду розподілу щільності ймовірності $spdf$ -конвертора. В цьому випадку висунуті нульові гіпотези розглядаються незалежно один від одного, і кожна з них має власну альтернативну гіпотезу. Як і раніше [9], перевірка справедливості гіпотез для кожної з випадкових величин $\{X_{(n)}^{(sum)}\}$ на виході

багатоканального конвертора буде виконуватися за допомогою критерію згоди Пірсона χ^2 -квадрат, якій для

безперервних функцій щільності ймовірності виходів конвертора $p_{d,m}^{(norm)}$ і розподілів Гауса $G_{d,m}(x)$ і Лапласа $L_{d,m}(x)$, запишеться у такий спосіб:

$$(\chi_{d,m}^{(G)})^2 = n \cdot \sum_{i=0}^n \frac{(p_{d,m}^{(norm)}(x_i) - G_{d,m}(x_i))^2}{G_{d,m}(x_i)}, \quad (29)$$

$$(\chi_{d,m}^{(L)})^2 = n \cdot \sum_{i=0}^n \frac{(p_{d,m}^{(norm)}(x_i) - L_{d,m}(x_i))^2}{L_{d,m}(x_i)}, \quad (30)$$

де n – число дискретних значень $spdf$, $pdfG$ і $pdfL$ (11), (12), (18), (27) від випадкової величини

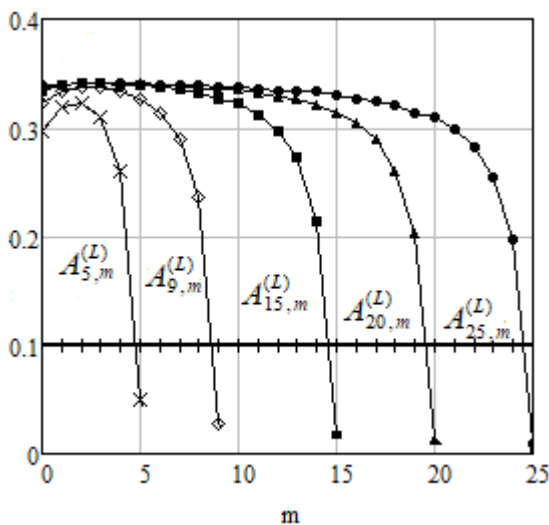


Рис. 12

$$-X_m \leq x_i \leq X_m \text{ [19, 20].}$$

Перевірки обох пар статистичних гіпотез проводяться в наступній послідовності: обчислюються роздільні статистики χ^2 -квдрат (29), (30) для n випадкових величин $\{X_{(n)}^{(s)}\}$, задаються загальні рівень значущості α , тип критичних областей і число ступенів свободи по числу інтервалів n , тобто $df = n - 1 - 2$, визначається єдина межа критичної області, рівна квантилю розподілу χ^2 порядку 0.95. Перевищення критеріями $(\chi_{d,m}^{(G)})^2$ або $(\chi_{d,m}^{(L)})^2$ узагальнюючої міри розбіжності між порівнюваними функціями відхиляє нульові гіпотези на користь прийняття висновку щодо відсутності згоди з очікуваними $pdfG$ і $pdfL$.

Результати перевірки гіпотез про узгодженість елементів окремих упорядкованих вибірок з

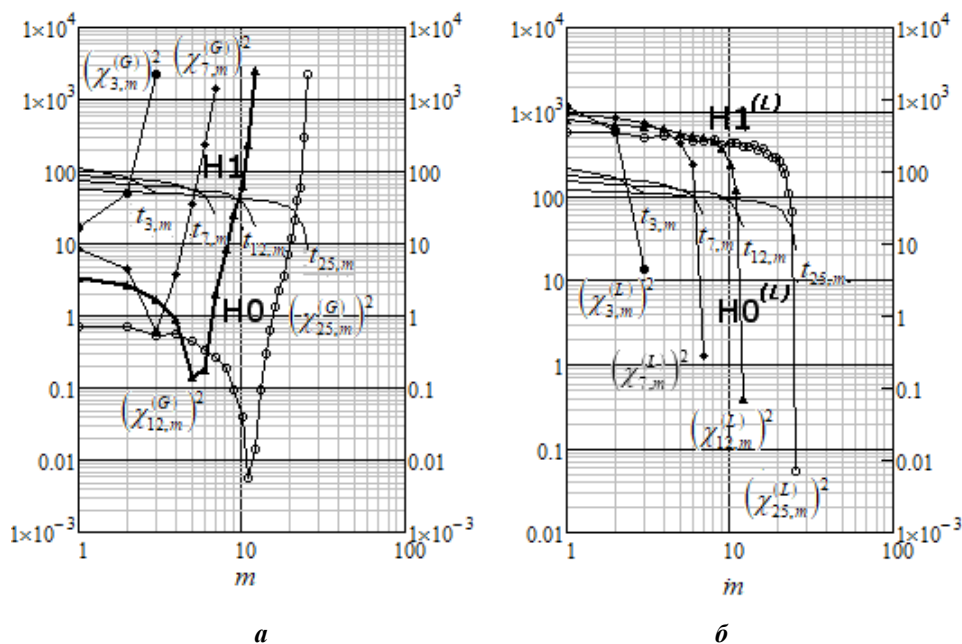


Рис. 13

законами розподілу Гауса і Лапласа показано на рис. 13, а, б, відповідно.

Пара серединних елементів дванадцятиканального $spdf$ -конвертора викликає сплюснення мінімальних значень критерію близькості до нормального закону розподілу $(\chi_{12,m}^{(G)})^2$ (рис. 13, а).

Вікна статистичної близькості до нормального закону розподілу $s_d^{(w)}$ разом з розміром конвертора парних елементів s_d для $d = 1 \dots 25$, які поєднують групи елементів, розподіл

щільності ймовірності яких згідний із нормальним законом, показано на рис. 14.

Лінійне наближення для визначення розмірів вікон близькості до нормального закону розподілу визначається формулою

$$s_d^{(G)} = 0.88 \cdot d. \quad (31)$$

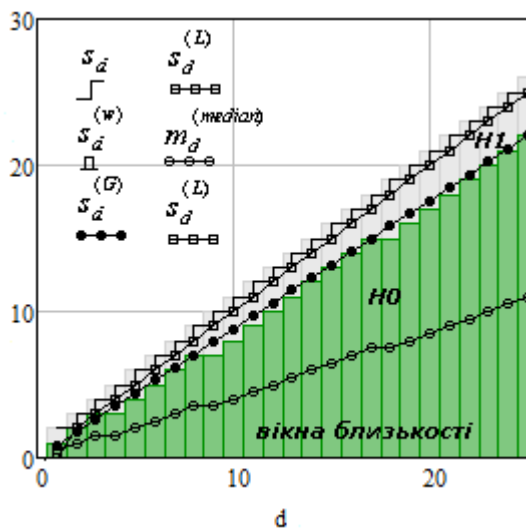


Рис. 14

Номери медіан конверторів $m_d^{(median)}$ також показано на цьому рисунку.

Вікна близькості до закону розподілу Лапласа $s_d^{(L)}$ мають одиничний розмір для всіх значень порядку вибірок.

Узагальненням результатів досліджень може служити статистична модель багатоканального конвертора парних елементів, що представляє собою набір функцій Гауса (24) і Лапласа (27), які статистично близькі до функцій щільності розподілу каналів. Параметри каналів моделі, які виділяються вікнами близькості, визначаються середніми значеннями (14), дисперсіями (16) і середньоквадратичними відхиленнями (17).

Порівняння вікон близькості каналів одноелементних pdf -конверторів [9] і $spdf$ -конверторів (31) заданих порядків показує суттєве збільшення (в 1.5

рази, приблизно) частки згодних з нормальним розподілом в конверторах парних елементів.

Висновки

1. Розроблено і випробувано методику аналітичних і чисельних досліджень перетворювальних властивостей багатоканальних конверторів пар елементів упорядкованих вибірок з множини випадкових некорельованих даних з рівномірним розподілом.

2. Визначено аналітичні залежності імовірнісних параметрів – безперервних функцій щільності ймовірності, середніх значень і моментів суми пар елементів від порядку впорядкованої вибірки і їхні зміщення елементів m щодо медіани.

3. Виведено вирази нормуючих і коректувальних множників для досліджуваних функцій щільності розподілу ймовірності і апроксимуючих їхніх функцій розподілу Гауса і Лапласа, запропоновано і реалізовано процедури нормалізації – приведення до єдиних шкал, і виключення впливу залежних випадкових величин на імовірнісні параметри;

4. Показано існування власних медіан $spdf$ -конверторів, які містять один в разі непарного або два – для парного порядку вибірок, серединних елементів в ряду його виходів, утворених сумою парних елементів.

5. Виконано статистичну перевірку гіпотез щодо близькості до нормального розподілу і закону розподілу Лапласа всіх пар елементів вибірок довільного порядку з використанням критерію згоди χ^2 -квадрат.

6. Узагальнення результатів в статистичній моделі багатоканального конвертора некорельованих даних засновано на вікнах статистичної близькості до кожного з розглянутих розподілів, що визначають розміри і положення вікон щодо каналів $spdf$ -конвертора. Параметри каналів моделі визначаються параметрами апроксимуючих функцій щільності ймовірності.

7. Запропонована методика досліджень може бути використана для визначення перетворювальних властивостей багатоканальних $spdf$ -конверторів з іншими абсолютно безперервними функціями щільності розподілу ймовірності.

Роботу виконано за рахунок коштів бюджетної програми "Розвиток наукових засад методів та засобів вимірювання експлуатаційних параметрів обладнання електростанцій" (0116U007285)(КПКВК 6541030).

1. Luo D., Wan X., Liu J., & Tong T. Optimally estimating the sample mean from the sample size, median, mid-range, and/or mid-quartile range. *Statistical Methods in Medical Research*. 2016. No 27(6). Pp. 1785-1805. DOI: <https://doi.org/10.1177/0962280216669183>.

