

БЕЗДАТЧИКОВА ВЕКТОРНА СИСТЕМА ЕКСТРЕМАЛЬНОГО КЕРУВАННЯ МАШИНОЮ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ З ВИКОРИСТАННЯМ СПОСТЕРІГАЧА КАЛМАНА

О.В. Садовой*, докт. техн. наук, О.В. Ключев**, канд. техн. наук, Ю.В. Сохіна***, канд. техн. наук
Дніпровський державний технічний університет,
вул. Дніпробудівська, 2, Кам'янське, 51918, Україна.

E-mail: sadovoyav@ukr.net; kluev2006@ukr.net; jvsokhina@gmail.com.

Для системи керування машиною подвійного живлення (МПЖ), що запропонована авторами в попередніх публікаціях, синтезований дискретний розширений спостерігач Калмана з метою створення бездатчикової релейно-векторної системи керування МПЖ із двома контурами екстремального керування. Спостерігач Калмана доволі високого порядку крім ідентифікації опорного вектора потокозчеплення статора і кутової швидкості обертання ротора, що достатньо для асинхронних машин (АМ) з короткозамкненим ротором і керуванням за статором, оцінює також кут повороту ротора і зовнішнє збурення, за яке приймають момент навантаження на валу МПЖ. Друга особливість запропонованого спостерігача Калмана полягає в тому, що проєкції вектора напруги статора на ортогональні осі, зв'язані з ротором, були включені до складу матриці стану спостерігача і, тим самим, розраховувалися як змінні стану спостерігача, а не як зовнішні впливи, якими є тільки керуючі напруги, що подаються в коло ротора МПЖ. У каналах реактивних потужностей ротора і статора здійснюється оптимізація енергетичних показників МПЖ у сталих режимах роботи. Стандартний алгоритм калмановської фільтрації застосований у цій роботі для детермінованої системи з метою здійснення ідентифікації всіх необхідних змінних стану процесу керування в одному спостерігачі. При цьому алгоритм спостерігача Калмана працює стійко внаслідок того, що вимірювані струми ротора МПЖ, по відхиленнях від яких реалізуються коригувальні зворотні зв'язки, містять за прямого релейного керування височастотні пульсації, які сприймаються спостерігачем як випадкові перешкоди вимірювань. Методом математичного моделювання для МПЖ із вентиляторним навантаженням на валу теоретично підтверджена висока якість регулювання швидкості та досягнення екстремальних значень енергетичних показників у статистиці з бездатчиковою системою керування на основі запропонованого спостерігача Калмана. Бібл. 21, рис. 1.

Ключові слова: машина подвійного живлення, векторне полеорієнтоване керування, релейний регулятор, екстремальне керування, бездатчикова система керування, дискретний розширений спостерігач Калмана.

Вступ. У монографії [1] синтезовано триканальну систему керування асинхронною машиною (АМ) з фазним ротором, у якій зміною модуля вектора напруги статора транзисторним регулятором напруги можливо забезпечити мінімальне значення реактивної потужності роторного кола АМ, підключеного, у свою чергу, до перетворювача частоти. За такого включення АМ з фазним ротором працює як машина подвійного живлення з можливістю одночасного регулювання швидкості ротора і керування потоками реактивної потужності статорного і роторного кіл. У контурі керування задіяно модальний спостерігач стану, що використовується задля ідентифікації моменту статичного навантаження на валу МПЖ, інформація про який необхідна задля визначення екстремального значення модуля вектора потокозчеплення статора. Задля ідентифікації швидкості обертання ротора та його кута повороту відносно статора використовуються аналітичні вирази, які містять відкриті інтегратори, що на практиці може приводити до накопичення помилки і втрати стійкості системи керування. При цьому в [2] з використанням спостерігача Калмана розроблено векторну систему керування МПЖ із двома каналами керування за ротором без датчиків механічних координат і контуру екстремального керування за статором. У [3] представлена бездатчикова система екстремального векторного керування АМ за статором на основі фільтра Калмана (ФК). Приймаючи до уваги результати, викладені в зазначених вище літературних джерелах, виникає ідея застосування ФК задля ідентифікації як механічних координат МПЖ (швидкість і кут повороту ротора), так і зовнішніх впливів (момент статич-

© Садовой О.В., Ключев О.В., Сохіна Ю.В., 2026

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0001-9739-3661>; ** <https://orcid.org/0000-0003-4542-3317>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-4329-5182>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2026



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

ного навантаження), що потрібно для синтезу бездатчикової системи векторного керування МПЖ із контуром екстремального регулювання. Оглянемо літературні джерела, в яких застосовується ФК в системах керування МПЖ, а також спостерігачі в системах екстремального керування електроприводами (ЕП).

У [4] викладений синтез ансцентного фільтра Калмана для ідентифікації швидкості обертання ротора асинхронного вітрогенератора з подвійним живленням, що показав значно більшу швидкість збіжності та точність оцінки, ніж спостерігач типу MRAS. У векторній системі керування МПЖ може використовуватися нечіткий ПІ регулятор швидкості [5], у якому коефіцієнти підсилення складових змінюються у функції величини неузгодженості швидкості обертання ротора. У колі зворотного зв'язку застосований розширений фільтр Калмана задля визначення просторового положення опорного вектора потокозчеплення ротора і кутової швидкості обертання ротора МПЖ. У [6] досліджується бездатчикова векторна система керування МПЖ у динамічних режимах переходу через синхронну швидкість, у якій ФК застосовується для ідентифікації механічних координат кутової швидкості і кута повороту ротора МПЖ. При цьому в рівняння ФК кут повороту входить до складу координатних перетворень проєкцій вектора напруги статора на осі d, q ротора. У [7] запропонований ФК, який оцінює кутову швидкість обертання ротора МПЖ і проєкції опорного вектора потокозчеплення статора на осі d, q , де вхідними вимірюваними змінними є струми ротора та його кут повороту відносно статора. У [8] викладено процедуру синтезу розширеного ФК задля оцінювання не координат, а п'яти основних параметрів схеми заміщення МПЖ, призначеної для вітроенергетичних установок. У роботі [9] представлено ФК задля оцінювання параметрів безщіткової МПЖ з розділним регулюванням активної та реактивної потужностей її векторною системою керування. У [10] для системи керування МПЖ вітроенергетичної установки запропоновано розширений ФК, який визначає кутову швидкість і положення ротора, а також момент статичного навантаження на валу АМ, що дає змогу реалізувати режим відстеження максимальної потужності турбіни у разі зміни швидкості вітру. У [11] досліджується чутливість ФК до рівня шумів вимірювань і похибок завдання початкового значення моменту інерції ротора МПЖ. У [12] розроблено ФК підвищеного порядку в системі керування МПЖ, у якому точність оцінювання кутової швидкості та положення ротора підвищується шляхом включення інтегралів від проєкцій струмів статора та ротора у вектор стану ФК. У [13, 14] задля керування режимом МПЖ в складній електроенергетичній системі застосовується ФК високого (до п'ятнадцятого) порядку задля оцінювання зашумлених вимірювань змінних стану з урахуванням можливих коротких замикань поблизу точки підключення АМ до мережі в поєднанні з алгоритмом виявлення недостовірних даних.

