УДК 621.313.323:681.532

О. М. Сінчук, д-р техн. наук, проф.; М. М. Омельчук

ФОРМАТ ГІБРИДНОГО БЕЗДАВАЧЕВОГО СПОСТЕРІГАЧА З РОЗШИРЕНОЮ ПРОТИЕЛЕКТРОРУШІЙНОЮ СИЛОЮ ТА НОРМОВАНИМ ФАЗОВИМ ДЕТЕКТОРОМ ДЛЯ ТЯГОВОГО СИНХРОННОГО ДВИГУНА

У статті розглянуто формування гібридного бездавачевого спостерігача положення ротора тягового синхронного двигуна з постійними магнітами та явнополюсним ротором, що поєднує високочастотну інжекцію на малих швидкостях з оцінювачем розширеної проти ЕРС і фазовим автопідстроюванням на робочих швидкостях, у структурі тягового електромеханічного комплексу двоосьового рудникового контактного електровоза. На імітаційній моделі комплексу кількісно обґрунтовано три проєктні рішення, які визначають працездатність такої структури в повному циклі роботи: форму моделі розширеної проти ЕРС, нормування фазового детектора на миттєвий модуль вектора проти ЕРС і пороги селектора режимів. Удосконалено аналітичну модель усталеної похибки оцінювання кута ротора: вона містить складову від похибки індуктивності осі q, яка не залежить від швидкості та пропорційна струму, і систематичне зміщення від ланки обчислення похідної струму, які складаються з урахуванням знака. Модель узгоджується з результатами моделювання і пояснює асиметрію похибок за завищеної та заниженої індуктивності. Підстановка середньої індуктивності статора замість індуктивності осі q збільшує похибку в 6,4 раза. Встановлено, що без нормування детектора привод втрачає орієнтацію ротора саме в момент передавання керування – незалежно від того, за яким значенням проти ЕРС синтезовано коефіцієнти класичного детектора, – і що причиною є перевищення корисного сигналу проти ЕРС шумом, який вносить ланка похідної. Уточнено критерій припустимої похибки активного опору статора: за допустимої кутової похибки 10° він дає лише 15 %, що менше за тепловий дрейф опору міді обмоток і вимагає його адаптації в реальному часі. Показано, що механічна частина привода впливає на оцінку кута лише через динамічну похибку контуру автопідстроювання, і наведено верхню оцінку цієї похибки.

Ключові слова: *синхронний електродвигун з постійними магнітами, бездавачеве керування, розширена проти ЕРС, фазове автопідстроювання, високочастотна інжекція, активне потокозчеплення, рудниковий електровоз, імітаційне моделювання.*

Формулювання проблеми та шляхів її вирішення

Одним із напрямів підвищення енергоефективності електрифікованого транспорту є застосування тягових електромеханічних комплексів (ТЕМК) на основі синхронних двигунів з постійними магнітами (СДПМ), що підтверджено дослідною експлуатацією таких комплексів на різних видах транспортних засобів [1 – 3].

Досвід застосування ТЕМК з СДПМ показав, що поряд з уніфікацією структури комплексу потрібне пристосування алгоритму керування до умов експлуатації конкретного транспортного засобу [2]. Найжорсткіші вимоги в цьому аспекті висувають двоосьові рудникові контактні електровози, які працюють у підземних виробках шахт і рудників за різко змінних і стохастичних у часі навантажень [1, 2].

На відміну від загальнопромислових електроприводів, які працюють переважно в усталених режимах, тягова система рудникового електровоза більшу частину циклу руху функціонує в неусталених режимах [2].

Тому заміна чинних ТЕМК на основі двигунів постійного струму з резисторно-контакторним керуванням не зводиться до механічної заміни одного виду електроприводу іншим: результати досліджень [2, 3] свідчать, що основною причиною невтілення ТЕМК з СДПМ на цьому виді транспорту є невідповідність систем керування вимогам технології підземного транспортування.

Зокрема, типова система векторного керування СДПМ потребує давача положення ротора. Для рудникового електровоза його застосування ускладнюють умови підземних виробок: підвищені вологість і запиленість, вібрації та удари від рейкового шляху, обмежені габарити, складність обслуговування. Оскільки кожна вісь має власний двигун та інвертор, відмова давача виводить з роботи привод відповідної осі, тобто позбавляє електровоз половини сили тяги.

Бездавачеве керування усуває цю проблему, але переносить її в алгоритмічну площину: якість відпрацювання моменту визначається точністю оцінювання кута положення ротора СДПМ в усьому діапазоні швидкостей – від нерухомого стану під навантаженням до робочої швидкості поїзда.

Специфіку задачі визначає технологія внутрішньошахтного транспорту (ВШТ). Рудниковий електровоз рушає з місця як з порожніми, так і з навантаженими вагонетками, причому рушання навантаженого поїзда вимагає найбільшого моменту: пусковий струм у 2,5 раза перевищує усталений. Цикл руху містить часті зупинки та маневрові пересування з малими швидкостями під навантажувальними пунктами, на розминовках і в пристовбурних дворах, тобто тривалу роботу в області, де проти ЕРС двигуна мала. На нульовій і малих швидкостях застосовуються методи високочастотної інжекції, тоді як на робочих швидкостях, де проти ЕРС достатня, їх використання недоцільне. Методи на основі протиЕРС з фазовим автопідстроюванням частоти (ФАПЧ), навпаки, в області малих швидкостей неефективні: для розглянутого привода на швидкості 0,34 км/год модуль проти ЕРС становить лише 3,65 В, що менше за шум, який вносить у її оцінку ланка обчислення похідної струму (див. нижче). Жоден з методів окремо задачі не розв'язує, тому потрібна гібридна структура з передаванням керування між ними, і саме момент передавання виявляється найвразливішим місцем системи – тим більше, що в циклі ВШТ він повторюється під час кожного рушання.

Аналіз останніх досліджень і публікацій

Аналіз публікацій засвідчує, що відомі бездавачеві методи керування СДПМ [3 – 5] з певною умовністю поділяють на дві групи.

До методів першої групи, на основі протиЕРС, відносять ті, що функціонують починаючи від деякої мінімальної кутової швидкості СДПМ. Для явнополюсних машин базовою є модель розширеної проти ЕРС [6], розвинена в [7] для оцінювання в обертовій системі координат і в [8] для високодинамічних електроприводів. Аналіз похибок оцінювання для цього класу наведено в [9], реалізації на ковзних режимах – у [10]. Підходи до синтезу спостерігачів стану систематизовано в [11].

Друга група – методи високочастотної інжекції, котрі спираються на магнітну явнополюсність і працюють аж до нульової кутової швидкості СДПМ [12, 13, 14]. Гібридні структури з перемиканням за швидкістю запропоновано в [15], для рейкового транспорту – у [16]. Вплив нелінійностей інвертора саме на інжекційні методи показано в [17], чутливість оцінювачів до похибок параметрів СДПМ – у [18, 19].

Окремі елементи гібридної структури – форма моделі з активним потокозчепленням [20], нормування фазового детектора та релейний селектор режимів із защіпкою – відомі. Проте закономірності їх спільної роботи в режимі важкого пуску тягового привода не встановлено: у відомих публікаціях не визначено, як кожне з цих рішень впливає на працездатність і точність спостерігача в момент передавання керування за реального вимірювального тракту для машини з відношенням індуктивностей $L_q/L_d = 2{,}24$ і пусковим струмом, у 2,5 раза більшим за усталений. Розв'язанню цих питань у формі, придатній для перенесення на інші електроприводи, і присвячено статтю.

Метою роботи є обґрунтування та кількісне оцінювання варіативних рішень у структурі гібридного бездавачевого спостерігача тягового СДПМ – форми моделі розширеної проти ЕРС, нормування фазового детектора та порогів селектора режимів – і подання отриманих

результатів у формі критеріїв, придатних для перенесення аналітичних оцінок у площину практичного застосування вибраного способу.

В розрізі мети дослідження сформульовано та розв'язано такі наукові завдання:

1. Встановлення закономірностей впливу форми моделі розширеної проти EPC і способу нормування фазового детектора на працездатність і точність гібридного спостерігача в момент передавання керування від контуру високочастотної інжекції до контуру ФАПЧ за реального вимірювального тракту.
2. Розробка імітаційної моделі ТЕМК рудникового контактного електровоза з гібридним спостерігачем, що враховує неідеальності вимірювального тракту та інвертора, для аналізу режимів пуску та руху навантаженого поїзда.
3. Удосконалення аналітичної моделі усталеної похибки оцінювання кута ротора СДПМ і формулювання критеріїв вибору параметрів спостерігача: сталої фільтра похідної, порогів селектора, амплітуди інжекції та припустимої похибки активного опору статора.