2. B. Horling and V. Lesser, A Survey of Multi-Agent Organizational Paradigms. *The Knowledge Engineering Review*. 2004. Vol. 19. No 4. Pp. 281–316. DOI: <https://doi.org/10.1017/S0269888905000317>.

3. Moradi, M. H., Razini, S., & Mahdi Hosseinian, S. State of art of multiagent systems in power engineering: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2016. No 58. Pp. 814–824. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.12.339>.

4. McArthur S. D. J. et al. Multi-Agent Systems for Power Engineering Applications—Part II: Technologies, Standards, and Tools for Building Multi-agent Systems. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2007. Vol. 22. No 4. Pp. 1753-1759. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2007.908472>.

5. Shahbaz M. Q., Ahsanullah M., Hanif Shahbaz S. and Al-Zahrani B. Ordered Random Variables: Theory and Applications. Atlantis Press and Springer, 2016. 294 p. DOI: <https://doi.org/10.2991/978-94-6239-225-0>.

6. Dytso A., Cardone M., M. S. VeeduV. Poor, On estimation under noisy order statistics. Proceedings of the *International Symposium on Information Theory*, Paris, France, 2019. Pp. 36-40. URL: <https://arxiv.org/abs/1901.06294> (accessed at 20.12.2020)

7. Liu Z. and Zhu J. Signal Detection From Unlabeled Ordered Samples. *IEEE Communications Letters*. 2018. Vol. 22. No 12. Pp. 2431-2434. DOI: <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2018.2875454>.

8. David H.A., Nagaraja H.N. Order Statistics. John Wiley & Sons, Inc., 2003. DOI: <https://doi.org/10.1002/0471722162>.

9. Mazmanian R.O. Noncorrelated data ordered samples as a single-element multichannel converter. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 74 – 82. (Ukr). DOI: https://doi.org/10.15407/techned2021_03_074

10. Mazmanian R.O. Ordered samples of random uncorrelated signal characteristics. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2004. No 6. Pp. 60 – 64. (Rus).

11. Hogg R., McKean J., Craig A. Introduction to Mathematical Statistics. Boston: Pearson, 2019. 746 p.

12. Barron A.R., Sheu Ch.-H. Approximation of density functions by sequences of exponential families. *The Annals of Statistics*. 1991. Vol. 19. No 3. Pp. 1347-1369. DOI: <https://doi.org/10.1214/aos/1176348252>

13. Approximating the Probability Density Function of a Transformation of Random Variables. *Methodology and Computing in Applied Probability*. 2019. No 21. Pp. 633–645. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11009-018-9629-0>
14. Montgomery, Douglas C., George C. Runger. Applied statistics and probability for engineers. John Wiley & Sons, Inc., 2002. 792 p.
15. Kappal S. Data Normalization using Median & Median Absolute Deviation (MMAD) based Z-Score for Robust Predictions vs. Min – Max Normalization. *Journal of Research in Science: Natural and Formal*. 2019. Vol. 19. No 4. Pp. 39 – 44.
16. Garthwirt J.L, Rubin H. The behavior of robust estimators on dependent data. *The Annals of Statistics*. 1975. Vol. 3. No 5. Pp. 1070-1100.
17. Grinstead C. M., Snell J.L. Introduction to probability. Providence, RI, American Mathematical Society, 1997. 510 p.
18. Kozubowski T.J., Podgorski K. Laplace probability distributions and related stochastic processes. Chapter 3. In book: *Probability: Interpretation, Theory and Applications*. New York: Nova Science Publishers, 2011. Pp. 105-145.
19. Guenther W.C. Power and Sample Size for Approximate Chi-Square Tests. *The American Statistician*. 1977. Vol. 31. No 2. Pp. 83-85.
20. Nisen J.A., Schwertman N.C., A simple method of computing the sample size for Chi-square test for the equality of multinomial distributions. *Computational Statistics and Data Analysis*. 2008. No 52. Pp. 4903–4908. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.csda.2008.04.007>.

MULTICHANNEL CONVERSION OF RANDOM DATA WITH THE PAIR-ELEMENTS OF ORDERED SAMPLES

R.O. Mazmanian

**Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
56, Peremohy ave, Kyiv, 03057, Ukraine,
e-mail: mazmanian@ied.org.ua**

The concept of multichannel parallel converting of probability density function (pdf) of random data was previously used for single-element pdf-converters. In development of this concept, here we investigate converting properties of spdf-converters channels formed by the sum of the pairs of ordered sample elements (order statistics). The characteristics of the conversion results as dependencies on the size of the samples and the displacement of the channels relative to the median of the samples were obtained for data with a uniform distribution density. Also where excluded the areas of mutual dependence of the density functions of the summed elements, which further where normalized together with approximating them functions. Despite the apparent structural differences, the goal of this study still was to determine the closeness of the converted data with some standard functions of the probability distribution density, in particular, with the normal distribution law. As before, the estimates of the closeness of the spdf-converter channels were obtained using the chi-square criteria. The results of the research were used to determine the size and location of the statistical closeness windows, and to construct spdf-converters statistical model. References 20, Figures 14.

Keywords: random data, uniformly distribution, ordered samples, probability density function (pdf), sum of the pairs of order statistics, spdf-converter, density estimation.

Надійшла 22.04.2021
Остаточний варіант 07.06.2021

ЛАЗЕРНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ З ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИМИ СЕНСОРАМИ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ЛІНІЙНИХ ПАРАМЕТРІВ МЕХАНІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ

І.О. Брагинець*, канд.техн.наук, Ю.О. Масюренко**, канд.техн.наук

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

E-mail: masjuriy@ied.org.ua

Розроблено та проаналізовано структурну схему лазерної вимірювальної системи з волоконно-оптичним сенсором для контролю повітряного зазору між ротором та статором гідрогенератора. В системі використано алгоритм почергового порівняння досліджуваного та опорного світлових потоків, що дає змогу зменшити вплив на результат вимірювання зазору нестабільності параметрів її окремих вузлів та блоків. Проведено аналіз основних похибок вимірювання, які можуть впливати на результат визначення зазору, та встановлено їхні значення. Бібл. 16, рис. 1.

Ключові слова: лазер, оптичне волокно, дифузне відбиття, частотна модуляція, кумулятивна фаза, спектральний аналіз.

В практиці проведення вимірювань значну долю із них складають вимірювання лінійних розмірів та переміщень, пов'язаних з контролем геометричних параметрів обладнання різного призначення. За складного або неможливого встановлення на контрольованому об'єкті оснащення, необхідного для проведення вимірювань, за високої температури об'єкту, його переміщенні або обертанні моніторинг обладнання передбачає безконтактне отримання вимірювальної інформації щодо лінійних розмірів контрольованого об'єкта або його елементів з похибкою 0,1..1,0 мм. Доцільним у даному випадку є використання безконтактних оптоелектронних вимірювальних систем (ОВС), побудованих на базі лазерних далекомірів.

Однією із задач, яку можна вирішити за допомогою ОВС, є контроль повітряних зазорів (проміжків) в електричних машинах, а саме в потужних гідрогенераторах. Повітряний зазор між ротором і статором, який може складати від 5 до 30 мм, є одним із найважливіших параметрів гідрогенератора. Розмір повітряного зазору значною мірою визначає характеристики генератора та його поведінку в процесі експлуатації [1]. Відхилення повітряного зазору від номінального значення може призвести до погіршення характеристик гідрогенератора, а також до аварійних ситуацій та його руйнування. Тому вдосконалення методів високоточної безконтактної діагностики лінійних параметрів гідрогенератора в робочому режимі і зараз є актуальною науково-технічною проблемою.

Авторами проведено аналітичний огляд найбільш близьких за вказаним призначенням відомих безконтактних ОВС.

В [2] розглянуто реалізацію ОВС на основі принципу триангуляції, за допомогою якої можливо здійснювати безконтактне вимірювання геометричних параметрів ротора навантаженого гідрогенератора в динаміці. Лазерний датчик закріплюється біля вентиляційного каналу осердя статору таким чином, щоб лазерне випромінювання було направлено по нормалі до поверхні ротора. Як оптичні сенсори використовуються триангуляційні лазерні датчики серій LS5 [3] або РФ603 [4]. В принципі, вказані датчики згідно їхніх характеристик в діапазоні переміщень до 100 мм забезпечують достатньо високі точність (похибка вимірювання 0,1%) та розрізнявальну здатність (0,01%). Однак, під час використання датчиків треба враховувати деякі незручності їхнього встановлення на статорі гідрогенератора через його конструкцію. Крім того, на точність вимірювання зазору будуть впливати неминучі вібрації статора, а на сам датчик – вологість, яка виникає через використання системи охолодження в гідрогенераторах, та підвищена температура в місці встановлення датчика.

В [5, 6] запропоновано метод лазерної діагностики форми обертаючих об'єктів, заснований на лінійній модуляції частоти випромінювання лазера за трикутним законом. Запропонований частотний метод вимірювання відстані реалізовано в складі лазерної системи динамічного моніторингу геометрії навантаженого ротору гідрогенератора, який здійснюється шляхом визначення повітряного зазору між статором та ротором генератора. У даному випадку лазер закріплюють нерухомо на статорі генератора, а випромінювання лазера через технологічний канал направляють по нормалі до

поверхні ротора. В резонаторі лазера здійснюється змішування випромінюваного та прийнятого оптичних сигналів. За допомогою оптичного детектору виділяється низькочастотна складова, частота якої (частота биття) пропорційна відстані до поверхні ротора. По значенню цієї відстані визначається зазор між ротором і статором. Наголошується, що похибка вимірювання зазору в даному випадку не перевищує 1%. Разом з тим, проаналізувавши матеріали [5, 6], необхідно відмітити наступне. Відомо, що в частотних оптичних системах під час вимірювання відстані виникає постійна похибка або похибка дискретності, обумовлена періодичністю частотної модуляції. Усереднення декількох значень вимірюваної відстані задля оцінки зазору для кожного полюса ротора в даному випадку суттєво не зменшує похибку дискретності. Задля зменшення цієї похибки необхідно збільшувати девіацію частоти. Однак практичні можливості цього способу обмежені. Тому для радикального зменшення похибки дискретності застосовують більш складні частотні системи, одну з яких наведено в [7]. Також недоліком розглянутого пристрою, на наш погляд, є та обставина, що він закріплюється на статорі. За такого розміщення пристрою виникають незручності, пов'язані з конструкцією гідрогенератора, а також можливий вплив вібрацій статора на результат вимірювання зазору. Якщо пристрій розташовувати на деякій відстані від гідрогенератора, то збільшується похибка вимірювання. Крім того, у разі постійного контролю профілю ротора необхідно забезпечити безперервність лазерного випромінювання вздовж всієї дистанції.