Розглянемо застосування контурів екстремального керування в ЕП зі спостерігачами. В [15] наведено векторну полеорієнтовану систему керування АМ зі спостерігачем MRAS для ідентифікації кутової швидкості ротора. До складу адаптивної моделі такого спостерігача входить величина активного опору ротора, який істотно змінюється під час роботи АМ. Тому запропоновано задля ідентифікації активного опору ротора в адаптивній моделі спостерігача MRAS використовувати контур екстремального регулювання ESC, що забезпечує збіжність адаптивної моделі до еталонної і, завдяки цьому, процес ідентифікації кутової швидкості ротора. Як цільову функцію система ESC використовує помилку визначення активної потужності статорного кола АМ. Перевага використання ESC у складі MRAS полягає в тому, що контур екстремального самонастроювання не залежить від параметрів АМ, оскільки не містить рівнянь моделі АМ, а для обчислення градієнта цільової функції за параметром використовує спробний періодичний вплив. Задля оптимального за енергетичними показниками керування електричними машинами необхідно найчастіше регулювати величину модуля потокозчеплення статора або ротора [16, 17]. Наприклад, у [17] описується система векторного бездатчикового керування синхронним двигуном з постійними магнітами, у якій сигнал завдання на вхід регулятора модуля опорного вектора потокозчеплення статора задається контуром екстремального регулювання. Пошук екстремального потокозчеплення, за якого струм статора досягає мінімуму, здійснюється в режимі реального часу. У [18] синтезується система регулювання модуля вектора потокозчеплення ротора безщіткової МПЖ задля забезпечення мінімального струму статора за заданого значення електромагнітного моменту з використанням методу множників Лагранжа задля визначення екстремального значення потокозчеплення. У [19] зовнішній контур екстремального регулювання в системі векторного керування МПЖ з приводом від вітрової турбіни забезпечує максимальне значення електричної потужності статора за різних швидкостях вітру. У [20] контур екстремального регулювання МПЖ у складі вітроенергетичної установки використовує релейний регулятор, що надає

контур керування властивість робастності до варіацій параметрів системи під час стабілізації у разі роботи регулятора в ковзному режимі.

Проведений аналіз підтверджує існування бездатчикових векторних систем керування асинхронними ЕП з контурами екстремального регулювання за будь-якими енергетичними характеристиками електричних машин. Теоретичних розробок триканальних векторних систем керування МПЖ із контуром екстремального регулювання за статором, крім монографії авторів [1], у ході літературного огляду не було виявлено.

У роботі ставиться **задача** синтезувати спостерігач Калмана задля ідентифікації механічних координат і моменту навантаження на валу АМ у складі триканальної релейно-векторної системи керування МПЖ із контуром екстремального регулювання за статором з метою збагачення теорії бездатчикового керування асинхронними ЕП, на основі чого з'явиться можливість відмовитися від високочастотних механічних давачів, мінімізувати потоки реактивної потужності в МПЖ із забезпеченням точності стабілізації швидкості.

Виклад основного матеріалу. Якщо записати рівняння електромагнітних процесів МПЖ в осях координат ротора d, q , та додати до них рівняння руху ротора за умови, що його швидкість обертання не змінюється, то система рівнянь для синтезу розширеного фільтра у матричній формі набуває наступного вигляду [2]:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{I}_{rd} \\ \hat{I}_{rq} \\ \hat{\Psi}_{sd} \\ \hat{\Psi}_{sq} \\ \hat{\omega}_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -a_{11} & 0 & a_{13} & -a_{14}\hat{\omega}_e & 0 \\ 0 & -a_{22} & a_{23}\hat{\omega}_e & a_{24} & 0 \\ a_{31} & 0 & -a_{33} & \hat{\omega}_e & 0 \\ 0 & a_{42} & -\hat{\omega}_e & -a_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{I}_{rd} \\ \hat{I}_{rq} \\ \hat{\Psi}_{sd} \\ \hat{\Psi}_{sq} \\ \hat{\omega}_e \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b_{11} & 0 & -b_{13} & 0 \\ 0 & b_{22} & 0 & -b_{24} \\ 0 & 0 & b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{rd} \\ U_{rq} \\ U_{sd} \\ U_{sq} \end{pmatrix}; \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{I}_{rd} \\ \hat{I}_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{I}_{rd} & \hat{I}_{rq} & \hat{\Psi}_{sd} & \hat{\Psi}_{sq} & \hat{\omega}_e \end{pmatrix}^T, \quad (2)$$

де $\hat{I}_{rd}, \hat{I}_{rq}, \hat{\Psi}_{sd}, \hat{\Psi}_{sq}$ – оцінки проєкцій векторів струму ротора та потокозчеплення статора на вісі d, q , спрямовані за ротором; $\hat{\omega}_e$ – оцінка кутової швидкості ротора МПЖ в електричних рад/с; $U_{rd}, U_{rq}, U_{sd}, U_{sq}$ – вимірювані значення проєкцій векторів напруги ротора та статора на вісі d, q .

Коефіцієнти в системі рівнянь (1) дорівнюють

$$a_{11} = a_{22} = \frac{R'_s L_s}{\Delta}, \quad a_{23} = a_{14} = \frac{L_m}{\Delta}, \quad a_{13} = a_{24} = \frac{k_s R_s}{\Delta}, \quad a_{31} = a_{42} = k_s R_s, \quad a_{33} = a_{44} = \frac{R_s}{L_s}; \quad (3)$$

$$b_{11} = b_{22} = \frac{L_s}{\Delta}, \quad b_{13} = b_{24} = \frac{L_m}{\Delta}; \quad b_{33} = b_{44} = 1, \quad \Delta = L_s L_r - L_m^2, \quad R' = R_r + k_s^2 R_s, \quad k_s = L_m / L_s,$$

де R_s, R_r – активні опори фазних обмоток статора і ротора відповідно; L_m – індуктивність контуру намагнічування АМ; L_s, L_r – повні індуктивності статора і ротора відповідно.