Об'єкт дослідження та вимірювальний тракт

Об'єкт наукового пошуку – тяговий електромеханічний комплекс двоосьового контактного виду рудникового електровоза зчіпною масою 14 т: контактна мережа 250 В, підвищувальний перетворювач із ланкою 400 В, два автономні інвертори, два явнополюсні СДПМ, редуктори з передавальним числом 45, колеса радіусом 0,34 м. Поїзд, який везе електровоз, складається з 10 вагонеток, маса навантаженого поїзда 144 т. Усі наведені далі результати отримано в найважчому для функціонування ТЕМК, але штатному режимі циклу – рух навантаженого поїзда рівною ділянкою: усталений фазний струм 90 А за амплітудою, до 230 А на рушанні, усталена електрична кутова швидкість близько 1774 рад/с ел.

Оскільки головний результат пошуку стосується поведінки оцінювача за реальних вимірювань, вимірювальний тракт описується явно (табл. 1). Інвертор моделюється усередненим: комутаційні процеси й широтно-імпульсна модуляція не відтворюються. Проте мертвий час не ігнорується – він уведений в усереднену модель як еквівалентне спотворення напруги $\Delta U = t_d \cdot f_{sw} \cdot V_{dc}$, знак якого визначається струмом фази, із зоною нечутливості $\pm i_{dz}$ замість розривної функції sign. Саме це спотворення й фігурує далі в поясненні вимог до амплітуди інжекції.

Таблиця 1

Вимірювальний тракт та інвертор

Чинник	Позначення	Значення
Шум давачів струму (СКВ)	σ	2,5 А (1 % від I_{max})
Зсуви нуля давачів	Δi_a / Δi_b	+0,8 / –0,6 А
Квантування АЦП	–	12 біт на діапазоні ±300 А (квант 0,1465 А)
Затримка вимірювання та керування	T_s	80 мкс (по одному такту)
Мертвий час інвертора	t_d	3 мкс
Частота комутації (для ΔU)	f_{sw}	12,5 кГц
Еквівалентне спотворення напруги	ΔU	15 В при V_{dc} = 400 В
Зона нечутливості за струмом	i_{dz}	5,0 А

Структура спостерігача. Для явнополюсної машини – СДПМ використовують дві еквівалентні форми оцінювача, записані в нерухомій системі координат αβ. Канонічна модель розширеної проти EPC [6] містить у члені з похідною індуктивність осі d і окремий перехресний член з різницею індуктивностей. Форма, застосована тут (1), випливає з концепції активного потокозчеплення [20]: вектор $\psi_a = \psi_s - L_q \cdot i_s$ завжди орієнтований по осі d, тому в моделі лишається одна індуктивність – L_q – і перехресний член зникає. В усталеному синусоїдному режимі, коли $di_s/dt = \omega \cdot J \cdot i_s$, обидві форми тотожні. Третій варіант – підстановка середньої індуктивності $L_s = (L_d + L_q)/2$ – є калькою з неявнополюсної машини й коректним формулюванням не є; саме його прийнято далі за точку відліку.

$$\hat{e} = u_s - R_s i_s - L_q \frac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t} \quad (1)$$

Похідна струму в (1) обчислюється не безпосередньо: пряме диференціювання за такту 80 мкс було б підсилювачем шуму. Застосовано фільтровану ланку $L_q \cdot s/(\tau_д \cdot s + 1)$ зі сталою $\tau_д$ = 100 мкс. Ця ланка визначає дві протилежні властивості тракту оцінювання, і обидві потрібні далі. По-перше, на робочій швидкості вона дає фазове запізнення $\operatorname{arctg}(\omega_e \cdot \tau_д) = 10{,}1°$, яке є джерелом систематичного зміщення оцінки кута – саме тому усталена похибка нижче подається окремо від випадкової складової. По-друге, на частотах, вищих за $1/\tau_д$, її коефіцієнт дорівнює $L_q/\tau_д$ = 4,24 В/А, тому шум давачів струму з σ = 2,5 А дає на виході приблизно $\sigma \cdot (L_q/\tau_д) \cdot \sqrt{(T_s/2\tau_д)} \approx 6{,}7$ В середньоквадратичного значення (множник $\sqrt{(T_s/2\tau_д)}$ є оцінкою ефективної шумової смуги; точніше інтегрування $|H(j\omega)|^2$ у смузі до $1/2T_s$ дає 8,6 В, тобто наведена оцінка є консервативною). Це число слід зіставити з корисним сигналом: на порозі перемикання модуль розширеної проти ЕРС становить лише 3,655 В, тобто саме в момент передавання керування відношення сигнал/шум в оцінці $\hat{e}$ менше за одиницю. На цю обставину спираються далі розділи про нормування детектора та про вибір сталої $\tau_д$.

Фазовий детектор контуру автопідстроювання формує сигнал неузгодженості (2). При $\hat{e} = |\hat{e}| \cdot [-\sin\theta; \cos\theta]$ він дорівнює $|\hat{e}| \cdot \sin(\theta - \hat{\theta})$, тобто пропорційний модулю вектора, а отже й швидкості обертання. Зауважимо принципове обмеження цієї форми: знак сигналу зберігається лише за додатного напрямку обертання, тому в режимі реверсу контур потребує окремого розгляду, що виходить за межі роботи.

$$\varepsilon = -\hat{e}_\alpha \cos\hat{\theta} - \hat{e}_\beta \sin\hat{\theta} \tag{2}$$

Щоб зняти залежність коефіцієнта передачі від швидкості, детектор нормується на миттєвий модуль (3); мала стала ε_0 обмежує коефіцієнт при зникомо малому сигналі. Коефіцієнти регулятора тоді набувають канонічного вигляду (4):

$$\varepsilon_н = \frac{\varepsilon \cdot |\hat{e}|}{|\hat{e}|^2 + {\varepsilon_0}^2} \tag{3}$$

$$K_p = 2\zeta\omega_n, \quad K_i = {\omega_n}^2 \tag{4}$$

Для класичного (ненормованого) детектора ті самі коефіцієнти доводиться нормувати сталою розрахунковою величиною протиЕРС. У базовій конфігурації це E_{min} = 4,593 В, що відповідає електричній швидкості 63 рад/с, тобто величині того самого порядку, що й на порозі перемикання. Розкид коефіцієнта передачі, який знімає нормування, сягає 35 разів: від порога 50 рад/с ел. (де $|\hat{e}|$ = 3,65 В, що відповідає швидкості руху 0,34 км/год) до робочої швидкості 1774 рад/с ел. ($|\hat{e}|$ = 130 В). Зауважимо, що на самому порозі нормування не є нейтральним щодо коефіцієнта: при $|\hat{e}|$ = 3,655 В і ε_0 = 2,0 В вираз (3) дає 0,77 від чистого $1/|\hat{e}|$, тому нормований контур входить у передавання керування з власною частотою близько 132 рад/с – меншою, ніж 150 рад/с у класичного детектора, синтезованого на те саме значення протиЕРС.

На малих швидкостях положення оцінює контур високочастотної інжекції обертового вектора напруги; амплітуда корисного сигналу зворотної послідовності визначається виразом (5), у якому $\omega_{ВЧІ} = 2\pi f_{ВЧІ}$, і має розмірність струму:

$$K_{ВЧІ} = \frac{U_{ВЧІ}}{2\omega_{ВЧІ}} \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \tag{5}$$

Струм, що надходить в оцінювач протиЕРС, попередньо очищується від складової інжекції: з виміряного струму віднімається його високочастотна складова, виділена в контурі інжекції, тому оцінювач працює вже з очищеним струмом. Передавання керування виконує селектор режимів: релейний елемент із порогами вмикання й вимикання, детектор захоплення, що підтверджує роботу контуру автопідстроювання, коли розбіжність двох незалежних оцінок швидкості не перевищує 25 рад/с ел., та защіпка, що унеможливлює повторні перемикання. Структуру спостерігача наведено на рис. 1.