Підсумовуючи результати аналізу відомих ОВС контролю повітряних зазорів в гідро-генераторах, можна зробити наступні висновки. В розглянутих системах виникають незручності під час розташування лазерних сенсорів на статорі гідрогенератора через особливості його конструкції. Крім того, треба враховувати, що конструктивно лазерний сенсор об'єднано з електронним вимірювальним блоком. У такому випадку на точність вимірювання повітряного зазору будуть впливати підвищена температура у зоні розташування пристрою та високий рівень електромагнітних завад, а на сам сенсор – вологість, яка виникає через використання системи охолодження в гідрогенераторах. За таких причин неможливо реалізувати потенційно високу точність розглянутих сенсорів. Використання високоточних лазерних ОВС [7], що працюють на деякій відстані від об'єкта, потребує чіткої орієнтації лазерного променя на поверхню полюсів ротора та забезпечення безперервності лазерного випромінювання на дистанції в робочому режимі гідрогенератора. Взагалі безперервне використання такої ОВС, яка є надзвичайно дорогою і має інше призначення, в даному разі недоцільно.

Враховуючи вищезгадане, альтернативним рішенням під час проектування ОВС для контролю повітряних зазорів гідрогенератора може бути застосування волоконно-оптичних сенсорів (ВОС), в яких основним елементом є оптичне волокно. Оптичні волокна можуть використовуватися як датчики для вимірювання температури, тиску, переміщень, вібрацій та інших фізичних величин. Для цього волокна, які мають різні властивості, використовують так, що вимірювана величина модулює інтенсивність, фазу, поляризацію, довжину хвилі або міняє час проходження світла у волокні. Як відомо, відмінною рисою ВОС є малий дрейф його характеристик, високі чутливість і точність, тривалий термін служби, висока стійкість до агресивних середовищ і вібрації, нечутливість до електромагнітних завад [8, 9].

ВОС можна поділити на сенсори, в яких оптичне волокно використовується як лінія передачі та прийому лазерного випромінювання, і сенсори, в яких оптичне волокно використовується як чутливий елемент. Серед останніх відомі сенсори переміщень, чутливим елементом яких є волоконна брегівська решітка, створена у середині волоконного світловода. Зовнішній вплив на світловод, обумовлений переміщенням, змінює спектр відбитого сигналу, що знаходить відображення в цифровому сигналі, сформованому системою реєстрації [10].

Для контролю повітряного зазору в гідрогенераторі, тобто в об'єкті, що обертається, доцільно використовувати перший варіант ВОС, до складу якого входять лазерний випромінювач, передавальні та приймальні оптичні волоконні лінії (ОВЛ) і фотоприймач [8]. Додатковими оптичними елементами сенсора можуть бути з'єднувачі, роз'єднувачі, об'єктиви, лінзи та інш. В даному випадку за чутливий елемент сенсора можна вважати саму відбиваючу поверхню ротора [8]. При цьому відсутні жорсткі вимоги до вибору довжини як передавальних, так і приймальних ОВЛ. Ця обставина дає змогу віддалити на задану відстань від контрольованого об'єкта електронне обладнання, призначене для перетворення та обробки оптичних сигналів, задля зменшення впливу на точність вимірювання зазору факторів, які виникають під час експлуатації об'єкта. Тому у [11] авторами запропоновано ОВС фазового типу для вимірювання повітряного зазору між ротором та статором гідрогенератора, побудований за описаною оптичною схемою В цьому сенсорі передавальне

та приймальне оптичні волокна встановлюються відносно нормалі до контрольованої поверхні ротора під однаковим кутом, який залежить від номінального значення зазору та відстані між центрами осердь передавального та приймального волокон. Повітряний зазор обчислюється з використанням геометричних параметрів сенсора та результатів вимірювання відстані, яку проходить лазерне випромінювання від виходу з передавального волокна до поверхні ротора і, після відбиття від ротора, в зворотному напрямку до входу в приймальне волокно.

Хоча описаний сенсор має високу розрахункову точність, однак йому властиві недоліки. По-перше, його досить складно встановлювати на об'єкті у зв'язку з необхідністю забезпечення високої точності та стабільності кутів, під якими розміщено волокна. По-друге, сенсор має обмежений діапазон вимірювання зазору, для розширення якого треба застосовувати ще один, додатковий, сенсор з іншими геометричними параметрами. Крім того, розглянутий сенсор має нелінійну вихідну характеристику, що може викликати додаткову похибку вимірювання зазору, яка складає 0,1 мм. Задля підвищення точності вимірювання останню треба коректувати.

Виходячи із вищезазначеного, авторами запропоновано сенсор з іншою оптичною схемою [12], монтаж якого на об'єкті більш простий. На відміну від попередньої схеми передавальне та приймальне оптичні волокна розміщено по нормалі до поверхні ротора, причому в торці передавального волокна встановлено мікролінзу для розсіяння світла під певним кутом. Останній визначається з урахуванням апертури вибраного типу приймального волокна. Як відмічено в [12], для такої оптичної схеми потрібно було вибрати та обґрунтувати метод обробки її вихідного сигналу задля визначення відстані до контрольованого об'єкту. В зв'язку з цим в [12] запропоновано застосувати частотно-фазовий метод вимірювання відстані, який, в порівнянні з фазовим методом, забезпечує за його практичної реалізації більш високу точність вимірювання за рахунок зменшення випадкових похибок. Крім того, задля підвищення чутливості під час вимірювання зазору можна використати можливість роботи частотно-фазової системи (ЧФС) в радарному режимі, тобто одночасно контролювати відстань до декількох контрольованих точок на поверхні. Для цього і встановлюється мікролінза в передавальному волокну. Оскільки вимірювана відстань в даному разі пропорційна частоті вихідного сигналу ЧФС, то в його спектрі будуть присутні додаткові частотні складові. В [12] проведено математичне моделювання перетворювальних процесів під час обробки оптичних сигналів, яке підтвердило можливість за значеннями амплітуд частотних складових визначити повітряного зазору.

Мета даної роботи – розробити та проаналізувати структурну схему ОВС для визначення повітряного зазору між ротором та статором в потужних гідрогенераторах, яка б об'єднувала запропонований волоконно-оптичний сенсор та апаратну реалізацію частотно-фазового методу для обробки його вихідних сигналів, які несуть інформацію щодо величини зазору.

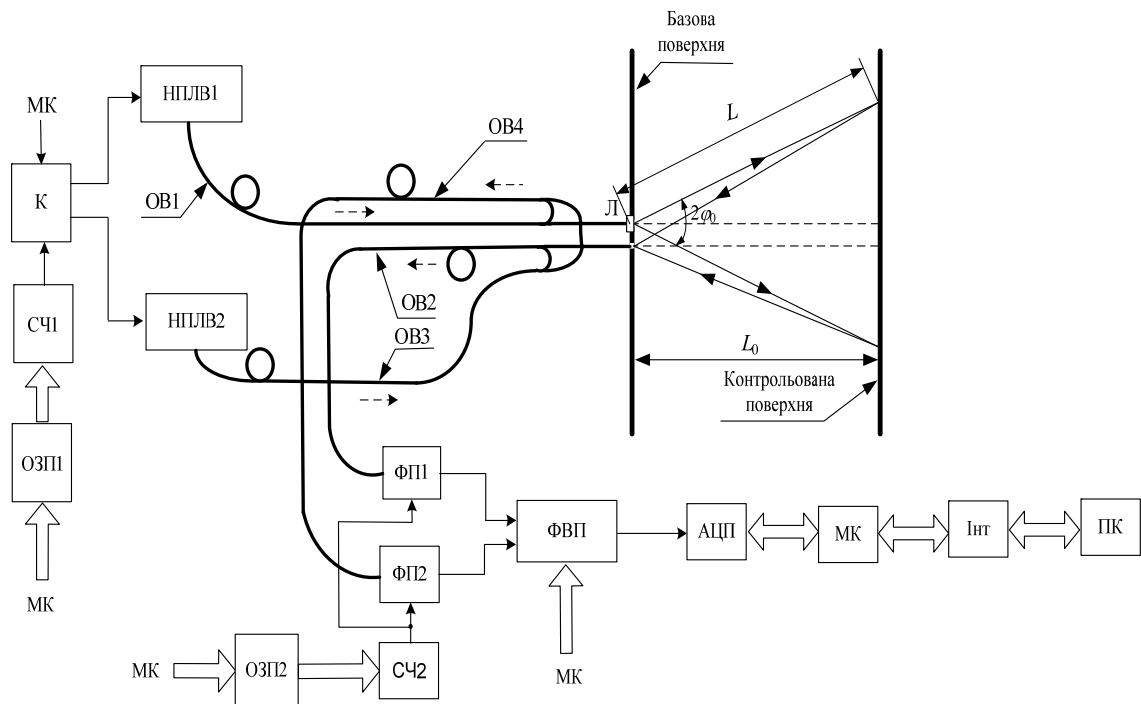
Відповідно до поставленої мети пропонується структурна схема волоконно-оптичної вимірювальної системи (ОВОС) для контролю повітряних зазорів, яку наведено на рисунку. На схемі прийнято наступні позначення: НПЛВ1, НПЛВ2 – напівпровідникові лазерні випромінювачі; К – комутатор; СЧ1, СЧ2 – синтезатори частоти; ОЗП1, ОЗП2 – оперативні запам'ятовуючі пристрої; ОВ1...ОВ4 – оптичні волокна; Л – мікролінза; ФП1, ФП2 – фотоприймачі; ФВП – фазовимірювальний перетворювач; АЦП – аналого-цифровий перетворювач напруги; МК – мікроконтролер; Інт – інтерфейс; ПК – персональний комп'ютер; L_0 – контрольований повітряний зазор.