Система рівнянь (1), (2) використовується як базова під час побудови ФК в системі векторного керування асинхронною машиною за ротором. Такий підхід є коректним лише за наявності в системі керування датчика положення ротора, коли необхідно здійснювати ідентифікацію швидкості та вектора потокозчеплення. У разі відсутності датчика положення ротора вихідну систему рівнянь слід модифікувати, оскільки крім швидкості обертання ротора та потокозчеплення статора необхідно також оцінювати кут повороту ротора. Проєкції вектора напруги статора U_{sd}, U_{sq} на осі d, q залежать від кута повороту ротора γ . Задля переведення проєкцій вектора напруги статора з осей α, β в осі ротора d, q необхідні координатні перетворення

$$U_{sd}(\gamma) = U_{s\alpha} \cos \gamma + U_{s\beta} \sin \gamma; \quad U_{sq}(\gamma) = U_{s\beta} \cos \gamma - U_{s\alpha} \sin \gamma. \quad (4)$$

Проєкції напруг статора $U_{sd}(\gamma), U_{sq}(\gamma)$ можна ввести до складу правих частин системи рівнянь спостерігача, а незалежними керуючими впливами прийняти тільки напруги ротора U_{rd}, U_{rq} .

Вираз для визначення електромагнітного моменту наступний

$$M_e = -\frac{3}{2} N k_s [\bar{\Psi}_s \times \bar{I}_r] = \frac{3}{2} N k_s (\Psi_{sq} I_{rd} - \Psi_{sd} I_{rq}). \quad (5)$$

Рівняння руху приймає вигляд

$$p\omega_e = a_{51}\Psi_{sq}I_{rd} - a_{51}\Psi_{sd}I_{rq} - a_{52}M_{st}, \quad (6)$$

де $a_{51} = 3N^2k_s/2J$; $a_{52} = N/J$; N – кількість пар полюсів АМ; J – момент інерції ротора МПЖ.

Кут повороту ротора визначається рівнянням

$$p\gamma = \omega_e. \quad (7)$$

Якщо покласти, що момент навантаження не змінюється у часі, то його рівняння буде

$$pM_{st} = 0. \quad (8)$$

У разі додавання в систему (1) рівнянь руху (6), кута повороту ротора (7) і моменту навантаження (8), одержимо наступну систему рівнянь моделі спостерігача:

$$p \begin{bmatrix} \hat{I}_{rd} \\ \hat{I}_{rq} \\ \hat{\Psi}_{sd} \\ \hat{\Psi}_{sq} \\ \hat{\omega}_e \\ \hat{\gamma} \\ \hat{M}_{st} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_{11}\hat{I}_{rd} + a_{13}\hat{\Psi}_{sd} - a_{14}\hat{\omega}_e\hat{\Psi}_{sq} - b_{13}U_{sd}(\hat{\gamma}) \\ -a_{22}\hat{I}_{rq} + a_{23}\hat{\omega}_e\hat{\Psi}_{sd} + a_{24}\hat{\Psi}_{sq} - b_{24}U_{sq}(\hat{\gamma}) \\ a_{31}\hat{I}_{rd} - a_{33}\hat{\Psi}_{sd} + \hat{\omega}_e\hat{\Psi}_{sq} + b_{33}U_{sd}(\hat{\gamma}) \\ a_{42}\hat{I}_{rq} - \hat{\omega}_e\hat{\Psi}_{sd} - a_{44}\hat{\Psi}_{sq} + b_{44}U_{sq}(\hat{\gamma}) \\ a_{51}\hat{\Psi}_{sq}\hat{I}_{rd} - a_{51}\hat{\Psi}_{sd}\hat{I}_{rq} - a_{52}\hat{M}_{st} \\ \hat{\omega}_e \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & b_{22} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{rd} \\ U_{rq} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Оцінкою вектора стану системи буде наступний вектор

$$\hat{X} = (\hat{x}_{11} \hat{x}_{21} \hat{x}_{31} \hat{x}_{41} \hat{x}_{51} \hat{x}_{61} \hat{x}_{71})^T = (\hat{I}_{rd} \hat{I}_{rq} \hat{\Psi}_{sd} \hat{\Psi}_{sq} \hat{\omega}_e \hat{\gamma} \hat{M}_{st})^T, \quad (10)$$

який містить струм ротора, потокозчеплення статора, швидкість обертання ротора, кут його повороту і момент статичного навантаження. Під час побудови векторної системи керування потік необхідний для того, щоб по ньому орієнтувати систему керування, сигнал швидкості потрібний для замикання за нею зворотного зв'язку. У разі адаптації моделі спостерігача використовуються оцінки прямо вимірюваних величин струмів ротора.

Система рівнянь спостерігача в різницях запишеться [2]

$$\hat{X}_k = \hat{X}_{k-1} + T F(\hat{X}_{k-1}) + T B u_{k-1} = D(\hat{X}_{k-1}), \quad \hat{y}_{k-1} = C \hat{X}_{k-1} = h(\hat{X}_{k-1}). \quad (11)$$

Тут вектори-функції D і h є функціями векторної змінної $\hat{X}$ і мають наступний вигляд:

$$D(\hat{X}) = \begin{pmatrix} d_{11} \\ d_{21} \\ d_{31} \\ d_{41} \\ d_{51} \\ d_{61} \\ d_{71} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (1 - Ta_{11})\hat{I}_{rd} + Ta_{13}\hat{\Psi}_{sd} - Ta_{14}\hat{\omega}_e\hat{\Psi}_{sq} - Tb_{13}U_{sd}(\hat{\gamma}) + Tb_{11}U_{rd} \\ (1 - Ta_{22})\hat{I}_{rq} + Ta_{23}\hat{\omega}_e\hat{\Psi}_{sd} + Ta_{24}\hat{\Psi}_{sq} - Tb_{24}U_{sq}(\hat{\gamma}) + Tb_{22}U_{rq} \\ Ta_{31}\hat{I}_{rd} + (1 - Ta_{33})\hat{\Psi}_{sd} + T\hat{\omega}_e\hat{\Psi}_{sq} + Tb_{33}U_{sd}(\hat{\gamma}) \\ Ta_{42}\hat{I}_{rq} - T\hat{\omega}_e\hat{\Psi}_{sd} + (1 - Ta_{44})\hat{\Psi}_{sq} + Tb_{44}U_{sq}(\hat{\gamma}) \\ \hat{\omega}_e + Ta_{51}\hat{\Psi}_{sq}\hat{I}_{rd} - Ta_{51}\hat{\Psi}_{sd}\hat{I}_{rq} - Ta_{52}\hat{M}_{st} \\ T\hat{\omega}_e + \hat{\gamma} \\ \hat{M}_{st} \end{pmatrix}, \quad (12)$$

$$h(\hat{X}) = \begin{pmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{I}_{rd} \\ \hat{I}_{rq} \end{pmatrix}. \quad (13)$$