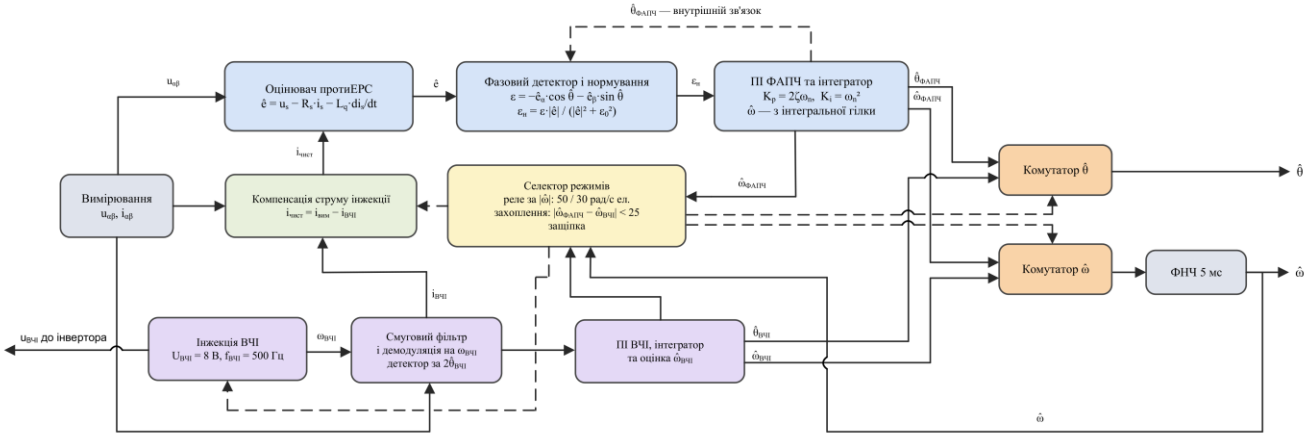


Рис. 1. Структурна схема гібридного бездавачевого спостерігача

Таблиця 2

Параметри об'єкта та спостерігача

Величина	Позначення	Значення
Індуктивність осі d	L_d	0,189 мГн
Індуктивність осі q	L_q	0,424 мГн
Середня індуктивність статора	L_s	0,307 мГн (–27,7 % від L_q)
Потокозчеплення магнітів	$\psi_{ПМ}$	0,0731 Вб
Активний опір статора	R_s	0,0191 Ом
Пар полюсів	p	4
Власна частота контуру ФАПЧ	ω_n	150 рад/с
Демпфування контуру ФАПЧ	ζ	0,707
Стала нормування детектора	ε_0	2,0 В
Розрахункова проти ЕРС класичного детектора	E_{min}	4,593 В
Стала фільтра похідної	$\tau_д$	100 мкс
Амплітуда та частота інжекції	$U_{ВЧІ}$ / $f_{ВЧІ}$	8 В / 500 Гц
Пороги селектора режимів	$\omega_{вмик}$ / $\omega_{вимк}$	50 / 30 рад/с ел. (0,34 км/год)
Поріг детектора захоплення	$\Delta\omega_{зах}$	25 рад/с ел.
Передавальне число та радіус колеса	$i_{ред}$ / $R_к$	45 / 0,34 м
Струмова уставка	I_{max}	250 А

Методика дослідження

Дослідження виконано методом імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink; систему рівнянь розв'язано методом Рунге-Кутти четвертого порядку з фіксованим кроком 80 мкс, що дорівнює такту керування. Модель охоплює підвищувальний перетворювач, два інвертори з неідеальностями вимірювального тракту (табл. 1), два СДПМ з параметрами табл. 2, контури струму та швидкості, гібридний спостерігач (рис. 1) і механічну частину – обертальний рух ротора з колісною парою, приведений до вала двигуна, та поступальний рух поїзда з урахуванням сил опору руху й обмеження сили тяги за зчепленням. Похибка оцінювання $\Delta\theta$ зводилась до інтервалу $(-\pi, \pi]$. Використовувались чотири показники: «пік» – максимум модуля за весь прогін; «$\Delta\theta$ сер.» – середнє модуля на усталеному вікні; «зміщення» – середнє зі знаком на тому самому вікні (міра систематичної складової); «сплеск» – максимум модуля в околі передавання керування. Усталеним вважається вікно останніх 10 % прогону. Тривалість прогонів для кожної серії зазначено в назві таблиці; коректним є порівняння рядків у межах однієї таблиці, а не абсолютних значень між таблицями.

Втрата захоплення за наявності шуму є подією випадковою, тому кожну з трьох ключових конфігурацій прогнано на трьох незалежних реалізаціях шуму давачів; у таблицях наведено результат кожної реалізації окремо. Зауважимо наперед, що усталений показник $\Delta\theta$ сер. для нормованого детектора збігається на всіх трьох реалізаціях у межах наведеної точності: у ньому домінує систематична складова, тоді як розкид від реалізації до реалізації проявляється лише в піковому значенні.

Цикл пуску та передавання керування

Типова еволюція процесу пуску наведена на рис. 2. Після початкового позиціонування ротора СДПМ привід рушає під керуванням контуру інжекції; на 4,85 с швидкість досягає порога, детектор захоплення підтверджує роботу контуру автопідстроювання, і керування передається йому. Сплеск похибки в момент передавання становить 0,224 рад ел.

Порівняння трьох наборів порогів (рис. 3, табл. 3) показує, що нижчі пороги 30 / 20 рад/с ел. дають помітно більший сплеск (0,470 проти 0,224 рад ел.): вони передають керування раніше (4,02 проти 4,85 с), але на меншій швидкості проти ЕРС слабша, і передавання відбувається за гіршого співвідношення сигнал/шум. Вищі пороги 100 / 70 дають 0,353 рад ел.

Інтерпретуючи це порівняння, слід ураховувати таке. У фазі інжекції поточна похибка оцінювання сама сягає за модулем 0,2…0,35 рад ел. (рис. 2), тобто сплеск при передаванні того самого порядку, що й фоновий рівень. Тому змістовним є лише висновок про нижчі пороги, де сплеск удвічі перевищує фон; різниця між базовими та вищими порогами лежить у межах фонових коливань і підставою для тонкого налаштування бути не може.

Тривалість вікна початкового позиціонування в діапазоні 0,05…1,0 с на сплеск і на подальший рух не впливає (табл. 3). Показник «похибка одразу після позиціонування» при цьому оманливий і мірою якості оцінювача не є: він відображає зміщення ротора під дією струму позиціонування, що встигає накопичитися за час вікна.

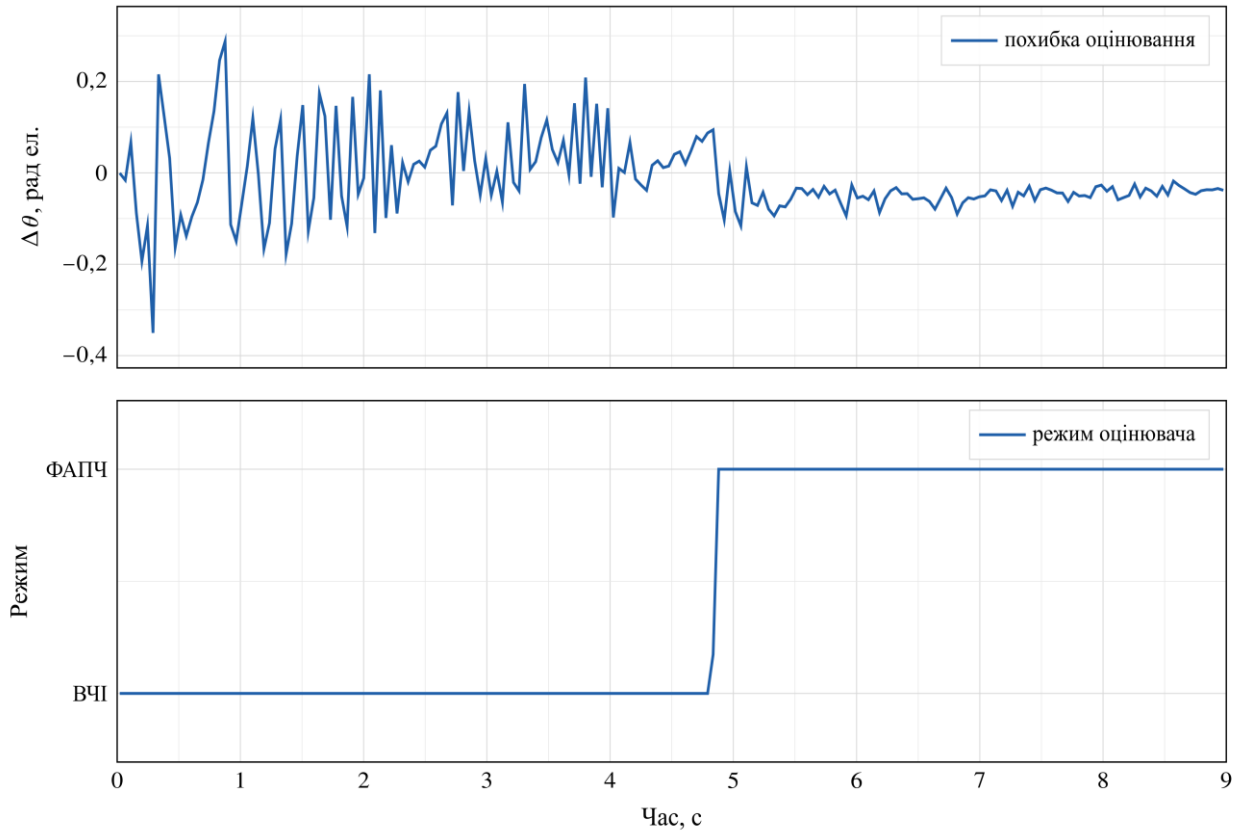


Рис. 2. Похибка оцінювання кута та режим оцінювача в циклі пуску синхронного двигуна. Криву згладжено осередненням у вікні 45 мс; показники таблиць обчислено за незгладженим рядом.