В структурній схемі частотно-фазової системи, що розглядається, як і в фазовій системі, для оцінки фазового зсуву світлових потоків реалізовано алгоритм почергового порівняння досліджуваного та опорного світлових потоків, що дає змогу зменшити вплив на результат вимірювання короткочасної нестабільності параметрів фазовимірювального перетворювача ФВП. ОВОС працює в два такти.

В першому такті модульований по частоті за допомогою СЧ1 світловий потік, який випромінюється НПЛВ1, через закріплене на статорі волокно ОВ1 з мікролінзою Л в його торці направляється на поверхню ротора. Відбитий від контрольованої поверхні світловий потік через волокно ОВ2, яке теж закріплено на статорі, подається на фотоприймач ФП1. Одночасно світловий потік з другого виходу ОВ1 направляється на вхід волокна ОВ4 і, пройшовши його, попадає на вхід фотоприймача ФП2. При цьому вихідні сигнали ФП1 та ФП2, які працюють в гетеродинному режимі за допомогою ОЗП2 та СЧ2, відповідно дорівнюють

$$u_1' = U_{m1}' \sin(\omega_n t + \varphi_x + \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_5); \quad u_2' = U_{m2}' \sin(\omega_n t + \varphi_1 + \varphi_4 + \varphi_6), \quad (1)$$

де U_{m1}' , U_{m2}' – амплітуди напруг u_1' , u_2' відповідно; ω_n – кутова проміжна частота; φ_x – фазовий зсув, обумовлений зазором L_0 ; φ_1 , φ_2 , φ_4 – фазові зсуви, що вносяться волокнами ОВ1, ОВ2, ОВ4 під час проходження по ним світлових потоків; φ_5 , φ_6 – фазові зсуви, що вносяться фотоприймачами ФП1 та ФП2 відповідно. Для спрощення прийнято, що початкові фази u_1' , u_2' дорівнюють нулю.



Фазовий зсув між напругами u_1' та u_2' , визначений ФВП, згідно з (1) відповідає формулі

$$\varphi_{\text{вим}}' = \varphi_x + \varphi_2 + \varphi_5 + \varphi_7 - \varphi_4 - \varphi_6 - \varphi_8, \quad (2)$$

де φ_7 , φ_8 – фазові зсуви, що вносяться вимірювальним та опорним каналами ФВП відповідно.

Значення $\varphi_{\text{вим}}'$ після перетворення за допомогою АЦП в цифрову форму запам'ятовується в пам'яті МК.

В другому такті до виходу СЧ1 за допомогою комутатора К замість НПЛВ1 підключається випромінювач НПЛВ2. В цьому випадку модульований за частотою світловий потік через волокно ОВ3 і другий вхід волокна ОВ2 подається на вхід фотоприймача ФП1. Одночасно модульований світловий потік з виходу НПЛВ2 через волокно ОВ3 та другий вхід ОВ4 направляєється на вхід фотоприймача ФП2. При цьому вихідні сигнали ФП1 та ФП2 відповідно дорівнюють

$$u_1'' = U_{m1}'' \sin(\omega_n t + \varphi_3 + \varphi_2 + \varphi_5); \quad u_2'' = U_{m2}'' \sin(\omega_n t + \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_6), \quad (3)$$

де φ_3 – фазовий зсув, який вносить волокно ОВ3.

Фазовий зсув між напругами u_1'' та u_2'' , який визначається ФВП у другому такті, дорівнює

$$\varphi_{\text{вим}}'' = \varphi_2 + \varphi_5 + \varphi_7 - \varphi_4 - \varphi_6 - \varphi_8. \quad (4)$$

Значення $\varphi_{\text{вим}}''$, оцифроване за допомогою АЦП, пересилається в МК. Згідно заданої програми МК обчислює різницю визначених фазових зсувів в цифрових еквівалентах в 1-му та в 2-му тактах $\varphi_{\text{вим}} = \varphi_{\text{вим}}'' - \varphi_{\text{вим}}' = \varphi_x$.

Таким чином, завдяки описаному алгоритму вимірювання та подальшому обчисленню отримане значення $\varphi_{\text{вим}}$ дорівнює фазовому зсуву φ_x і не залежить від фазових зсувів, що вносяться в процесі вимірювання оптичними волокнами, фотоприймачами та каналами фазовимірювального пристрою. Знайдені числові значення φ_x для кожної частоти модуляції світлового випромінювання, яка змінюється за лінійним законом на виході СЧ1, через інтерфейс Інт передаються в комп'ютер та запам'ятовуються. Далі за отриманими даними за допомогою комп'ютера згідно з [13] формується вихідний сигнал ЧФС, математична модель якого має вигляд [12]

$$u_i = U_{mi} \sin(\omega_0 + \Delta\omega_i) t, \quad (5)$$

де U_{mi} – амплітуда напруги; ω_0 – основна частота, пропорційна відстані $L_x = (l_1 + l_2 + L_0)$, в якій l_1 – довжина волокна ОВ1, l_2 – довжина волокна ОВ2; $\Delta\omega_i$ – приріст частоти, обумовлений роботою ЧФС в радарному режимі; t – поточний час; $i = 0, 1, 2, 3, \dots$

В [12] проведено аналітичні дослідження вихідного сигналу (5) з урахуванням параметрів волоконно-оптичного сенсора з метою оцінки додаткових спектральних складових сигналу, обумовлених радарним режимом роботи ЧФС. При цьому для спрощення математичних перетворень під час аналізу було прийнято $U_{mi} = 1$ В, а частоту ω_0 представлено у відносних одиницях, тобто $\omega_0 = \varphi_k / T_0$, де φ_k – кумулятивний фазовий зсув в ЧФС, T_0 – період вихідного сигналу системи в радіанах. В результаті аналізу виявлено, що ці спектральні складові визначаються сигналом, який представляє собою періодичну функцію

$$u(t) = 0,5 \cdot \beta \cdot t, \quad (6)$$

де

$$\beta = 7,4 \cdot 10^{-3} \cdot \omega_0 \cdot L_0 / L_x. \quad (7)$$

В [12] знайдено амплітуди складових спектру сигналу (6) від 1-ої до n -ої, які дорівнюють

$$b_1 = \beta; \quad b_2 = \beta/2; \quad b_3 = \beta/3; \quad \dots \quad b_n = \beta/n; \quad \dots$$

Таким чином, оцінивши значення амплітуди спектральної складової $b_1 = \beta$ як найбільш інтенсивної, можна використати (7) для обчислення повітряного зазору L_0 . В даному випадку визначення зазору здійснюється за результатами одного вимірювання за амплітудою найбільш інтенсивної спектральної складової, що вносить меншу похибку в результат оцінки зазору. Задля зменшення загальної випадкової похибки доцільно провести усереднення результатів декількох вимірювань.

Проаналізуємо складові похибки вимірювання повітряних зазорів, які можуть виникати під час використання ВОВС, побудованої згідно розробленої структурної схеми.

Сумарна похибка вимірювання зазору буде визначатися рівнем шумів на виході фотоприймача вимірювального каналу (ФП1), точністю та завадостійкістю фазового детектору, який входить до складу ФВП, нестабільністю та неідентичністю фазових характеристик оптичних волокон, фотоприймачів, вимірювального та опорного каналів ФВП. Як показано вище, остання складова похибки може бути суттєво зменшена за рахунок реалізації в системі алгоритму почергового порівняння досліджуваного та опорного світлових потоків. Слід зазначити, що ефективність застосування цього алгоритму залежить від частоти комутації оптичних сигналів за допомогою комутатора К. Остання вибирається за умови допустимих фазових флуктуацій, обумовлених короткочасною нестабільністю параметрів аналогових блоків системи, перерахованих вище. Як встановлено авторами із практичних досліджень, середньоквадратичне значення фазових флуктуацій, які мають, як правило, низькочастотний спектр, в одиницях довжини складає $\Delta L_{\text{фл}} \leq 0,02$ мм при частоті комутації 3...5 Гц.

Розглянемо похибку визначення зазору, обумовлену впливом шумів, присутніх у вихідному сигналі фотоприймача вимірювального каналу. В [12] оцінено співвідношення сигнал-шум ρ на виході фотоприймача волоконно-оптичного сенсора, яке дорівнює приблизно 700. З урахуванням значення ρ знайдемо випадкову похибку вимірювання переміщень у разі застосування частотно-фазового методу вимірювання відстані для оцінки повітряного зазору гідрогенератора. Прийемо, що діапазон зміни частоти модуляції частотно-фазової системи складає 25...100 МГц за вибраної базової відстані $L_x = 4$ м [13]. При цьому маємо на увазі, що в ЧФС за вибраних параметрів перетворення [13] кумулятивний фазовий зсув за час одного вимірювання дорівнює 4π . Тому для ЧФС випадкова похибка від дії шумів складатиме $\Delta L_{\text{ш}} = L_x / 4\pi\rho$. Якщо підставити в останній вираз значення $L_x = 4000$ мм і $\rho = 700$, то середньоквадратичне значення випадкової похибки $\Delta L_{\text{ш}} = 0,45$ мм. За рахунок усереднення результатів окремих вимірювань можна зменшити $\Delta L_{\text{ш}}$ до потрібних значень, наприклад, до $\Delta L_{\text{вип.}} = 0,04$ мм. При цьому число усереднень N може бути знайдено із співвідношення $N = (\Delta L_{\text{ш}} / \Delta L_{\text{вип.}})^2 \approx 125$.