Для подальших обчислень знадобляться матриці Якобі векторів-функцій $D(\hat{X})$ і $h(\hat{X})$. Ці матриці складаються з часткових похідних і мають вигляд

$$J(\hat{X}) = \frac{\partial D(\hat{X})}{\partial \hat{X}} = \begin{pmatrix} \partial d_{11}/\partial \hat{x}_{11} & \dots & \partial d_{11}/\partial \hat{x}_{71} \\ \dots & \dots & \dots \\ \partial d_{71}/\partial \hat{x}_{11} & \dots & \partial d_{71}/\partial \hat{x}_{71} \end{pmatrix}, \quad H = \frac{\partial h(\hat{X})}{\partial \hat{X}} = \begin{pmatrix} \partial h_{11}/\partial \hat{x}_{11} & \dots & \partial h_{11}/\partial \hat{x}_{71} \\ \partial h_{21}/\partial \hat{x}_{11} & \dots & \partial h_{21}/\partial \hat{x}_{71} \end{pmatrix}. \quad (14)$$

Знайдемо матриці Якобі для виразів (12) і (13). Для цього врахуємо наступні співвідношення:

$$\frac{\partial U_{sd}}{\partial \gamma} = U_{sq}; \quad \frac{\partial U_{sq}}{\partial \gamma} = -U_{sd}, \quad (15)$$

які впливають з диференціювання виразів (4). Тоді матриці Якобі приймають вигляд

$$J(\hat{X}) = \begin{pmatrix} 1 - Ta_{11} & 0 & Ta_{13} & -Ta_{14}\hat{\omega}_e & -Ta_{14}\hat{\Psi}_{sq} & -Tb_{13}U_{sq}(\hat{\gamma}) & 0 \\ 0 & 1 - Ta_{22} & Ta_{23}\hat{\omega}_e & Ta_{24} & Ta_{23}\hat{\Psi}_{sd} & Tb_{24}U_{sd}(\hat{\gamma}) & 0 \\ Ta_{31} & 0 & 1 - Ta_{33} & T\hat{\omega}_e & T\hat{\Psi}_{sq} & Tb_{33}U_{sq}(\hat{\gamma}) & 0 \\ 0 & Ta_{42} & -T\hat{\omega}_e & 1 - Ta_{44} & -T\hat{\Psi}_{sd} & -Tb_{44}U_{sd}(\hat{\gamma}) & 0 \\ Ta_{51}\hat{\Psi}_{sq} & -Ta_{51}\hat{\Psi}_{sd} & -Ta_{51}\hat{I}_{rq} & Ta_{51}\hat{I}_{rd} & 1 & 0 & -Ta_{52} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & T & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (16)$$

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (17)$$

Математичні сподівання змішаних добуток змінних стану будуть нульовими, якщо припустити, що вони не корелюють, і матриця коваріації запишеться так

$$Q = \text{cov}(r) = \text{diag}(\sigma_{rid}^2, \sigma_{riq}^2, \sigma_{r\psi d}^2, \sigma_{r\psi q}^2, \sigma_{r\omega}^2, \sigma_{r\gamma}^2, \sigma_M^2), \quad (18)$$

де по головній діагоналі записані дисперсії змінних стану, що вважаються випадковими величинами.

Матриця коваріації шуму вимірів буде наступною:

$$R = \text{cov}(p) = M(p p^T) = \sigma_p^2 E, \quad (19)$$

де σ_p^2 – дисперсія величин p_{id} , p_{iq} шуму вимірів струмів ротора; E – одинична матриця.

В алгоритмі спостерігача Калмана використовуються матричні вирази та їхня послідовність, однакова на кожному інтервалі дискретизації за часом і такі ж, як наведені, наприклад, у роботах [2, 3].

Результатом рекурсивного алгоритму ФК є розрахована на кожному циклі роботи програми оцінка вектора стану МПЖ

$$\hat{X}_k = (\hat{I}_{rd} \quad \hat{I}_{rq} \quad \hat{\Psi}_{sd} \quad \hat{\Psi}_{sq} \quad \hat{\omega}_e \quad \hat{\gamma} \quad \hat{M}_{st}). \quad (20)$$

Ідентифікувати момент статичного навантаження на валу АМ необхідно задля реалізації контуру екстремального регулювання в складі релейно-векторної системи керування МПЖ, що докладно викладено в монографії [1], у якій окремо синтезувалися ідентифікатори опорного вектора потокозчеплення статора, швидкості обертання ротора та його кута повороту, а також спостерігач моменту статичного навантаження. У даній роботі в одному алгоритмі спостерігача Калмана визначаються всі зазначені змінні. У роботі [1] наведений аналітичний вираз для коефіцієнта потужності роторного кола МПЖ як функції трьох змінних АМ: кутової швидкості ротора ω_e , модуля вектора потокозчеплення статора Ψ_s і моменту статичного навантаження на валу M_{st} . Отримано рівняння, з розв'язання якого знаходяться значення Ψ_s , за яких коефіцієнт потужності роторного кола МПЖ $\cos \varphi_r$ досягає максимуму. Доведено, що величина $\cos \varphi_r$ практично не залежить від швидкості і визначається, головним чином, моментом статичного навантаження на валу МПЖ. Обґрунтовано, що регулюванням величини модуля вектора потокозчеплення статора Ψ_s у функції моменту навантаження можна домогтися забезпечення максимуму $\cos \varphi_r$ в різних сталих режимах роботи ЕП. Графіки залежності екстремальних значень модуля вектора потокозчеплення статора $\psi_s = \Psi_s / \Psi_{sn}$ від моменту навантаження $\mu = M_{st} / M_{stn}$ за різних швидкостях обертання ротора $\alpha = \omega_e / \omega_0$ представ-

лено в [1, стор. 181]. Ці характеристики для їхнього використання в контурі екстремального керування апроксимуються аналітичними виразами вигляду

$$\psi_s^* = d_1 + d_2 \operatorname{arctg}(d_3 \hat{\omega}) , \quad (21)$$

де коефіцієнти d_i знаходяться методом найменших квадратів.

Задля регулювання швидкості, активної і реактивної складових струму ротора використовуються наступні алгоритми [1]:

$$U_{pm} = -I_{rv}^* \operatorname{sign}[\omega_r^* - \hat{\omega}_r - T_l p \hat{\omega}_r]; \quad U_{pca} = \operatorname{sign}[U_{pm} - I_{rv}]; \quad U_{pcp} = \operatorname{sign}[I_{ru}^* - I_{ru}], \quad (22)$$

де $\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_e / N$ – оцінка кутової швидкості ротора в геом. рад/с; $T_l = L_\delta / R'$; $L_\delta = (L_r L_s - L_m^2) / L_s$.