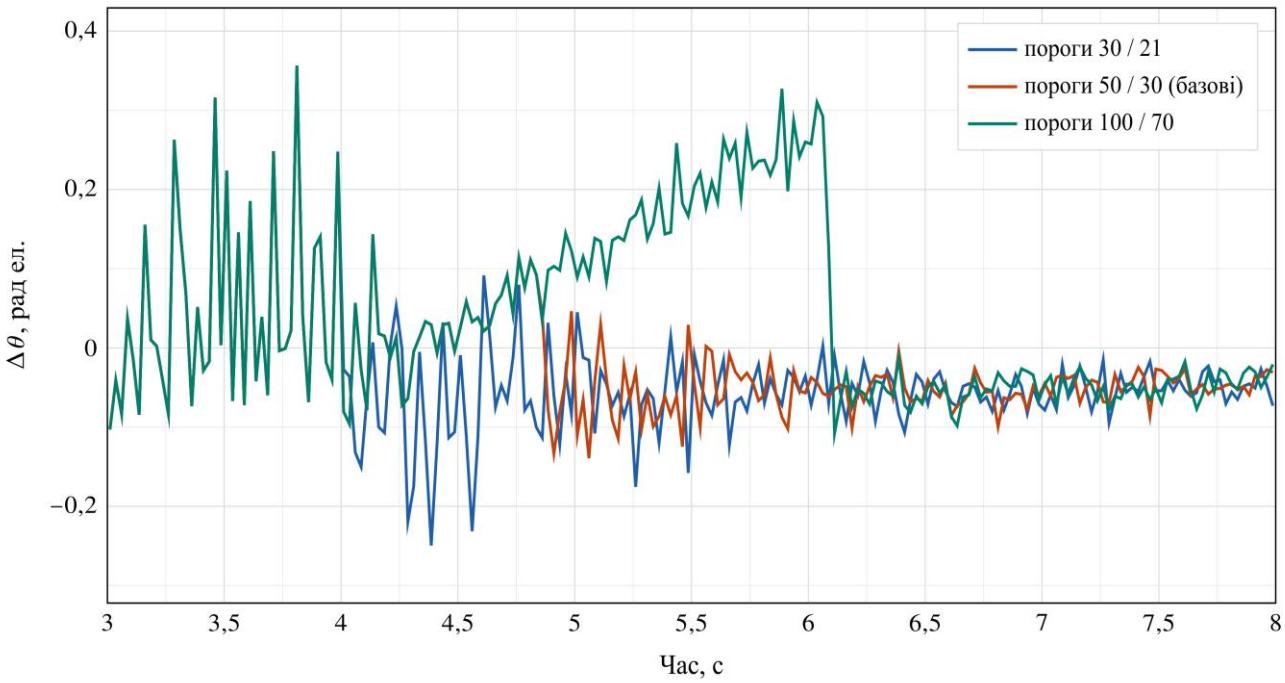


Рис. 3. Похибка оцінювання в околі передавання керування за різних порогів селектора

Таблиця 3

Вікно позиціонування та пороги селектора (прогони тривалістю 40 с; усталений режим не досягається, тому усталені показники не наводяться)

Конфігурація	Момент передавання, с	Сплеск, рад ел.	v(40 с), км/год
Вікно позиціонування 0,05 с	4,85	0,217	10,71
Вікно позиціонування 0,3 с (базове)	4,85	0,224	10,71
Вікно позиціонування 1,0 с	4,92	0,331	10,71
Пороги 30 / 20 рад/с ел.	4,02	0,470	10,71
Пороги 50 / 30 рад/с ел. (базові)	4,85	0,224	10,71
Пороги 100 / 70 рад/с ел.	6,09	0,353	10,71

Динаміка оцінювання кутової швидкості СДПМ. Оцінювання швидкості показано на рис. 4. Наголосимо одразу: астатичний контур (4) в усталеному режимі дає нульову частотну похибку за побудовою, тому мале усталене неузгодження (0,003 %) самостійним результатом не є. Змістовною є динамічна характеристика.

На ділянці розгону (5…45 с) оцінена кутова швидкість ротора відстає від фактичної на 0,625 рад/с, і це відставання тримається весь час дії задатчика інтенсивності; після його завершення неузгодження спадає до 0,064 рад/с. Причина не в якості оцінювання, а у двох послідовних ланках тракту формування оцінки. Перша: оцінка знімається зі стану інтегратора контуру й тому не містить пропорційної гілки, що за сталого прискорення a дає брак $K_p \cdot a / K_i$. Друга: сигнал оцінки проходить через згладжувальний фільтр зі сталою 5 мс, який за сталого прискорення додає власне відставання $a \cdot \tau$. Разом для середнього прискорення на ділянці розгону 42,5 рад/с² це дає $(K_p/K_i + \tau) \cdot a = (0{,}00943 + 0{,}005) \cdot 42{,}5 = 0{,}613$ рад/с проти виміряних 0,625 рад/с, тобто розбіжність 1,8 %. Обидві складові є властивістю тракту вимірювання швидкості, а не самого оцінювача положення.

Практичний наслідок: якщо оцінка кутової швидкості ротора СДПМ використовується в контурі керування під час розгону електровоза, слід брати повний вихід ПІ-регулятора, а не стан інтегратора.

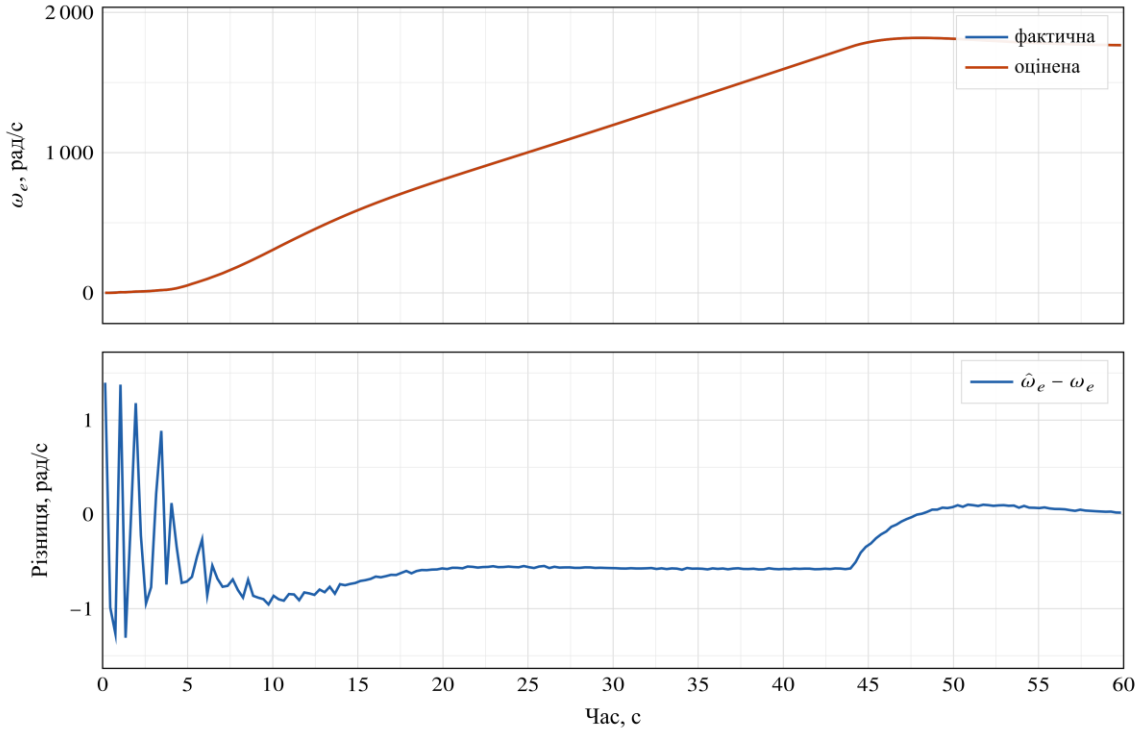


Рис. 4. Оцінена та фактична електрична кутова швидкість ротора синхронного двигуна і їх різниця

Форма моделі: індуктивність осі q проти середньої. Нехай в оцінювачі (1) замість L_q використано значення $\hat{L}_q = L_q + \Delta L$ (тут і далі кришечкою позначено значення параметрів, закладені в оцінювач). Оскільки справжня проти ЕРС задовольняє (1) з точним L_q, її оцінка відрізняється від справжньої на вектор похибки

$$\hat{e} - e = -\Delta L \cdot \frac{di_s}{dt} = -\Delta L \cdot \omega \cdot J \cdot i_s$$

де друга рівність записана для усталеного синусоїдного режиму, у якому $di_s/dt = \omega \cdot J \cdot i_s$, а J – матриця повороту на 90°. У синхронних осях dq цей вектор має складові $\delta_d = \Delta L \cdot \omega \cdot i_q$ і $\delta_q = -\Delta L \cdot \omega \cdot i_d$. Вектор розширеної протиЕРС у формі з активним потокозчепленням спрямований по осі q і має модуль $\omega \cdot \psi_a$, де $\psi_a = \psi_{ПМ} + (L_d - L_q) \cdot i_d$. Складова δ_q змінює лише модуль оцінки, а складова δ_d, перпендикулярна до вектора протиЕРС, повертає її на кут

$$\Delta\theta = \operatorname{arctg} \frac{\Delta L \cdot i_q}{\psi_a - \Delta L \cdot i_d}$$

Для малих кутів і $|\Delta L \cdot i_d| \ll \psi_a$ звідси випливає перше наближення

$$\Delta\theta \approx \frac{\Delta L \cdot i_q}{\psi_a} \qquad (6)$$

Цей вираз має дві важливі властивості: він не залежить від швидкості (бо ω скорочується) і пропорційний струму, тобто навантаженню. Для тягового привода друга властивість принциповіша: похибка від неточної індуктивності максимальна саме там, де привод працює найважче. Член $\Delta L \cdot i_d$ у знаменнику точного виразу дає асиметрію між завищеною та заниженою індуктивністю лише близько ±3 % і, як показано нижче, спостережуваної асиметрії не пояснює.