В принципі, вимірювання повітряних зазорів в гідрогенераторах з похибкою не більше 0,05 мм потребує використання високоточних та завадостійких фазовимірювальних перетворювачів. Наприклад, для ЧФС із згаданими вище параметрами перетворення похибці вимірювання зазору 0,05 мм відповідає допустима похибка фазового детектору $\delta_{\text{ф}} = (9 \cdot 10^{-3})^\circ$. В нашому випадку, завдяки запропонованій структурній схемі ВОВС та застосуванню алгоритму почергового порівняння досліджуваного та опорного світлових потоків визначається різниця близьких за значенням малих фазових зсувів. Так, значенню зазору 10 мм відповідає фазовий зсув $1,8^\circ$. Тому знижуються вимоги до мультиплікативної складової похибки вимірювання фазових зсувів та до похибки від нелінійності характеристики фазового детектора, які взаємно компенсуються при реалізації зазначеного вище

алгоритму вимірювання. Однак на остаточний результат визначення зазору може впливати випадкова похибка вимірювання, обумовлена дією шумів та короткочасною нестабільністю інтенсивності прийнятого оптичного сигналу. Задля зменшення впливу вказаних завад доцільно використовувати ортогональне перетворення вимірювального сигналу з метою визначення його квадратурних складових [14]. За значеннями синусоїдальної та косинусоїдальної складових вимірювального сигналу обчислюється його фазовий зсув. Практичну реалізацію такого фазового детектора наведено в [15], а в роботі [16] показано, що за малих значень вимірювального фазового зсуву та використанні ортогонального перетворення вимірювального сигналу, похибка, обумовлена відхиленням значення фазового зсуву між опорними сигналами від 90° , для даного випадку є незначною.

Висновки. Розроблено та обґрунтовано структурну схему ОВС, в якій об'єднано відносно простий під час монтажу волоконно-оптичний сенсор та апаратну реалізацію частотно-фазового методу обробки вихідного сигналу сенсора задля визначення повітряного зазору між ротором та статором гідрогенератора. Використання в системі алгоритму почергового порівняння досліджуваного та опорного світлових потоків дає змогу зменшити вплив на результат вимірювання зазору короткочасної нестабільності параметрів оптичних волокон, фотоприймачів та каналів фазовимірювального перетворювача. Крім того, застосування в системі вказаного алгоритму вимірювання дає змогу використовувати світлові волокна досить великої довжини (десятки метрів). Це зумовлює одну із основних переваг ОВС, побудованої згідно розробленої структурної схеми, – на результат вимірювання зазору практично не впливають потужні електричні та магнітні поля гідрогенератора. Проведений аналіз основних похибок вимірювання підтвердив можливість контролювати повітряні зазори в гідрогенераторах із заданою точністю.

Роботу виконано в рамках бюджетної програми за темою № III-29-17 "Розвиток наукових засад методів та засобів вимірювання експлуатаційних параметрів обладнання електростанцій" (шифр – "ПАРАМЕТР"), КПКВК 6541030.

1. Левицький А.С., Федоренко Г.М., Грубой О.П. Контроль стану потужних гідро- та турбогенераторів за допомогою емнісних вимірювачів параметрів механічних дефектів. Київ: Ін-т електродинаміки НАН України, 2011. 242 с.

2. Круглова Т.Н., Ярошенко И.В., Мельников М.А., Работалов Н.Н. Метод лазерной диагностики динамической формы ротора гидрогенератора. *Инженерный вестник Дона. Сетевое издание*. 2015. № 1. URL: http://www.ivdon.ru/uploads/article/pdf/IVD_39_Kruglova.pdf_30d454bee1.pdf (дата доступу 14.02.2021)

3. Лазерные триангуляционные датчики расстояния. Общие сведения. URL: <http://www.promsat.com/content/files/cat/prizma/LS5.pdf> (дата доступу 14.04.2021)

4. Триангуляционный лазерный датчик – РФ603. URL: <http://www.sensorika.com/ru/lazernye-triangulyatsionnye-datchiki/rf603/> (дата доступу 14.04.2021)

5. Куликов Д.В., Меледин В.Г., Двоишников С.В., Аникин Ю.А., Бакакин Г.В., Главный В.Г., Кротов С.В., Павлов В.А., Чубов А.С., Прибатурин Н.А. Метод лазерной диагностики динамической формы вращающихся объектов. *Современные проблемы науки и образования*. 2013. № 2. С. 12-19.

6. Kulikov D.V., Anikin Yu. A., Dvoishnikov S.V., Meledin V.G. Lazer technology for determining the geometry of a hydroelectric generator rotor under load. *Power Technology and Engineering*. 2011. Vol. 44. No 5. Pp. 411-416

7. Бесконтактная измерительная система на базе лазерного радара серии MV 300. URL: <https://nevatec.ru/wp-content/uploads/2017/03/mv300.pdf> (дата доступу 22.03.2021)

8. Окоси Т., Окамото К., Оцу М., Нисихара Х., Кюма К., Хататэ К. Волоконно-оптические датчики. Л.: Энергоатомиздат. 1990. 256 с.

9. Udd Eric, Spillman William. Fiber optic sensors an Introduction for Engineers and Scientists. John Wiley & Sons, Inc., 2011. 506 p.

10. Волоконно-оптические измерительные системы. URL: <http://nevatec.ru/products/ndt/opticalfiber.html> (дата доступу 15.03.2021)

11. Брагинець І.О., Кононенко О.Г., Масюренко Ю.О. Аналітичний огляд та вибір оптичних лазерних систем для вимірювання повітряних зазорів у потужних гідрогенераторах. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2018. Вип. 49. С. 103-110. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2018.49.103>

12. Брагинець І.О., Масюренко Ю.О. Волоконно-оптичний сенсор для лінійних вимірювань *Технічна електродинаміка*. 2019. № 6. С. 81–87. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.081>

13. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Латенко В.И., Орнатский И.А. Особенности применения фазово-частотного метода в лазерной дальнометрии. *Технічна електродинаміка*. 2008. № 6. С. 65-70.

14. Глинченко А.С., Кузнецкий С.С., Фиштейн А.М., Чмых М.К. Цифровые методы измерения сдвига фаз. Новосибирск: Наука, 1979. 288 с.

15. Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Орнатский И.А., Сидорчук В.Е. Оптимальный преобразователь фаза-код для высокоточных фазовых светодальномеров. *Техническая электродинамика*. 1996. № 1. С. 61-64.

16. Брагинец И.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Волоконно-оптические измерители расстояний до диффузно-отражающих поверхностей. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2007. № 1(16). Ч. 2. С. 130-133.

LASER MEASURING SYSTEMS WITH FIBER-OPTICAL SENSORS FOR CONTROL OF LINEAR PARAMETERS OF MECHANICAL OBJECTS

I.O. Bragynets, Yu.O. Masjurenko

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: masjuriv@ied.org.ua

A block diagram of a laser measuring system with a fiber-optical sensor for monitoring the air gap between the rotor and stator of a hydrogenerator has been developed and analyzed. The system uses an algorithm for alternating comparison of the investigated and reference light fluxes. This makes it possible to reduce the influence on the measurement result of the gap of the instability of the parameters of individual units and blocks of such a system. The analysis of the main measurement errors, which can affect the result of determining the gap, is carried out. References 16, figure 1.

Keywords: laser, optical fiber, diffuse reflection, frequency modulation, cumulative phase, spectral analysis.

1. Levytskyi A.S., Fedorenko G.M., Gryboi O.P. Monitoring of powerful hydro- and turbogenerators by means of capacitive meters of parameters of mechanical defects. Kyiv: Instytut elektrodynamiky NAN Ukrainy, 2011. 242 p. (Ukr)

2. Kruglova T.N., Yaroshenko I.V., Melnikov M.A., Rabotalov N.N. Method of laser diagnostic of dynamic forms of hydraulic generator rotor. *Inzhenernyi vestnik Dona: Setevoe izdanie*. 2015. No 1. URL: http://www.ivdon.ru/uploads/article/pdf/IVD_39_Kruglova.pdf_30d454bee1.pdf (accessed at 14.02.2021). (Rus)

3. Laser triangulation distance sensors. General information. URL: <http://www.promsat.com//content/files/cat/prizma/LS5.pdf> (accessed at 14.04.2021). (Rus)

4. Laser Triangulation Sensor – RF603. URL: <http://www.sensorika.com/ru/lazernye-triangulyatsionnye-datchiki/rf603/> (accessed at 14.04.2021). (Rus)

5. Kulikov D.V., Meledin V.G., Dvoynishnikov S.V., Anikin Yu.A., Bakakin G.V., Glavnyy V.G., Krotov S.V., Pavlov V.A., Chubov A.S., Pribaturin N.A. Method of laser diagnostics of dynamic form of rotating objects. *Sovremennyye problemy nauki i obrazovaniia*. 2013. No 2. Pp. 12-19. (Rus)

6. Kulikov D.V., Anikin Yu.A., Dvoynishnikov S.V., Meledin V.G. Lazer technology for determining the geometry of a hydroelectric generator rotor under load. *Power Technology and Engineering*. 2011. Vol. 44. No 5. Pp. 411-416.