Задля регулювання модуля потокозчеплення статора МПЖ зміною амплітуди напруги статора використовується алгоритм, запропонований в [1]

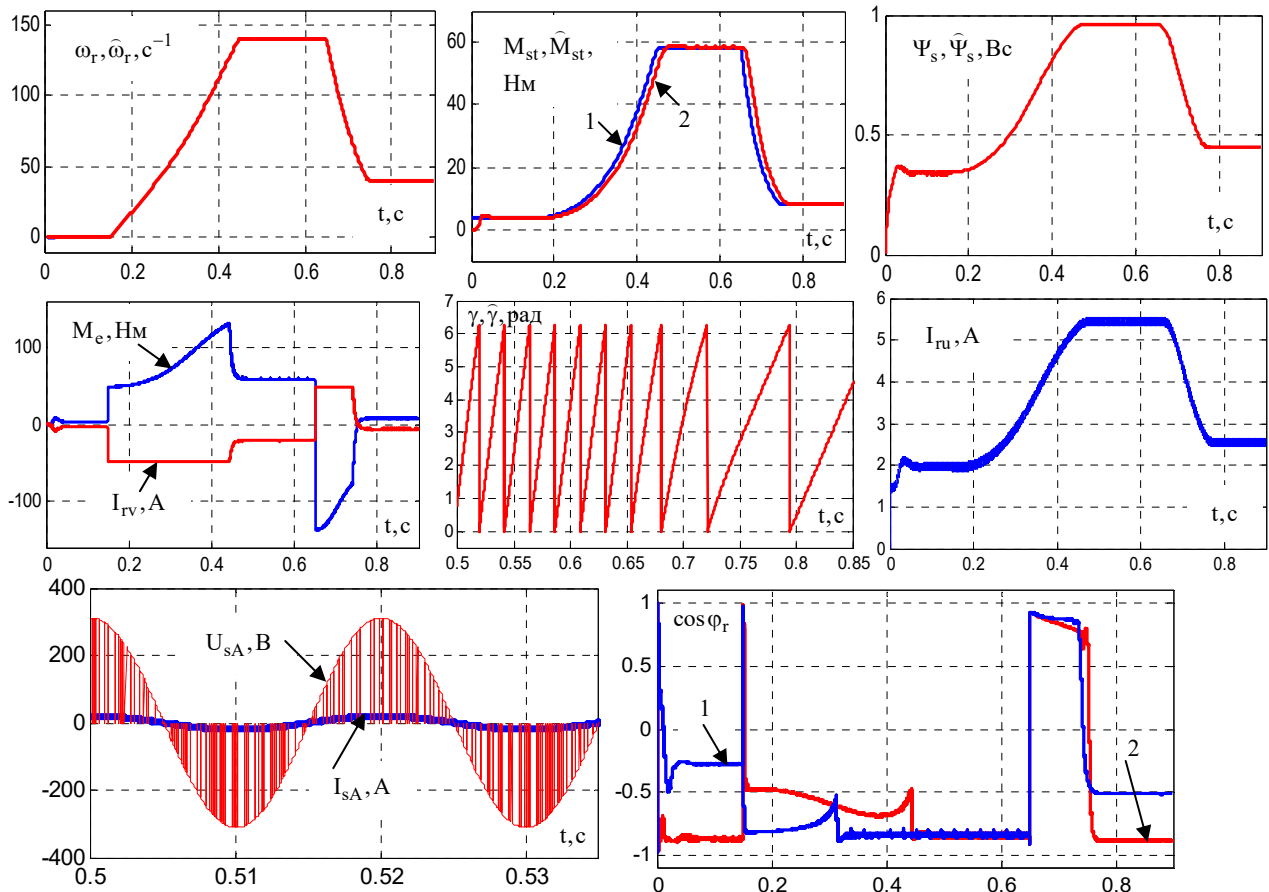
$$U_s = U_m, \text{ якщо } ((\Psi_s \cos v)^* - \hat{\Psi}_s \cos v) > 0; \\ U_s = 0, \text{ якщо } ((\Psi_s \cos v)^* - \hat{\Psi}_s \cos v) < 0; \quad (23)$$

$$(\Psi_s \cos v)^* = \frac{k_f}{T_f p + 1} \operatorname{sign}[\Psi_s^* - \hat{\Psi}_s - T_l p \hat{\Psi}_s], \quad (24)$$

де v – кут між опорним вектором потокозчеплення статора $\bar{\Psi}_s$ і вектором напруги мережі перед імпульсним регулятором напруги статора. Алгоритм (23), (24) реалізується за допомогою однопозиційного реле, яке підключає статор двигуна до мережі, коли регульована змінна менша за задане значення, або замикає коло, якщо ця змінна перевищує заданий рівень. У ковшному режимі середнє значення помилки на вході реле (24) дорівнює нулю, а фільтр нижніх частот, реалізований у вигляді аперіодичної ланки першого порядку, подає на вхід регулятора (23) усереднене значення змінної $\hat{\Psi}_s \cos v$, за якого потокозчеплення статора Ψ_s дорівнює необхідній величині Ψ_s^* . Сигнал завдання для регулятора потокозчеплення Ψ_s^* формується функціональним перетворювачем, який реалізує залежність (21). Така система регулювання збудження статора забезпечує досягнення максимального значення коефіцієнта потужності роторного кола як функції моменту статичного навантаження на валу МПЖ.

Мовою програмування математичного середовища Matlab написано програму дослідження динаміки МПЖ із перетворювачем частоти в роторному колі та імпульсному регуляторі напруги в колі статора. Використовувалася АМ з фазним ротором типу 4AK160S4Y3 з наступними технічними даними: $P_n = 11$ кВт, $U_{1n} = 380$ В, $n_c = 1500$ об/хв, $U_2 = 305$ В. Графіки перехідних процесів в МПЖ з екстремальною релейно-векторною системою керування зображені на рисунку. Реалізується пряме релейне керування в усіх (трьох) каналах: регулювання модуля потокозчеплення статора, реактивної складової струму ротора і кутової швидкості обертання ротора з підпорядкованим регулятором активної складової струму ротора. У каналі реактивної потужності ротора включений один регулятор струму I_{ru} , сигнал завдання якого залежить від розрахункової величини модуля потокозчеплення статора і визначається формулою $I_{ru}^* = \Psi_s^* / L_m$. Стабілізацією реактивної складової струму ротора на рівні I_{ru}^* забезпечується відсутність фазового зсуву між відповідними фазними струмами і напругами статора, що видно на діаграмі із змінними U_{sA} , I_{sA} . При цьому струм статора цілком активний і, отже, мінімально можливий за заданого моменту навантаження. Таким чином, у каналі реактивної потужності ротора регулюється реактивна складова струму ротора за критерієм мінімуму струму статора. Завдання на швидкість ротора ω_r^* визначається технологічним процесом. Регулятору швидкості підпорядкований регулятор активної складової струму ротора I_{rv} , який обмежує його в перехідних процесах на рівні двократного номінального струму. Реактивний струм ротора I_{ru} незначний – приблизно на порядок менше активного струму ротора I_{rv} . З вектора оцінки стану (20), який обчислюється спостерігачем Калмана, можна взяти змінні $\hat{\Psi}_{sd}$, $\hat{\Psi}_{sq}$, $\hat{\gamma}$, з використанням яких обчислюється