Перевірка моделюванням. Заміна L_q на середню індуктивність L_s означає $\Delta L = -0{,}1175$ мГн; при усталеному струмі 90,4 А (за стратегією МТРА – керування з максимальним моментом на ампер – це $i_q \approx 86$ А, $i_d \approx -21$ А, звідки активне потокозчеплення $\psi_a \approx 0{,}078$ Вб) вираз (6) дає за модулем 0,129 рад ел. проти 0,1495 рад ел. у моделі. Решту різниці зумовлює систематичне зміщення оцінки, яке розглянуто нижче разом із виразом (6а).

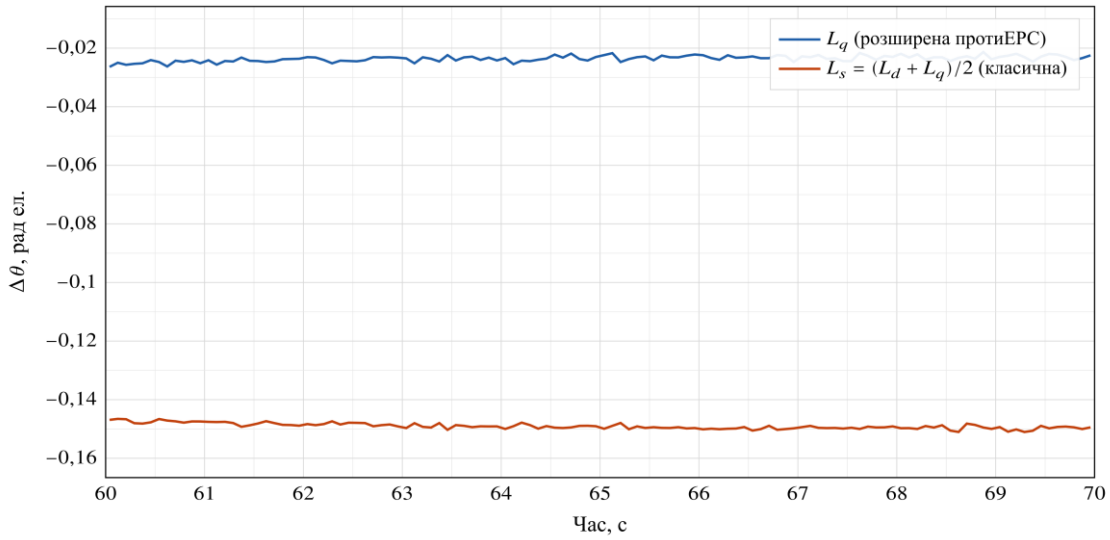


Рис. 5. Похибка оцінювання кута повороту ротора синхронного двигуна за використання L_q та середньої індуктивності L_s (усталений режим, криву згладжено)

Обидва варіанти лишаються працездатними: привід доходить до цільової швидкості й не втрачає орієнтації ротора. Йдеться не про стійкість, а про систематичну втрату точності – усталена похибка зростає з 0,0232 до 0,1495 рад ел. (у 6,4 раза; обидва значення отримано в одній серії прогонів тривалістю 70 с, рис. 5) – і про пов'язане з нею зростання фазного струму з 90,4 до 92,4 А (+2,2 %), бо той самий момент реалізується за гіршої орієнтації вектора струму.

Той самий вираз (6) застосовано до похибок самої L_q (табл. 7), і тут виявляється асиметрія: для $\hat{L}_q = 0{,}7 \cdot L_q$ модель дає 0,1524 рад ел., а для $\hat{L}_q = 1{,}3 \cdot L_q$ – 0,0989, тоді як (6) для обох випадків передбачає однакову за модулем величину 0,143. Пояснення полягає в тому, що (6) описує лише одну з двох складових усталеної похибки. Друга складова – систематичне зміщення від фільтрованої ланки похідної, яке для базової конфігурації становить −0,0232 рад ел. (див. нижче) і від похибки індуктивності не залежить. Складати їх треба зі знаком, а не за модулем:

$$\Delta\theta = \frac{\Delta L \cdot i_q}{\psi_a} + \Delta\theta_{\text{зм}} \qquad (6а)$$

Тут $\Delta L = \hat{L}_q - L_q$, тобто за заниження індуктивності складова від ΔL від'ємна і додається до зміщення $\Delta\theta_{\text{зм}} = -0{,}0232$ рад ел.; у таблицях наведено модулі цих величин. Перевірка (6а) на даних табл. 7. Півсума модельних значень (0,1524 + 0,0989)/2 = 0,1257 рад ел. – це складова від ΔL, однакова за модулем для обох знаків похибки індуктивності; піврізниця (0,1524 − 0,0989)/2 = 0,0268 рад ел. – це зміщення, яке з незалежно виміряним значенням 0,0232 рад ел. збігається в межах приблизно 15 %. Сама складова від ΔL відповідає (6), якщо в знаменник підставити активне потокозчеплення $\psi_a = \psi_{\text{ПМ}} + (L_d - L_q) \cdot i_d$: у розглянутій робочій точці MTPA дає $i_d \approx -21$ А, звідки $\psi_a \approx 0{,}078$ Вб і прогноз 0,140 рад ел. проти розкладених із даних 0,126 – розбіжність 11 %, прийнятна для оцінки першого наближення. Той самий підхід відтворює й випадок середньої індуктивності: 0,129 + 0,023 = 0,152 проти 0,1495 рад ел. у моделі, тобто розбіжність близько 2 %, що підтверджує придатність (6) і (6а) для перенесення на інші приводи.

Звідси випливає й методичне зауваження до табл. 7: показник «Δθ сер.» як середнє модуля приховує знак і саме тому робить асиметрію незрозумілою. Для конфігурацій з різними знаками ΔL коректним показником є зміщення, тобто середнє зі знаком.

Нормування фазового детектора. Нормування (3) вводилося як засіб проти зміни коефіцієнта передачі контуру зі швидкістю. Пряма перевірка показує, що його роль ширша, але для коректного висновку потрібно було виключити очевидне заперечення: чи не пояснюється відмова класичного детектора просто невдалим вибором коефіцієнтів? Тому класичний детектор випробувано у двох варіантах синтезу – за сталою $E_{\min} = 4{,}593$ В (K_p =

46,2, K_i = 4899) і за значенням протиЕРС точно на порозі перемикання, 3,655 В (K_p = 58,0, K_i = 6156), – і кожен варіант на трьох реалізаціях шуму давачів.

Таблиця 4

Нормування фазового детектора: три варіанти синтезу та три реалізації шуму (реальний вимірювальний тракт, прогони 70 с)

Конфігурація	Пік, рад ел.	Δθ сер., рад ел.	Результат
Нормований детектор (базовий)	0,474	0,0232	норма
Нормований, реалізація шуму 2	0,610	0,0232	норма
Нормований, реалізація шуму 3	0,495	0,0232	норма
Класичний, синтез за E_{min}	1,442	–	втрата кута на 4,87 с
Класичний за E_{min}, реалізація 2	2,398	–	втрата кута на 4,87 с
Класичний за E_{min}, реалізація 3	2,264	–	втрата кута на 4,89 с
Класичний, синтез на порозі	2,751	–	втрата кута на 4,87 с
Класичний на порозі, реалізація 2	2,574	–	втрата кута на 4,89 с
Класичний на порозі, реалізація 3	3,011	–	втрата кута на 4,89 с

Результат однозначний: класичний детектор втратив орієнтацію ротора в 6 випадках з 6 – за обох варіантів синтезу коефіцієнтів і на всіх реалізаціях шуму, – тоді як нормований пройшов три прогони з трьох без жодного зриву. Втрата відбувалася щоразу в момент передавання керування, а не деінде (рис. 6). Отже, заперечення про «навмисно поганий вибір коефіцієнтів» знімається.

Механізм при цьому не зводиться до масштабу коефіцієнтів, і дані показують це прямо. Варіант, синтезований точно на порозі, має там за побудовою той самий коефіцієнт передачі, що й нормований, – і все одно втрачає кут; більше того, він втрачає його гірше (піки 2,751…3,011 проти 1,442…2,398 рад ел. у варіанта з меншими коефіцієнтами). Тобто зрив спричиняє не занижений, а завищений ефективний коефіцієнт передачі.