7. Non-contact measuring system based on laser radar MV 300 series. URL: <https://nevatec.ru/wp-content/uploads/2017/03/mv300.pdf> (accessed at 22.03.2021). (Rus)

8. Okosi T., Okamoto K., Otsu M., Nisikhara Kh., Kuma K., Khatate K. Fiber Optic Sensors. Leningrad: Energoatomizdat, Leningradskoe otdelenie, 1990. 256 p. (Rus)

9. Udd Eric, Spillman William. Fiber optic sensors an Introduction for Engineers and Scientists, John Wiley & Sons, Inc., 2011. 506 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781118014103>

10. Fiber Optic Measuring Systems. URL: <http://nevatec.ru/products/ndt/opticalfiber.html> (accessed at 15.03.2021) (Rus)

11. Bragynets I.O., Kononenko O.G., Masjurenko Yu.O. Analytical review and selection of optical laser systems for measuring air gaps in powerful hydrogenerators. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2018. No 49. Pp. 103-110. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2018.49.103>

12. Bragynets I.O., Masjurenko Yu.O. Fiber optical sensor for linear measurements. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 6. Pp. 81–87. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.081>

13. Zaitsev Ye.A., Kononenko A.G., Masjurenko Yu.A. Features of the application of the phase-frequency method in laser ranging. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2008. No 6. Pp. 65-70. (Rus)

14. Hlinchenko A.S., Kuznetskii S.S., Fishtein A.M., Chmyh M.K. Digital methods of measuring the phase shift. Novosibirsk: Nauka., 1979. 288 p. (Rus)

15. Kononenko A.G., Masjurenko Yu.A., Nizhenskii A.D., Ornatskii I.A., Sidorchuk V.Ye. Optimal phase-to-code converter for high precision phase rangefinders. *Tekhnicheskaiia Elektrodynamika*. 1996. No 1. Pp. 61-64. (Rus)

16. Bragynets I.O., Kononenko O.G., Masjurenko Yu.O., Nizhenskii A.D. Fiber-optical distance meters to diffusely reflecting surfaces. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2007. Part 2. No 1(16). Pp. 130-133. (Rus)

Надійшла 27.05.2021

АВТОМАТИЗОВАНИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ОСЕРДЯ СТАТОРА ПОТУЖНОГО ТУРБОГЕНЕРАТОРА

А.С. Левицький*, докт. техн. наук., **Є.О. Зайцев****, докт. техн. наук., **М.В. Панчик*****
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: levitskiyanatoliymail@gmail.com, zaitsev@i.ua

Запропоновано пристрій для автоматизованого контролю осердя статора потужного турбогенератора під час складання та пресування на заводі-виробнику. Використовуючи цей пристрій визначають місця осердя з ослабленою монолітністю. Для цього в N точках, рівномірно розташованих по перерізу осердя статора, вимірюють питомий тиск пресування спеціальних пластичних елементів, які встановлено в контрольних комірках додаткового натискного кільця пресу, на якому складають осердя. Під час пресування елементи деформуються, і їхня деформація залежить від величини дефекту осердя (зменшення монолітності), в зоні якого вони розташовані. Найменше буде деформована проба, розташована в зоні найбільшої величини дефекту, а найбільше – в зоні, де дефект мінімальний. Тиск вимірюють, використовуючи плоску металеву мембрану з жорстким центром, на якій в вибраних точках розташовано тензорезистори. Показано, що відносні деформації в плоскій мембрані, які вимірюються тензорезисторами, залежать від величини питомого тиску пресування. Визначено аналітичні залежності між відносними радіальними та тангенціальними деформаціями і питомим тиском пресування. Бібл. 20, рис. 5.

Ключові слова: турбогенератор, осердя статора, збирання, пресування, питомий тиск, контрольна комірка, пластичний елемент, мембрана з жорстким центром, тензорезистори.

Вступ. Під час складання на заводі-виробнику осердя статора потужного турбогенератора (ТГ) штамповані і лаковані сегменти з електротехнічної сталі мають бути укладені з порівняно високою точністю та опресовані з однаковою щільністю по всьому об'єму осердя задля забезпечення вібраційної стійкості і заданих електромагнітних характеристик [1]. Осердя складається і пресується окремими частинами висотою 500-600 см. Форма і розміри сегментів активної сталі повинні забезпечити складання осердя статора з заданими зовнішнім і внутрішнім діаметрами, певну геометрію пазів під укладку обмотки і її заклинення, базування зібраного осердя в корпусі статора [2, 3].

Одним із факторів, що визначають якість спресованості осердя, є правильний вибір зусилля пресування, яке для кожного типу ТГ розраховується, виходячи з його технічних характеристик за методикою, яка описана в [1, 4]. Під час складання і пресування осердя через різні технологічні причини (нерівномірність листів по товщині, нерівномірність лакового покриття, тощо) спостерігаються нерівномірності в його стисненні, тобто місцеві зменшення монолітності [5]. Нерівномірності в осерді необхідно ліквідувати. Це здійснюється вставлянням в послаблені місця спеціальних клинів. Але для здійснення ремонту необхідно мати картину місцевих зменшень монолітності осердя в якомога більшій кількості точок, і ці місця слід діагностувати.

Існуючі методи через особливості складання осердя статора на заводі застосувати практично неможливо [6–13].

На Державному підприємстві "Завод"Електроважмаш" (Україна, м. Харків) було розроблено метод виявлення ділянок осердя з ослабленою монолітністю з використанням оцінювання деформації спеціальних проб, які легко деформуються під час пресування, встановлених рівномірно на торцевій поверхні відповідної ділянки осердя [14]. Розміри, форма і матеріал (свинець) проби визначено в результаті заводських експериментів. Було визначено, що після прикладання питомого тиску пресування, деформація проби в окремій точці буде залежати від величини дефекту осердя, в зоні якого вони розташовані: найбільша деформація буде відповідати найменшому дефекту, і навпаки, найменша – найбільшому дефекту. Після пресування частини осердя ручним інструментом вимірювали товщину деформованих проб і визначали місця з послабленою монолітністю. Рівномірне розміщення контрольних проб на торцевій поверхні осердя забезпечується пристроєм, який виконано

© Левицький А.С., Зайцев Є.О., Панчик М.В., 2021
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-0146-9498> ; ** <https://orcid.org/0000-0003-3303-471X> ;
*** <https://orcid.org/0000-0003-3633-2632>

як додаткове натискне кільце пресу з контрольними комірками, в яких розміщені проби. Метод застосовується під час складання і пресування осердя статора ТГ типу ТГВ-25-2ПТЗ. Недоліком методу є низька продуктивність праці та недостатня достовірність визначення величини дефекту.

Метою роботи є створення пристрою для вимірювання електричним методом питомого тиску пресування в окремій точці осердя статора потужного ТГ під час пресування.

Основна частина. Пристрій, з використанням якого електричним методом може бути вимірний тиск пресування в 45 точках осердя, має вигляд кільця, яке як додатковий елемент встановлюється на торцеву поверхню осердя. В кільці сформовано N контрольних комірок з розрахунку три комірки на один сталевий сегмент осердя. Якщо сегментів п'ятнадцять, то $N = 45$.

Кільце розміщується під натискним кільцем пресу, яке є технологічним оснащенням під час пресування. Схему пресування осердя статора показано на рис. 1, де: 1 – корпус статора ТГ; 2 – осердя статора ТГ; 3 – стяжні призми; 4 – верхнє натискне кільце; 5 – нижнє натискне кільце; 6 – контрольні комірки; 7 – напрямні стержні для з'єднання кільця 4 і кільця 5. Під час пресування тиск пресу p_x діє на осердя статора 2 через кільця 4 і 5. Осердя стискується, і його листи при цьому переміщуються по призмах 3.

Рис. 2 ілюструє розміщення контрольних елементів на нижньому натискному кільці 5, де: 1 – металевий диск; 1.1 – пази для стяжних призм в диску 1; 2 – контрольні комірки; 3 – електронний блок реєстрації та оброблення вимірної інформації; 4 – з'єднувальні кабелі між комірками 2 і блоком 3.

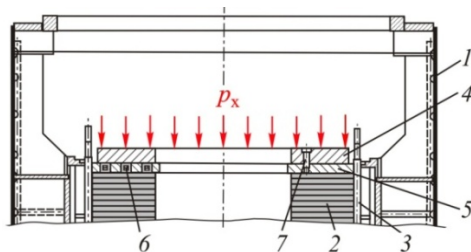


Рис. 1

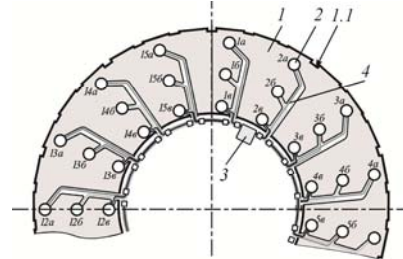


Рис. 2

Схему комірки для автоматичного вимірювання, її конструкцію і принцип дії наведено на рис. 3, де: 1 – осердя статора; 2 – верхнє натискне кільце пресу; 3 – диск нижнього натискного кільця; 4 – стакан; 5 – недеформована свинцева проба; 5.1 – деформована свинцева проба; 6 – втулка; 7 – мембрана з жорстким центром; 8 – тензорезистори. Висота втулки 6 вибрана таким чином, що відстань між верхньою поверхнею втулки 6 і верхньою поверхнею диска 3 приблизно дорівнює товщині проби 5. Ця відстань є однаковою для всіх N стаканів і N втулок. У верхній частині дна стакану 4 сформовано плоску металеву мембрану 7 з жорстким центром, який утворено на протилежній пробі стороні мембрани, 8 – тензорезистори.

В початковий період положення кільць 2, 3 і елементів комірки показано на рис. 3, а і б. Під час пресування осердя питомий тиск пресу p_x через втулку 6 діє на свинцеву пробу 5 і на мембрану 7 (рис.

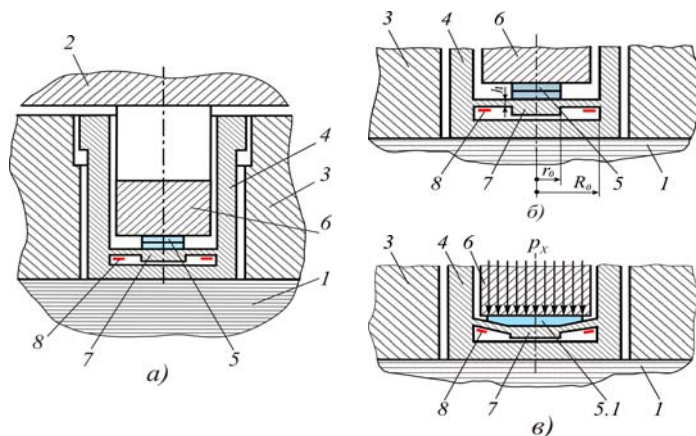


Рис. 3

3, в). Проба буде деформована (поз. 5.1), мембрана 7 прогнеться, в ній виникнуть радіальні σ_r і тангенціальні σ_t напруги і, відповідно, відносні радіальні ε_r і тангенціальні ε_t деформації. Враховуючи те, що мембрана є пластиною, яка симетрична, то в ній по дузі одного радіуса r напруги і відносні деформації будуть однаковими (рис. 4).