модуль опорного вектора потокозчеплення статора $\hat{\Psi}_s$. Оцінка кута повороту ротора $\hat{\gamma}$ обнуляється після кожного досягнення ним рівня 2π радіан, оскільки в координатних перетворювачах використовуються функції синуса і косинуса від оцінки кута. Дійсні величини та їхні оцінки практично збігаються для всіх змінних, крім моменту статичного навантаження, що видно з графіків. Цифрою 1 по-



значено дійсний момент навантаження на валу ротора МПЖ, що змінюється за вентиляторною характеристикою, а цифрою 2 – оцінка моменту навантаження, визначена спостерігачем. У рівняннях спостерігача Калмана (12) та його матриці Якобі (16) проекції вектора напруги U_{sd} , U_{sq} визначаються на основі вимірюваних напруг на виході імпульсного регулятора напруги статора. У вимірювані значення струмів ротора ніякі випадкові перешкоди не вводилися. Однак матриці R і Q приймалися відмінними від нуля, оскільки створювані релейними регуляторами в ковзному режимі височастотні пульсації струмів мають розподіли як у випадкових величин (рівномірний або нормальний [21]) і сприймаються спостерігачем Калмана як випадкові перешкоди виміру струмів. Матриці коваріацій підібрані наступними:

$$R = \text{diag} \begin{bmatrix} 80^2 & 80^2 \end{bmatrix}, \quad Q = \text{diag} \begin{pmatrix} \sigma_{rid}^2 & \sigma_{riq}^2 & \sigma_{r\psi d}^2 & \sigma_{r\psi q}^2 & \sigma_{r\omega}^2 & \sigma_{r\gamma}^2 & \sigma_M^2 \end{pmatrix} = \\ = \text{diag} \begin{pmatrix} 16 \cdot 10^{-4} & 16 \cdot 10^{-4} & 4 \cdot 10^{-8} & 4 \cdot 10^{-8} & 10^{-6} & 10^{-6} & 5 \cdot 10^{-1} \end{pmatrix}. \quad (25)$$

За допомогою силового імпульсного регулятора напруги в колі статора регулюють модуль опорного вектора потокозчеплення статора. Модуль вектора не змінюється у разі переходу в різні осі координат, тому керуючий сигнал без координатних перетворювачів безпосередньо з регулятора (23) розподіляється на транзистори у фазах статорної обмотки МПЖ. У сталому режимі потокозчеплення Ψ_s стабілізується на рівні, за якого модуль коефіцієнта потужності роторного кола МПЖ досягає максимуму. На діаграмі косинус негативний тому, що він обчислюється від кута між активною складовою струму ротора і проти-ЕРС перетворювача, яка вводиться у фази ротора. За швидкостях нижче

синхронної відбувається рекуперація активної потужності ковзання з роторного кола МПЖ у мережу і фазий зсув між струмом ротора і проти-ЕРС перетворювача більше 90 електричних градусів. Цифрою 1 показаний графік $\cos\varphi_r$ за номінального потокозчеплення статора, коли обмотки статора МПЖ безпосередньо підключаються до мережі. З графіка видно, що у сталому режимі за знижених швидкості та моменті статичного навантаження на валу коефіцієнт потужності ротора зменшується. Якщо використовувати контур екстремального регулювання за статором у функції $\cos\varphi_r$, то за рахунок зниження потокозчеплення статора за моментах навантаження на валу нижче номінального вдається утримувати коефіцієнт потужності роторного кола на максимально можливому рівні (крива під цифрою 2).

Висновки. Представлено результати синтезу дискретного розширеного спостерігача Калмана для оцінки в реальному часі змінних стану МПЖ, необхідних для синтезу векторної системи керування, а також моменту статичного навантаження задля створення контуру екстремального регулювання у функції будь-якої енергетичної характеристики роторного кола. Спостерігач Калмана дає можливість замінити декілька окремих ідентифікуючих пристроїв: спостерігачі моменту навантаження, швидкості і кута повороту ротора, ідентифікатор опорного вектора потокозчеплення статора. Шляхом виконання математичного моделювання обґрунтовано можливість побудови на основі спостерігача Калмана бездатчикової релейно-векторної системи керування МПЖ з екстремальним регулюванням у каналах реактивної потужності. Імпульсною зміною напруги статора за прямого релейного керування величиною модуля опорного вектора потокозчеплення статора в контурі екстремального регулювання досягається максимальне значення коефіцієнта потужності роторного кола МПЖ. При цьому керуючий вплив по колу ротора в каналі його реактивної потужності зі зміною реактивного струму ротора пропорційно модулю потокозчеплення статора забезпечує повністю активний струм статора, коли він співпадає за фазою з першою гармонікою фазної напруги статора.