Причину видно з бюджету шуму, наведеного вище: на порозі перемикання корисний сигнал становить 3,655 В, тоді як ланка похідної вносить в оцінку $\hat{e}$ близько 6,7 В середньоквадратичного шуму. Модуль $|\hat{e}|$ у цій точці визначається переважно шумом і сильно флуктує. Нормування на миттєвий модуль автоматично зменшує коефіцієнт передачі саме на тих інтервалах, де $|\hat{e}|$ роздутий шумовим викидом, тобто діє як м'який обмежувач; сталий коефіцієнт цього не вміє за побудовою й пропускає викид просто в інтегратор контуру. Той самий бік справи описує й стала ε_0: при $|\hat{e}|$ = 3,655 В вираз (3) дає 0,77 від чистого $1/|\hat{e}|$, тому нормований контур входить у передавання з дещо меншою власною частотою, ніж класичний, налаштований на ту саму точку.

Щоб відокремити вплив шуму від самої структури детектора, ті самі конфігурації прогнано за ідеалізованого вимірювального тракту. Там працездатні всі: нормований дає 0,0116 рад ел., класичний за E_{min} – 0,0005, класичний на порозі – 0,0040. Тобто структура класичного детектора сама по собі справна, і саме поєднання сталого коефіцієнта передачі з реальним шумом вимірювання робить передавання керування неможливим. Пряме порівняння усталеної точності двох структур при цьому некоректне, бо смуги контурів різні за побудовою.

Отже, нормування фазового детектора в гібридній структурі є умовою працездатності передавання керування за реальних вимірювань, а не способом підвищити усталену точність. Суть не в масштабі коефіцієнтів, а в тому, що лише нормування на миттєвий модуль утримує коефіцієнт передачі контуру обмеженим у тій єдиній точці робочого циклу, де корисний сигнал слабший за шум вимірювання.

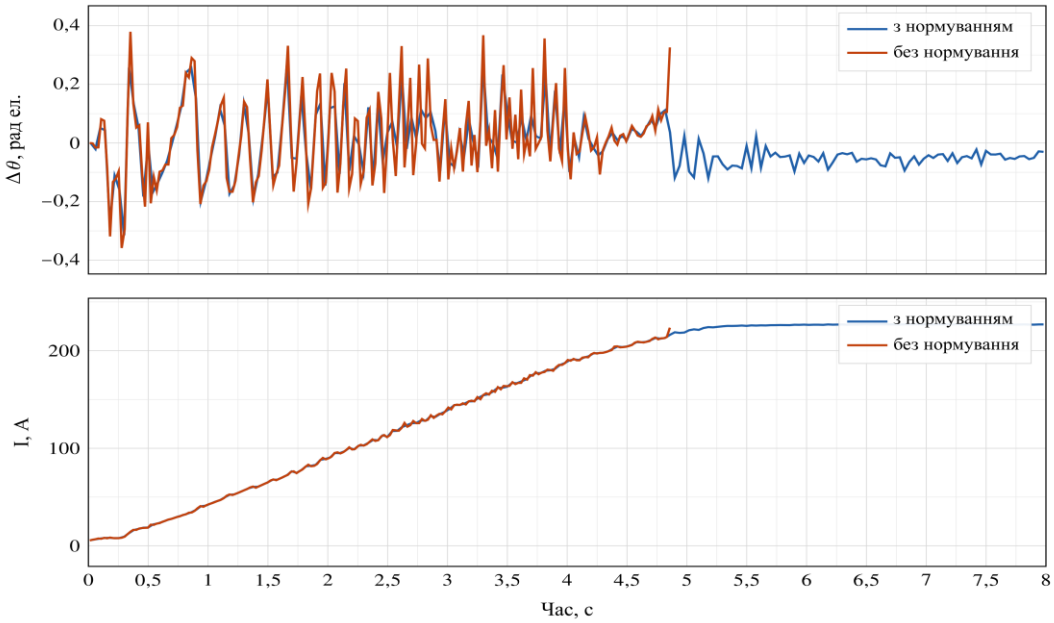


Рис. 6. Похибка оцінювання кута та амплітуда фазного струму при пуску з нормованим та класичним детектором; прогін без нормування зупинено монітором у момент передавання керування

Природа усталеної похибки. Усталена похибка оцінювання є переважно систематичною, а не випадковою: середнє зі знаком на усталеному вікні становить −0,0232 рад ел. при середньому модуля 0,0232, тобто майже весь рівень дає зміщення. Основним чинником, що зумовлює зміщення, є фільтрована ланка похідної, яка на робочій швидкості вносить фазове запізнення 10,1°. Прямого збігу цих чисел очікувати не слід: запізнення діє лише на член $L_q \cdot di_s/dt$, модуль якого на робочій швидкості становить 67,7 В проти 130 В у самого ê, і на кут впливає тільки та складова похибки, що перпендикулярна до ê. Верхня оцінка внеску ланки становить $|L_q \cdot \omega_e \cdot i_s| \cdot |1 - 1/(1 + j\omega_e\tau_д)| / |ê| = 0{,}091$ рад ел., тобто виміряні 0,0232 рад ел. – приблизно чверть цієї межі.

Прямої перевірки прискоренням фільтра в межах цієї моделі виконати не вдалося з чисельних причин: за $\tau_д = 10$ мкс полюс ланки становить 10^5 рад/с, що проти фіксованого кроку розв'язувача 80 мкс дає $|\lambda| \cdot h = 8$ – далеко за межею стійкості явного методу Рунге-Кутти четвертого порядку (близько 2,8), і розв'язок розходиться. Наголосимо, що це обмеження моделі, а не привода: у реальній системі ланка похідної реалізується дискретно (білінійне перетворення або точна дискретизація), і така реалізація стійка за будь-якого $\tau_д$, у тому числі меншого за такт керування. Фізичну нижню межу задає не чисельна стійкість, а шум: коефіцієнт ланки на високих частотах дорівнює $L_q/\tau_д$, тому зменшення $\tau_д$ удвічі збільшує шум в оцінці ê приблизно у 2,8 раза (шум пропорційний $\tau_д^{-3/2}$), а на порозі перемикання він уже й так перевищує корисний сигнал.

Таблиця 5

Залежність усталеного зміщення оцінки кута від сталої фільтра похідної. Для прогону, зупиненого монітором, зміщення обчислено на останніх 10 % часу до зупинки

Стала фільтра $\tau_д$	Запізнення $\operatorname{arctg}(\omega_e \cdot \tau_д)$, град	Зміщення, рад ел.	Результат
100 мкс	10,1	−0,0232	норма
200 мкс	19,5	−0,0579	норма
400 мкс	35,4	−0,0698	втрата кута на 39,15 с

Залежність однозначна: уповільнення фільтра збільшує зміщення, тобто саме фазове запізнення ланки похідної є його головним джерелом, а шум вимірювання формує лише розкид навколо нього. Межа не теоретична: за $\tau_д = 400$ мкс спостерігач узагалі втрачає орієнтацію ротора. Отже, сталу фільтра похідної обмежено з двох боків, і обидві межі фізичні: згори – систематичною похибкою оцінювання, яка зростає з робочою електричною

швидкістю, знизу – підсиленням шуму давачів, пропорційним $L_q/\tau_д$. Обидві межі залежать від конкретного привода, і їх узгодження є самостійною проєктною задачею для тракту обчислення похідної.

Параметри високочастотної інжекції. Амплітуда корисного сигналу інжекції (5) має розмірність струму, і саме в амперах її варто наводити: для базової конфігурації 8 В / 500 Гц вона становить 3,73 А проти усталеного фазного струму 90 А та середньоквадратичного шуму давача 2,5 А. Це відразу пояснює, чому конфігурації з малим значенням (5) працюють гірше.

Таблиця 6

Параметри інжекції

Конфігурація	Сигнал (5), А	Похибка позиціонування, рад	Результат
$U_{ВЧІ}$ = 4 В, $f_{ВЧІ}$ = 500 Гц	1,87	0,801	відмова
$U_{ВЧІ}$ = 8 В, $f_{ВЧІ}$ = 500 Гц (базова)	3,73	0,343	норма
$U_{ВЧІ}$ = 16 В, $f_{ВЧІ}$ = 500 Гц	7,47	0,185	норма
$U_{ВЧІ}$ = 8 В, $f_{ВЧІ}$ = 250 Гц	7,47	0,030	норма
$U_{ВЧІ}$ = 8 В, $f_{ВЧІ}$ = 1000 Гц	1,87	0,482	норма

Якість позиціонування визначається саме величиною (5), а не амплітудою чи частотою окремо: конфігурації 16 В / 500 Гц і 8 В / 250 Гц мають однакові 7,47 А і дають близьку похибку. Але вимога подвійна. Конфігурації 4 В / 500 Гц і 8 В / 1000 Гц теж мають однакові 1,87 А і однакові амплітуди ВЧ-струму, проте перша відмовляє, а друга працює. Отже, крім (5), діє чинник, пов'язаний саме з абсолютною амплітудою напруги, і таким чинником є еквівалентне спотворення від мертвого часу, яке для цього інвертора становить 15 В (табл. 1).