Величини деформацій ε_r і ε_t в окремій точці мембрани з радіусом r в області малих переміщень центру мембрани, які залежать від тиску p_x , механічних характеристик матеріалу мембрани та її геометричних розмірів, визначимо як [15–17]

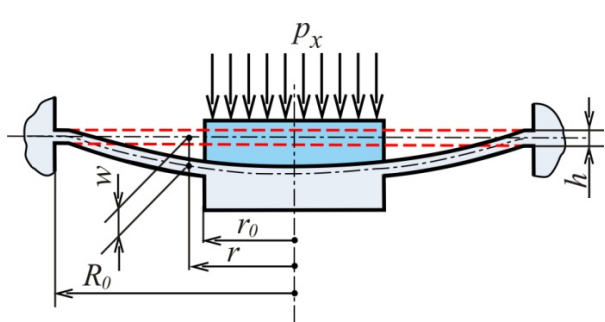


Рис. 4

$$\varepsilon_r = \frac{w}{1-\mu^2} \left[C_1 - \frac{C_2}{r^2} + \frac{3p_x r^2}{16D} + \mu \left(C_1 + \frac{C_2}{r^2} + \frac{p_x r^2}{16D} \right) \right], \quad (1)$$

$$\varepsilon_t = \frac{w}{1-\mu^2} \left[C_1 + \frac{C_2}{r^2} + \frac{p_x r^2}{16D} + \mu \left(C_1 - \frac{C_2}{r^2} + \frac{3p_x r^2}{16D} \right) \right], \quad (2)$$

де $w = A_r \frac{p_x R_0^4}{Eh^3}$; $A_r = \frac{3(1-\mu^2)}{16} \cdot \frac{c^4 - 1 - 4c^2 \ln c}{c^4}$;

$$C_1 = -\frac{p_x}{16D} (r_0^2 - R_0^2); \quad C_2 = \frac{p_x}{16D} \cdot \frac{r_0^2 R_0^2 (r_0^2 + R_0^2)}{(R_0^2 - r_0^2)};$$

$D = \frac{Eh^3}{12(1-\mu^2)}$; p_x – питомий тиск пресу; E – модуль пружності матеріалу мембрани; μ – коефіцієнт Пуассона; R_0 – зовнішній радіус мембрани; r_0 – радіус жорсткого центру мембрани; h – товщина мембрани; w – прогин середньої лінії мембрани в точці з радіусом r ; $c = r / r_0$.

Як відомо, відносні деформації поверхні можна виміряти, використовуючи тензорезистори, і зміну їхнього активного опору через зміну навантаження можна визначити за формулами [18–20].

Одним із варіантів розміщення тензорезисторів на мембрані з жорстким центром, за якого забезпечується висока чутливість і лінійність вимірювання відносних деформацій тензометричним мостом з чотирма тензорезисторами [18–20], є розміщення всіх тензорезисторів в зоні защемлення мембрани (рис. 5).

На рис. 5, а показано: 1 – мембрана з жорстким центром; 2 – тензорезистори (для вимірювання відносної радіальної деформації мембрани (R_r)); 3 – тензорезистори для вимірювання відносної тангенціальної деформації мембрани (R_t). Схему включення тензорезисторів в тензометричний міст зображено на рис. 5, б.

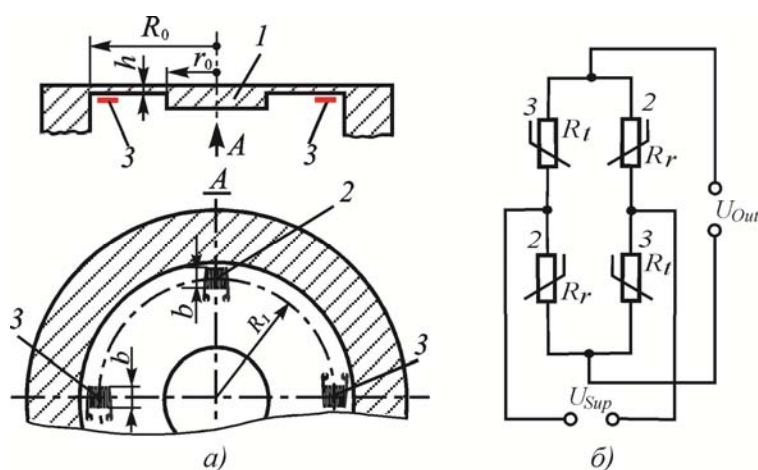


Рис. 5

Відносна радіальна деформація тензорезисторів 2 визначається з використанням формули (1), а відносна тангенціальна – формули (2), де $r = R_1$. Якщо використовуються тензорезистори з базою b , то $R_1 \leq R_0 - b / 2$.

Вимірявши деформації ε_r і ε_t в зазначених точках мембран, визначають тиск пресування p_x в кожній із N комірок, а враховуючи те, що тиск пресування завдяки нерівномірній монолітності осердя після пресування через наявність дефектів буде різним, можна автоматично визначити місця дефектів та їхню величину.

Висновки. Запропоновано пристрій для автоматизованого контролю осердя статора потужного ТГ під час складання та пресування на заводі-виробнику для виявлення місць осердя зі зменшеною монолітністю. Використовується вимірювання електричним методом питомого тиску пресування в N точках поперечного перерізу осердя, в яких встановлюються контрольні проби, які легко деформуються. Пристрій у вигляді додаткового натискного кільця встановлюється на торцеву поверхню осердя. Створено тензометричний перетворювач питомого тиску пресування, який складається з плоскої вимірювальної мембрани з жорстким центром з нанесеними на ній тензорезисторами. Використання пристрою дає можливість підвищити продуктивність праці під час контролю осердя, з більшою вірогідністю діагностувати його дефекти з подальшим їхнім усуненням і в результаті підвищити надійність електричної машини та її строк експлуатації.

На основі розробленого пристрою може бути створена автоматизована система контролю осердя з відповідним програмним забезпеченням.

Роботу виконано за рахунок коштів бюджетної програми "Інформаційно-вимірювальні системи і метрологічне забезпечення в електроенергетиці" (КПКВК 65411030).

1. Юхимчук В.Д. Технология производства электрических машин. Харків: Тимченко, 2006. 543 с.
2. Patil A., Biswas S. Modeling a virtual prototype of stator core lamination assembly device. *International Journal of Electrical, Electronics and Data Communication*. 2013. Vol. 1. Issue 10. Pp. 32–35.
3. Geddam P., Barik B.K. Developing a virtual prototype for stacking laminations in stator core of turbogenerator using robot simulation software. *Journal of Material Science and Mechanical Engineering (JMSME)*. 2015. Vol. 2. No 5. Pp. 456–460.
4. Фомин Б.П., Циханович Б.Г., Виро Г.М. Технология крупного электромашиностроения. Турбогенераторы. Т. 1. Л.: Энергоатомиздат, 1981. 303 с.
5. Зайцев С.О., Панчик М.В. Фізичні процеси та їх вплив на розвиток дефектів в осерді статора потужних генераторів. *Science and Education a New Dimension. Natural and Technical Sciences*. 2020. Issue 224. Pp. 81–84. DOI: <https://doi.org/10.31174/SEND-NT2020-224VIII27-20>
6. Пузаков С.Е., Голоднова О.С., Ростик Г.В., Кутуков Л.Г., Завьялов Г.В., Ткачева Л.Н. Справочник по ремонту турбогенераторов. М.: ИПК госслужбы, ВИПКэнерго, 2006. 724 с.
7. Алексеев Б.А. Определение состояния (диагностика) крупных турбогенераторов. М.: Изд-во НЦ ЭНАС, 2001. 152 с.
8. Stator core compressibility test. URL: <https://www.slideshare.net/donaldsatrianistephen/stator-core-compr-test> (accessed 10.06.2020).
9. Григорьев А.В., Семенов Д.Ю., Осотов В.Н., Ямпольский Д.А. Исследование вибромеханических характеристик пакета электротехнической стали и возможностей их использования для контроля прессовки сердечника статора турбогенератора. *Электротехника*. 2003. № 8. С. 36–41.
10. Григорьев А.В., Осотов В. Н., Ямпольский Д. А. Применение параметра поглощения энергии колебаний для контроля прессовки сердечников статоров турбогенераторов. *Электротехника*. 2004. № 11. С. 16–19.
11. Шаронин В.С., Полторадня А.В. Способ диагностики состояния сердечника статора электрической машины. Патент Российской Федерации № 2223587, 2004.
12. Zaitsev Ie.O., Levytskyi A.S., Kromplyas B.A. Capacitive distance sensor with coplanar electrodes for large turbogenerator core clamping system. IEEE 39th International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Kiev, Ukraine, April 16 – 18, 2019. Pp. 644–647. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2019.8783916>
13. Левицкий А.С., Зайцев Е.А., Кобзарь К.А. Измерение хода тарельчатых пружин в силовых аккумуляторах сердечника статора турбогенератора с помощью емкостного сенсора. *Приборы и методы измерений*. 2018. Т. 9 (2). С. 121–129. DOI: <https://doi.org/10.21122/2220-9506-2018-9-2-121-129>.
14. Пінської В. Ф., Захожаєв В. М., Шофул А. К., Левицький А.С. Контроль осердя статора потужного турбогенератора під час складання і пресування. *Гідроенергетика України*. 2020. № 1-2. С. 55–58.
15. Андреева Л.Е. Упругие элементы приборов. М.: Машиностроение, 1981. 392 с.
16. Скворцов П.А. Разработка методики расчета и проектирования упругого элемента тензодатчика на структуре "Кремний на сапфире" :автореф. дис. канд. техн. наук : 01.02.06. Москва, 2019. 20 с.
17. Тиняков Ю.Н., Николанова А.С. О расчете мембран датчиков давления. *Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение*. 2015. № 6. С. 135–142. DOI: <https://doi.org/10.18698/0236-3933-2015-6-135-142>
18. Бауман Э. Измерение сил электрическими методами. М : Мир, 1978. 430 с.
19. Dan Mihai Stefanescu. Handbook of Force Transducers: Principle and Components. Berlin: Springer, 2011. 612 p. URL: <https://books.google.com.ua/books?id=RjzO10gmXZYC&pg=PR21&lp> (дата звернення 10.06.2020).
20. Guide to the Measurement of Force. The Institute of Measurement and Control, London. Originally published 1998. Reviewed and re-issued. 2013. 46 p. URL: <http://www.npl.co.uk/upload/pdf/forceguide.pdf> (дата звернення 10.06.2020).