1. Ключев О.В., Садовой О.В., Сохіна Ю.В. Системи керування асинхронними вентилями каскадами. Кам'янське: ДДТУ, 2018. 294 с. DOI: <https://doi.org/10.5281/zenodo.16887109>.
2. Ключев О.В., Садовой О.В., Сохіна Ю.В. Бездатчикова система керування машиною подвійного живлення на основі фільтра Калмана. *Технічні науки та технології*. 2024. № 4(38). С. 270-281. DOI: [https://doi.org/10.25140/2411-5363-2024-4\(38\)-270-281](https://doi.org/10.25140/2411-5363-2024-4(38)-270-281).
3. Садовой О.В., Ключев О.В., Сохіна Ю.В. Використання фільтра Калмана у векторній системі екстремального керування асинхронною машиною. *Технічна електродинаміка*. 2025. № 1. С. 47-56. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.01.047>.
4. Hicham Ben Sassi, Khadija Lahrech, Fatima Errahimi, Najia ES-Sbai, Mokhtar Ghodbane. Mechanical speed estimation of a DFIG based on the Unscented Kalman Filter (UKF). *International Journal of Energetica (IJECA)*. 2022. Vol. 7. Issue 1. Pp. 9-17. DOI: <https://doi.org/10.47238/ijece.v7i1.191>.
5. Djamila Cherifi, Yahia Miloud. Improved Sensorless Control of Doubly Fed Induction Motor Drive Based on Full Order Extended Kalman Filter Observer. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*. 2020. Vol. 64(1). Pp. 64-73. DOI: <https://doi.org/10.3311/PPee.14245>.
6. Ricardo Perez, Cesar Silva, Juan Yuz, Gonzalo Carrasco. Experimental Sensorless Vector Control Performance of a DFIG Based on an Extended Kalman Filter. 38th IEEE Annual Conference on *Industrial Electronics Society (IECON)*, Montreal, QC, Canada, 25-28 October 2012. Pp. 1786-1792. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.2012.6388930>.
7. Gerasimos Rigatos, Pierluigi Siano. DFIG control using Differential Flatness theory and Extended Kalman Filtering. Proceedings of the 14th IFAC Symposium on *Information Control Problems in Manufacturing*, Bucharest, Romania, 23-25 May 2012. Vol. 45. Issue 6. Pp. 1763-1770. DOI: <https://doi.org/10.3182/20120523-3-RO-2023.00015>.
8. Mohamed Abdelrahem, Christoph Hackl, Ralph Kennel. Application of extended Kalman filter to parameter estimation of doubly-fed induction generators in variable-speed wind turbine systems. 5th International Conference on *Clean Electrical Power (ICCEP 2015)*, Taormina, Italy, 16-18 June 2015. Pp. 226-233. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICCEP.2015.7177628>.
9. Saidi Omar, Djadi Hammou, Yazid Krim, Menaa Mohamed. Application of the extended Kalman filter to the parameters estimation in the vector control of the BDFIG. *IEEE Smart Energy Grid Engineering (SEGE)*, Oshawa, Ontario, Canada, 21-24 August 2016. Pp. 208-214. DOI: <https://doi.org/10.1109/SEGE.2016.7589527>.
10. Mohamed Abdelrahem, Christoph Hackl, Ralph Kennel. Sensorless control of doubly-fed induction generators in variable-speed wind turbine systems. 5th International Conference on *Clean Electrical Power (ICCEP 2015)*, Taormina, Italy, 16-18 June 2015. Pp. 406-413. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICCEP.2015.7177656>.
11. Rui Fan, Zhenyu Huang, Shaobu Wang, Ruisheng Diao, Da Meng. Dynamic state estimation and parameter calibration of a DFIG using the ensemble Kalman filter. *IEEE Power & Energy Society General Meeting*, Denver, Colorado, USA, 26-30 July 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESGM.2015.7285990>.

12. Mridul Kanti Malakar, Praveen Tripathy, Srinivasan Krishnaswamy. State estimation of DFIG using an Extended Kalman Filter with an augmented state model. *Eighteenth National Power Systems Conference (NPSC)*, Guwahati, India, 18-20 December 2014. DOI: <https://doi.org/10.1109/NPSC.2014.7103891>.
13. Sayyed Ali Akbar Shahriari, Mahdi Raoofat, Mohammad Mohammadi, Maryam Dehghani, Maarouf Saad. Dynamic state estimation of a doubly fed induction generator based on a comprehensive nonlinear model. *Simulation Modelling Practice and Theory*. 2016. Vol. 69. Pp. 92-112. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.simpat.2016.09.005>.
14. Shenglong Yu, Kianoush Emami, Tyrone Fernando, Herbert H.C. Iu, Kit Po Wong. State Estimation of Doubly Fed Induction Generator Wind Turbine in Complex Power Systems. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2016. Vol. 31. Issue 6. Pp. 4935-4944. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2015.2507620>.
15. Hossein Madadi Kojabadi, Liuchen Chang. Online induction motor rotor time constant estimation using perturbation-based extremum seeking control. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*. 2022. Vol. 13. No 3. Pp. 1459–1468. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v13.i3.pp1459-1468>.
16. Diachenko G., Schullerus G., Dominic A., Aziukovskiy O. Energy-efficient predictive control for field-orientation induction machine drives. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2020. Vol. 6. Pp. 61-67. DOI: <https://doi.org/10.33271/nvngu/2020-6/061>.
17. Mohammad Hazzaz Mahmud, Yuheng Wu, Yue Zhao. Extremum Seeking-Based Optimum Reference Flux Searching for Direct Torque Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2020. Vol. 6. Issue 1. Pp. 41-51. DOI: <https://doi.org/10.1109/TTE.2019.2962327>.
18. Nannan Wang, Chaoying Xia. Research on the Optimal Control Strategy for the Maximum Torque per Ampere of Brushless Doubly Fed Machines. *Machines*. 2023. Vol. 11. P. 422. DOI: <https://doi.org/10.3390/machines11040422>.
19. Quan Chen, Yaoyu Li, John E. Seem. Dual-loop self-optimizing robust control of wind power generation with Doubly Fed Induction Generator. *ISA Transactions*. 2015. Vol. 58. Pp. 409-420. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2015.04.009>.
20. Abdelfatah Khatir, Abdelhak Dida, Badreddine Babes, Fahad Albalawi, Yayahyirad Ayalew Awoke. Particle swarm optimization of synergetic controller and sliding mode extreme seeking controller for wind power generation system. *Scientific Reports*. 2025. Vol. 15. Article no 39613. DOI: <https://doi.org/10.1038/s41598-025-23291-6>.
21. Ключев О.В., Садовой О.В., Сохіна Ю.В., Жидко Ю.О. Статистичний аналіз струму асинхронної машини з релейно-векторною системою керування. *Збірник наукових праць Дніпровського державного технічного університету (технічні науки)*. 2024. Вип. 1 (44). С. 99-108. DOI: <https://doi.org/10.31319/2519-2884.44.2024.12>.

SENSORLESS VECTOR SYSTEM OF EXTREMUM CONTROL FOR A DOUBLY FED MACHINE USING A KALMAN OBSERVER

O.V. Sadovoi, O.V. Kliuiev, Yu.V. Sokhina

Dniprovsk State Technical University,

Str. Dniprobudivska, 2, Kamianske, 51918, Ukraine.

E-mail: sadovoyav@ukr.net; kluev2006@ukr.net; jvsokhina@gmail.com.