Механізм при цьому не зводиться до простого «амплітуда мусить перевищувати спотворення»: базова конфігурація 8 В теж лежить нижче за 15 В і при цьому працює. Спотворення від мертвого часу визначається знаком фазного струму, а основний струм за період інжекції знака не міняє, тому для ВЧ-складової воно діє переважно як стале зміщення, а не як спотворення корисного сигналу. Критичним воно стає там, де основний струм проходить зону нечутливості $\pm i_{dz}$ = 5,0 А, тобто на самому рушанні – саме тоді, коли виконується початкове позиціонування. Кількісної межі за амплітудою в цій роботі не встановлено: наявні дані дозволяють стверджувати лише те, що для цього інвертора вона лежить між 4 і 8 В, а її визначення потребує окремої серії прогонів з кроком за $U_{ВЧІ}$. Якісно ж отримана картина узгоджується з відомими даними щодо впливу нелінійностей інвертора на інжекційні методи [17]. Слід ураховувати, що ці результати отримано на усередненій моделі інвертора, тому вони встановлюють характер залежностей, а не абсолютну точність контуру інжекції реального привода (див. обмеження).

Робастність до похибок параметрів та критерій за опором

Таблиця 7

Вплив похибок параметрів оцінювача (прогони 60 с)

Конфігурація	Δθ сер., рад ел.	v(кін), км/год	Результат
Точні параметри	0,0293	11,95	норма
$\hat{L}_q = 0{,}7\cdot L_q$	0,1524	11,95	норма
$\hat{L}_q = 1{,}3\cdot L_q$	0,0989	11,95	норма
$\hat{R}_s = 3\cdot R_s$	–	0,00	втрата кута при передаванні
$\hat{L}_q = 0{,}7\cdot L_q$ та $\hat{R}_s = 3\cdot R_s$	–	0,00	втрата кута, монітор

Примітка. Для прогонів тривалістю 60 с усталене вікно припадає на 54…60 с, коли розгін ще не завершено (момент 36,3 Н·м проти усталених 40,2 Н·м), тому базове значення 0,0293 рад ел. відрізняється від 0,0232 рад ел. у табл. 4 (прогони 70 с). Обчислені на однаковому вікні 54…60 с, обидва прогони дають 0,0282 рад ел.

Похибка індуктивності осі q у межах ±30 % працездатності не руйнує. Потроєння оціненого опору статора, навпаки, призводить до відмови, і механізм цієї відмови варто простежити, бо він неочевидний: на рушанні кутом керує контур інжекції, який від R_s не залежить взагалі.

Дані показують саме це. Прогін із $\hat{R}_s = 3 \cdot R_s$ проходить фазу інжекції штатно й доходить до порога перемикання на 4,85 с – тобто рівно тоді ж, коли й базовий. Похибка перевищує 0,5 рад ел. саме в цей момент, а не раніше. Далі керування вже належить контуру автопідстроювання, у моделі якого міститься хибне значення опору, а защіпка селектора не дозволяє повернутися до інжекції – тому стан є незворотним: привід втрачає орієнтацію ротора одразу після передавання й зупиняється, так і не вийшовши за межі маневрової швидкості.

Кількісно: хибний член $(\hat{R}_s - R_s) \cdot i$ додається до оцінки проти ЕРС і має порівнюватися з корисним сигналом на порозі перемикання. Умова «похибка менша за сигнал» (7) є надто слабкою – за рівності лівої та правої частин кутова похибка становить arctg(1) = 45°, тобто (7) гарантує лише те, що похибка не сягне 45°:

$$\Delta R_s I_{\text{пуск}} < \omega_{\text{пор}} \psi_{\text{ПМ}} \tag{7}$$

Окремо слід розрізняти цю величину і межу 90°, яка має інший характер: вона випливає не з тригонометричного співвідношення, а з діапазону захоплення фазового детектора (2), чий сигнал $\varepsilon \propto \sin(\Delta\theta)$ зберігає знак від'ємного зворотного зв'язку контуру ФАПЧ лише в межах $|\Delta\theta| < 90°$; перевищення цієї межі означає втрату стійкості контуру, а не лише зростання усталеної похибки. Умова (7) захищає від неї із запасом і саме тому є надто слабкою як проєктний критерій.

Практичний критерій має задавати припустиму кутову похибку:

$$\Delta\theta = \operatorname{arctg} \frac{\Delta R_s I_{\text{пуск}}}{\omega_{\text{пор}} \psi_{\text{ПМ}}} < \Delta\theta_{\text{доп}} \tag{8}$$

Для розглянутого приводу корисний сигнал на порозі становить 3,65 В. Слабка форма (7) дає припустиму похибку опору 83 %, тоді як умова (8) за припустимої кутової похибки 10° – лише 15 % при пусковому струмі 230 А. Рівень корисного сигналу тут оцінено консервативно, за $\psi_{\text{ПМ}}$; підстановка активного потокозчеплення дає дещо м'якші значення – 16 % за ψ_a у робочій точці (0,078 Вб) і 19 %, якщо ψ_a обчислювати за самим пусковим струмом (0,094 Вб), – що висновку не змінює. Це менше за сам тепловий дрейф міді обмоток (близько +0,4 % на градус, тобто до +40 % за нагріву на 100 °C). Висновок звідси значно жорсткіший, ніж здавалося спершу: для тягового привода з пусковим струмом такого рівня припустимого запасу за опором немає, і потрібна адаптація R_s у реальному часі – наприклад, спільним спостерігачем положення та опору [19]. Порівняння з таким спостерігачем є природним продовженням роботи.

Зв'язок оцінки кута з механічною частиною привода

Спостерігач (1) – (4) оцінює електричний кут положення самого ротора за напругами та струмами статора: проти ЕРС визначається миттєвою швидкістю ротора і його потокозчепленням і не залежить від того, як рух передається далі до колісної пари. Тому передавальне число редуктора, зазори в зубчастому зачепленні та зчепленнях, пружності валопроводу, в'язке й сухе тертя до рівнянь спостерігача не входять і на усталену похибку (6а) не впливають; кут повороту колеса для керування моментом не потрібен. У цьому полягає перевага бездавачевого оцінювання перед давачем, установленим після механічної передачі. Механічна частина впливає на оцінку опосередковано – через кутове прискорення ротора, яке контур автопідстроювання відпрацьовує з динамічною похибкою. Для астатичного контуру другого порядку з коефіцієнтами (4) за сталого електричного кутового прискорення $\alpha_e = p \cdot d\omega_m/dt$ ця похибка становить

$$\Delta\theta_{\text{дин}} \approx \frac{\alpha_e}{\omega_n{}^2} \tag{9}$$

У моделі механічну частину подано одномасовою жорсткою ланкою, приведеною до вала двигуна: момент інерції ротора разом із колісною парою $J_{\text{рот}} \approx 0{,}029$ кг·м², а маса поїзда входить через поступальне рівняння руху. За штатного розгону ($\alpha_e \approx 42{,}5$ рад/с²) вираз (9) дає 0,002 рад ел., тобто на порядок менше за усталену похибку. Найнесприятливіший випадок –

тимчасова втрата навантаження ротором під час вибирання зазору або на початку буксування колісної пари, коли прискорення за незмінного моменту двигуна обмежує лише власна інерція $J_{рот}$. За усталеного моменту 40,2 Н·м це дає $\alpha_e \approx 5{,}6 \cdot 10^3$ рад/с² і $\Delta\theta_{дин} \approx 0{,}25$ рад ел., за моменту розгону близько 120 Н·м (струм 230 А) – близько 0,75 рад ел. Обидві величини є верхніми оцінками: (9) описує прискорення, яке триває довше за сталу часу контуру $1/\omega_n \approx 6{,}7$ мс, тоді як тривалість вибирання зазору обмежена його величиною. Вони лежать нижче межі захоплення детектора 90° (1,57 рад), але на порядок перевищують усталену похибку. Отже, для обчислення кута параметри механізму не потрібні, проте для перевірки запасу стійкості контуру автопідстроювання вони суттєві; найжорсткішим випадком є буксування за великого моменту, і його перевірка на моделі з пружною механічною частиною та зазорами віднесена до подальших робіт.

Практичні наслідки

Для проєктувальника результати зводяться до шести положень. У моделі оцінювача для явнополюсної машини треба застосовувати форму з однією індуктивністю L_q або канонічну з L_d і перехресним членом; ціну підстановки середньої індуктивності тепер можна порахувати наперед за (6а). Фазовий детектор треба нормувати на миттєвий модуль проти ЕРС – інакше передавання керування за реальних вимірювань не відбувається за жодного сталого коефіцієнта. Ланку обчислення похідної струму слід розглядати як самостійний проєктний вузол: її стала задає одночасно систематичне зміщення оцінки кута і рівень шуму в оцінці проти ЕРС, і для розглянутого привода обидві межі лежать близько. Занижені пороги перемикання подвоюють сплеск похибки. Точність знання опору статора слід перевіряти за (8) для пускового струму, і для тягових приводів ця перевірка, найімовірніше, вимагатиме адаптації опору в реальному часі. Запас стійкості контуру автопідстроювання за механічних збурень слід перевіряти за (9) для найбільшого очікуваного прискорення ротора.