AUTOMATED DEVICE FOR MONITORING THE STATOR CORE OF POWERFUL TURBOGENERATOR

A.S. Levytskyi, Ie.O. Zaitsev, M.V. Panchik

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

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

E-mail: levitskiyanatoliymail@gmail.com , zaitsev@i.ua

A device for automated control by the stator core of a powerful turbine generator (TG) during assembly and pressing at the manufacturing plant is proposed. Using the device, places in the core with a weakened solidity are determined. For this, at N points evenly spaced along the cross section of the stator core, the specific pressing pressure of special plastic elements, which are installed in the control cells of the additional pressure ring of the press, on which the core is assembled, is measured. During pressing, the elements are deformed, and their deformation depends on the degree of core defect (decrease in solidity) in the zone of which they are located. The sample will be deformed less, located in the

zone of the largest defect, and most of all - in the zone where the defect is minimal. The pressure is measured using a flat metal membrane with a rigid center on which strain gauges are located at selected points. It is shown that the relative deformations in a flat membrane, which are measured by strain gages, depend on the value of the specific pressing pressure. Analytical relationships between the relative radial and tangential deformations and the specific pressing pressure have been determined. References 20, figures 5.

Keywords: turbogenerator, stator core, assembly, pressing, specific pressure, control cell, plastic element, diaphragm with rigid center, strain gages.

1. Yukhimchuk V.D. Technology for the production of electrical machines. Kharkiv: Timchenko, 2006. 543 p. (Rus)
2. Patil A., Biswas S. Modeling a virtual prototype of stator core lamination assembly device. *International Journal of Electrical, Electronics and Data Communication*. 2013. Vol. 1. Issue10. Pp. 32–35.
3. Geddam P., Barik B.K. Developing a virtual prototype for stacking laminations in stator core of turbogenerator using robot simulation software. *Journal of Material Science and Mechanical Engineering (JMSME)*. 2015. Vol. 2. No 5. Pp. 456–460.
4. Fomin B.P., Tsikhanovich B.G., Viro G.M. Technology of large electrical machine building. Turbine generators. Vol. 1. Leningrad: Energoatomizdat, 1981. 303 p. (Rus)
5. Zaitsev I.O., Panchik M.V. Physical processes and their influence on the evolution of defects in the powerful generators stator core. *Science and Education a New Dimension. Natural and Technical Sciences*. 2020. Issue 224. Pp. 81–84. DOI: <https://doi.org/10.31174/SEND-NT2020-224VIII27-20> (Rus)
6. Puzakov S.E., Golodnova O.S., Rostik G.V., Kutukov L.G., Zavialov G.V., Tkachev L.N. Handbook for the repair of turbine generators. Moskva: IPK gossluzhby, VIPKenergo, 2006. 724 p. (Rus)
7. Alekseev B.A. Determination of the state (diagnostics) of large turbine generators. Moskva: Publishing house NTs ENAS, 2001. 152 p. (Rus)
8. Stator core compressibility test. URL: <https://www.slideshare.net/donaldsatrianistephen/stator-core-compr-test> (accessed 10.06.2020).
9. Grigoriev A.V., Semenov D.Yu., Osotov V.N., Yampolskiy D.A. Investigation of vibromechanical characteristics of a package of electrical steel and the possibilities of their use to control the pressing of the stator core of a turbine generator. *Elektrotehnika*. 2003. No 8. Pp. 36–41. (Rus)
10. Grigoriev A.V., Osotov V.N., Yampolskiy D.A. Application of the vibration energy absorption parameter to control the pressing of stators cores of turbogenerators. *Elektrotehnika*. 2004. No 11. Pp. 16–19. (Rus)
11. Sharonin V.S., Poltoradnia A.V. Method for diagnosing the state of the stator core of an electric machine. Patent RU No 2223587, 2004. (Rus)
12. Zaitsev Ie.O., Levitskiy A.S., Kromplyas B.A. Capacitive distance sensor with coplanar electrodes for large turbogenerator core clamping system. IEEE 39th International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. Kiev, Ukraine, April 16 – 18, 2019. Pp. 644-647. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2019.8783916>
13. Levitskiy A.S., Zaitsev Ie.O., Kobzar K.A. Measuring the stroke of cone disk springs in power accumulators of the turbogenerator stator core using a capacitive sensor. *Pribory i metody izmereniia*. 2018. Vol. 9 (2). Pp. 121–129. DOI: <https://doi.org/10.21122/2220-9506-2018-9-2-121-129> . (Rus)
14. Pinskoy V.F., Zakhoshaev V.M., Shoful A.K., Levitskiy A.S. Monitoring of the stator of a forced turbine generator for an hour when folding and pressing. *Hydroenergetika Ukrainy*. 2020. No 1-2. Pp. 55–58. (Ukr)
15. Andreeva L.E. Elastic elements of devices. Moskva: Mashinostroenie, 1981. 392 p. (Rus)
16. Skvortsov P.A. Development of a method for calculating and designing an elastic element of a strain gauge on the structure "Silicon on sapphire": author's abstract of cand. tech. Sci. diss.: 01.02.06. Moskva, 2019. 20 p. (Rus)
17. Tinyakov Yu.N., Nikolaneva A.S. On the calculation of pressure sensor membranes. *Vestnik Moskovskoho Gosudarstvennogo Tekhnicheskoho Universiteta im. N.E. Bauman. Ser. Priborostroenie*. 2015. No 6. Pp. 135–142. DOI: <https://doi.org/10.18698/0236-3933-2015-6-135-142> (Rus)
18. Bauman E. Measurement of forces by electric methods. Moskva: Mir, 1978. 430 p. (Rus)
19. Dan Mihai Stefanescu. Handbook of Force Transducers: Principle and Components. Berlin: Springer, 2011. 612 p. URL: <https://books.google.com.ua/books?id=RjzO10gmXZYC&pg=PR21&lp> (accessed 10.06.2020).
20. Guide to the Measurement of Force. The Institute of Measurement and Control, London. Originally published 1998. Reviewed and re-issued. 2013. 46 p. URL: <http://www.npl.co.uk/upload/pdf/forceguide.pdf> (accessed 10.06.2020).

Надійшла 22.09.2020
Остаточний варіант 19.04.2021

ДО 70-РІЧЧЯ ГОЛОВНОГО НАУКОВОГО СПІВРОБІТНИКА
ІНСТИТУТУ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ НАН УКРАЇНИ
ПОДОЛЬЦЕВА Олександра Дмитровича



Олександр Дмитрович Подольцев народився 24 серпня 1951 року. У 1974 р. закінчив Київський політехнічний інститут за фахом – інженер-електрик. Після закінчення аспірантури у 1979 р. по теперішній час проводить наукові дослідження в Інституті електродинаміки НАН України, в якому захистив докторську дисертацію зі спеціальності 05.09.05 "Теоретична електротехніка" у 1997 р.

Подольцев О.Д. є відомим вченим в Україні та за її межами завдяки науковим результатам у галузі теоретичної електротехніки, комп'ютерного моделювання електроенергетичних об'єктів і систем та електротехнологічних установок. Зокрема, широко відомі результати його досліджень, пов'язані зі створенням теоретичних засад задля підвищення надійності сучасних високовольтних кабельних систем енергетичного призначення та технологічних установок індукційного нагріву матеріалів і сплавів на основі розвитку методів багатомасштабного та мультифізичного моделювання в електротехніці та енергетиці.

Результати наукових досліджень О.Д. Подольцева висвітлено у 5 монографіях та більше ніж 300 наукових працях. За результатами фундаментальних наукових і

практичних досягнень йому було присуджено Державну премію в галузі науки і техніки у 2007 р., премії Національної академії наук України імені Г.Ф. Проскури у 2013 р. та імені В.М. Хрущова у 2019 р.

О.Д. Подольцев заснував наукову школу з чисельного комп'ютерного моделювання мультифізичних і різномасштабних процесів в електроенергетиці та успішно поєднує наукову, організаційну та педагогічну діяльності. Починаючи з 2010 р. він займає посаду головного наукового співробітника Інституту. З 1996 р. є членом найбільшої в світі професійної організації інженерів та науковців у галузі електротехніки – Інституту інженерів з електротехніки та електроніки (IEEE).

Подольцев О.Д. входить до складу редакційних колегій фахових періодичних видань. На протязі багатьох років він викладає теоретичну електротехніку та комп'ютерне моделювання у Київському національному університеті будівництва і архітектури та аспірантурі ІЕД НАН України, є членом спеціалізованих вчених рад із захисту докторських і кандидатських дисертацій в ІЕД НАН України та НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського».

Неординарний багатогранний творчий талант Олександра Дмитровича, його високий професіоналізм, багаті досвід і знання, працездатність, сумлінність в роботі поєднуються з особливо уважним і доброзичливим ставленням до співробітників, колег, численних товаришів за фахом, молодих вчених.

Колектив Інституту електродинаміки НАН України, редакція журналу "Технічна електродинаміка", колеги, друзі та учні щиро вітають Олександра Дмитровича з ювілеєм і бажають міцного здоров'я, творчої енергії, нових наукових досягнень, натхнення та подальших успіхів в усіх справах на благо науки, радості від добрих здобутків!