Обмеження та напрями подальших робіт

Результати отримано за низки припущень, які визначають межі їх застосування. Інвертор моделювався усередненим: мертвий час уведено як еквівалентне спотворення напруги, але комутаційні процеси, а отже, і високочастотні пульсації напруги та спотворення струму поблизу нуля не відтворюються. Для методів високочастотної інжекції ці явища є джерелом спотворення корисного сигналу, тому результати щодо контуру інжекції (табл. 6) мають порівняльний характер і потребують подальшої верифікації на моделі з широтно-імпульсною модуляцією або на стенді.

Поза межами роботи свідомо лишено режими, що для рудникового електровоза є штатними: реверс, у якому змінюється знак сигналу детектора (2), і рекуперативне гальмування навантаженого поїзда на ухилі, де змінюється знак поперечної складової струму; буксування колісної пари, тобто швидке прискорення розвантаженої осі; ударне навантаження при вибиранні зазорів у зчепленнях. Ці питання й становлять предмет подальших досліджень.

Висновки

Удосконалено аналітичну модель усталеної похибки оцінювання кута ротора СДПМ, яка, на відміну від відомих, ураховує знак похибки індуктивності осі q та систематичне зміщення від фазового запізнення ланки фільтрованої похідної струму (6а). Модель узгоджується з результатами моделювання і дає змогу прогнозувати асиметрію похибок спостерігача за завищеної та заниженої індуктивності, яка з однієї лише складової від похибки індуктивності (6) не випливає.

Підстановка середньої індуктивності статора СДПМ замість L_q збільшує усталену похибку оцінювання у 6,4 раза (з 0,0232 до 0,1495 рад ел.) і фазний струм на 2,2 %, не порушуючи стійкості. Обидві коректні форми – з L_q за концепцією активного потокозчеплення та канонічна з L_d і перехресним членом – в усталеному режимі тотожні.

Встановлено, що нормування фазового детектора на миттєвий модуль проти ЕРС є умовою працездатності гібридної структури, а не засобом підвищення точності. За реального вимірювального тракту класичний детектор втрачає орієнтацію ротора в момент передавання керування за обох варіантів синтезу коефіцієнтів – і за сталою E_{min}, і за значенням проти ЕРС точно на порозі – та на всіх перевірених реалізаціях шуму; за ідеалізованих вимірювань обидві структури працездатні. Механізм полягає не в масштабі коефіцієнтів: на порозі перемикання шум, який вносить в оцінку проти ЕРС ланка похідної (близько 6,7 В СКВ), перевищує сам корисний сигнал (3,655 В), і лише нормування на миттєвий модуль утримує коефіцієнт передачі контуру обмеженим.

Пороги селектора слід призначати з умови мінімального сплеску похибки при передаванні керування, причому змістовним є лише уникання занижених порогів: 30 / 20 рад/с ел. дають сплеск 0,470 рад ел. проти 0,224 за базових 50 / 30, тоді як різниця між базовими та вищими порогами лежить у межах фонових коливань фази інжекції.

Амплітуда корисного сигналу інжекції (5) має розмірність струму й для базової конфігурації становить 3,73 А. За результатами, отриманими на усередненій моделі інвертора, вимога до інжекції подвійна: достатня величина цього сигналу і достатня абсолютна амплітуда напруги – конфігурації з однаковим розрахунковим сигналом 1,87 А поводяться по-різному (4 В відмовляє, 8 В працює). Кількісної межі за амплітудою не встановлено: для інвертора з еквівалентним спотворенням від мертвого часу 15 В вона лежить між 4 і 8 В; її визначення потребує окремої серії прогонів, а абсолютна точність контуру інжекції – перевірки на моделі з широтно-імпульсною модуляцією.

Похибка індуктивності осі q у межах ±30 % працездатності не руйнує. Похибка активного опору статора критична: відмова настає в момент передавання керування, а защіпка селектора робить її незворотною. Уточнений критерій (8) за припустимої кутової похибки 10° дає лише 15 % при пусковому струмі 230 А, що менше за тепловий дрейф міді й вимагає адаптації опору в реальному часі.

Ланка обчислення похідної струму є самостійним проєктним вузлом спостерігача. Її стала задає одночасно систематичне зміщення оцінки кута ($-0{,}0232$ рад ел. за $\tau_д = 100$ мкс і $-0{,}0579$ за 200 мкс) і рівень шуму в оцінці проти ЕРС, пропорційний $L_q/\tau_д$; за $\tau_д = 400$ мкс спостерігач втрачає орієнтацію ротора. Обидві межі фізичні й залежать від конкретного привода.

Для оцінювання кута ротора параметри механічної частини привода не потрібні: редуктор, зазори та пружності до рівнянь спостерігача не входять. Механічні збурення впливають на оцінку лише через динамічну похибку контуру автопідстроювання (9); її верхня оцінка для тимчасової втрати навантаження ротором становить 0,25…0,75 рад ел. – нижче межі захоплення детектора, але на порядок більше за усталену похибку.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Дебелий В. Л., Дебелий Л. Л. Тяговий електропривод рудникових електровозів. Дніпропетровськ : НГУ, 2006. 232 с.

2. Тягові електротехнічні комплекси рудникових електровозів : монографія / О. М. Синчук та ін. Кременчук : ПП Щербатих О. В., 2018. 312 с.

3. Wang G., Valla M., Solsona J. Position sensorless permanent magnet synchronous machine drives – a review. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2020. Vol. 67, № 7. P. 5830–5842.

4. A review of sensorless control methods for AC motor drives / D. Xu et al. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*. 2018. Vol. 2, № 1. P. 104–115.

5. Vas P. Sensorless vector and direct torque control. Oxford : Oxford University Press, 1998. 729 p.

6. An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors / Z. Chen et al. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2003. Vol. 50, № 2. P. 288–295.

7. Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame / S. Morimoto et al. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2002. Vol. 38, № 4. P. 1054–1061.

8. Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PMSM / F. Genduso et al. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010. Vol. 57, № 6. P. 2092–2100.

9. Bolognani S., Calligaro S., Petrella R. Design issues and estimation errors analysis of back-EMF-based position and speed observers for SPM synchronous motors. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2014. Vol. 2, № 2. P. 159–170.

10. Zhao Y., Qiao W., Wu L. An adaptive quasi-sliding-mode rotor position observer-based sensorless control for interior permanent magnet synchronous machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2013. Vol. 28, № 12. P. 5618–5629.

11. Толочко О. І. Аналіз та синтез електромеханічних систем зі спостерігачами стану : монографія. Донецьк : Норд-Прес, 2004. 298 с.

12. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency / J.-H. Jang et al. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2003. Vol. 39, № 4. P. 1031–1039.

13. Carrier-signal selection for sensorless control of PM synchronous machines at zero and very low speeds / D. Raca et al. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2010. Vol. 46, № 1. P. 167–178.

14. High-bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave-type voltage injection / Y.-D. Yoon et al. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2011. Vol. 47, № 3. P. 1361–1370.

15. A novel PMSM hybrid sensorless control strategy for EV applications based on PLL and HFI / E. Trancho et al. *IECON 2016 – 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society : proceedings. Florence*. 2016. P. 6669–6674.

16. An improved sensorless control of IPMSM based on pulsating high-frequency signal injection with less filtering for rail transit applications / A. T. Woldegiorgis et al. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2021. Vol. 70, № 6. P. 5605–5617.

17. Inverter nonlinearity effects in high-frequency signal-injection-based sensorless control methods / J. M. Guerrero et al. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2005. Vol. 41, № 2. P. 618–626.

18. Piippo A., Hinkkanen M., Luomi J. Adaptation of motor parameters in sensorless PMSM drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2009. Vol. 45, № 1. P. 203–212.

19. A combined position and stator-resistance observer for salient PMSM drives: design and stability analysis / M. Hinkkanen et al. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2012. Vol. 27, № 2. P. 601–609.

20. Boldea I., Paicu M. C., Andreescu G.-D. Active flux concept for motion-sensorless unified AC drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2008. Vol. 23, № 5. P. 2612–2618.

Стаття надійшла до редакції 15.09.2026.
Стаття пройшла рецензування 28.09.2026.
Стаття опублікована 30.09.2026.

Сінчук Олег Миколайович – д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри електричної інженерії, ORCID: 0000-0002-9637-7069.

Омельчук Максим Максимович – аспірант кафедри електричної інженерії, e-mail: omellejr@knu.edu.ua, ORCID: 0009-0008-0763-1717.

Криворізький національний університет.