In this paper for the control system of a doubly fed machine (DFM) previously proposed by the authors, a discrete extended Kalman observer is synthesized in order to develop a sensorless relay – vector control system for the DFM with two extremum regulation loops. The Kalman observer is of relatively high order because in addition to identifying the reference stator flux linkage vector and rotor angular speed – which is sufficient for induction machines (IM) with a squirrel-cage rotor controlled through the stator – this observer also estimates the rotor position angle and the external disturbance, represented by the static load torque applied to the DFM shaft. A second feature of the proposed Kalman observer lies in the inclusion of the stator voltage vector projections onto the orthogonal rotor-related axes within the observer's state matrix. Thus, these projections are computed as state variables rather than external inputs, with the only external control actions being the voltages applied to the rotor circuit of the DFM. In the rotor and stator reactive power channels optimization of the DFM's energy performance is achieved under steady-state operating conditions. The standard Kalman filtering algorithm is applied here to a deterministic system to enable the identification of all necessary process variables within a single observer. The Kalman observer operates stably because the measured rotor currents of the DFM, from whose estimation errors the corrective feedbacks are formed, contain high-frequency pulsations under direct relay control; these pulsations are perceived by the observer as random measurement noise. Through mathematical modeling of a DFM with a fan-type mechanical load on the shaft, the high quality of speed regulation and the achievement of extremal energy performance values in steady state have been theoretically confirmed for the sensorless control system based on the proposed Kalman observer. References 21, figure 1.

Keywords: doubly fed machine, vector field-oriented control, relay controller, extremum control, sensorless control system, discrete extended Kalman observer.

1. Kliuiev O.V., Sadovoi O.V., Sokhina Yu.V. Control systems for asynchronous valve cascades. Kamianske: DDTU, 2018. 294 p. DOI: <https://doi.org/10.5281/zenodo.16887109>. (Ukr)
2. Kliuiev O.V., Sadovoi O.V., Sokhina Yu.V. Sensorless control system by doubly fed machine based the Kalman filter. *Tekhnichni nauky ta tekhnologii*. 2024. No 4(38). Pp. 270-281. DOI: [https://doi.org/10.25140/2411-5363-2024-4\(38\)-270-281](https://doi.org/10.25140/2411-5363-2024-4(38)-270-281). (Ukr)

3. Sadovoi O. V., Kliuiev O.V., Sokhina Yu.V. Use of Kalman filter in vector system of extreme control of asynchronous machine. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2025. No 1. Pp. 47-56. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2025.01.047>. (Ukr)
4. Hicham Ben Sassi, Khadija Lahrech, Fatima Errahimi, Najia ES-Sbai, Mokhtar Ghodbane. Mechanical speed estimation of a DFIG based on the Unscented Kalman Filter (UKF). *International Journal of Energetica (IJECA)*. 2022. Vol. 7. Issue 1. Pp. 9-17. DOI: <https://doi.org/10.47238/ijece.v7i1.191>.
5. Djamilia Cherifi, Yahia Miloud. Improved Sensorless Control of Doubly Fed Induction Motor Drive Based on Full Order Extended Kalman Filter Observer. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*. 2020. Vol. 64(1). Pp. 64-73. DOI: <https://doi.org/10.3311/PPee.14245>.
6. Ricardo Perez, Cesar Silva, Juan Yuz, Gonzalo Carrasco. Experimental Sensorless Vector Control Performance of a DFIG Based on an Extended Kalman Filter. 38th IEEE Annual Conference on *Industrial Electronics Society (IECON)*. Montreal, QC, Canada, 25-28 October 2012. Pp. 1786-1792. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.2012.6388930>.
7. Gerasimos Rigatos, Pierluigi Siano. DFIG control using Differential Flatness theory and Extended Kalman Filtering. Proceedings of the 14th IFAC Symposium on *Information Control Problems in Manufacturing*, Bucharest, Romania, 23-25 May 2012. Vol. 45. Issue 6. Pp. 1763-1770. DOI: <https://doi.org/10.3182/20120523-3-RO-2023.00015>.
8. Mohamed Abdelrahman, Christoph Hackl, Ralph Kennel. Application of extended Kalman filter to parameter estimation of doubly-fed induction generators in variable-speed wind turbine systems. 5th International Conference on *Clean Electrical Power (ICCEP 2015)*, Taormina, Italy, 16-18 June 2015. Pp. 226-233. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICCEP.2015.7177628>.
9. Saidi Omar, Djadi Hammou, Yazid Krim, Mena Mohamed. Application of the extended Kalman filter to the parameters estimation in the vector control of the BDFIG. *IEEE Smart Energy Grid Engineering (SEGE)*, Oshawa, Ontario, Canada, 21-24 August 2016. Pp. 208-214. DOI: <https://doi.org/10.1109/SEGE.2016.7589527>.
10. Mohamed Abdelrahman, Christoph Hackl, Ralph Kennel. Sensorless control of doubly-fed induction generators in variable-speed wind turbine systems. 5th International Conference on *Clean Electrical Power (ICCEP 2015)*, Taormina, Italy, 16-18 June 2015. Pp. 406-413. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICCEP.2015.7177656>.
11. Rui Fan, Zhenyu Huang, Shaobu Wang, Ruisheng Diao, Da Meng. Dynamic state estimation and parameter calibration of a DFIG using the ensemble Kalman filter. *IEEE Power & Energy Society General Meeting*, Denver, Colorado, USA, 26-30 July 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESGM.2015.7285990>.
12. Mridul Kanti Malakar, Praveen Tripathy, Srinivasan Krishnaswamy. State estimation of DFIG using an Extended Kalman Filter with an augmented state model. *Eighteenth National Power Systems Conference (NPSC)*, Guwahati, India, 18-20 December 2014. DOI: <https://doi.org/10.1109/NPSC.2014.7103891>.
13. Sayyed Ali Akbar Shahriari, Mahdi Raoofat, Mohammad Mohammadi, Maryam Dehghani, Maarouf Saad. Dynamic state estimation of a doubly fed induction generator based on a comprehensive nonlinear model. *Simulation Modelling Practice and Theory*. 2016. Vol. 69. Pp. 92-112. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.simpat.2016.09.005>.
14. Shenglong Yu, Kianoush Emami, Tyrone Fernando, Herbert H.C. Iu, Kit Po Wong. State Estimation of Doubly Fed Induction Generator Wind Turbine in Complex Power Systems. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2016. Vol. 31. Issue 6. Pp. 4935-4944. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2015.2507620>.
15. Hossein Madadi Kojabadi, Liuchen Chang. Online induction motor rotor time constant estimation using perturbation-based extremum seeking control. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*. 2022. Vol. 13. No 3. Pp. 1459-1468. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v13.i3.pp1459-1468>.
16. Diachenko G., Schullerus G., Dominic A., Aziukovskyi O. Energy-efficient predictive control for field-orientation induction machine drives. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2020. Vol. 6. Pp. 61-67. DOI: <https://doi.org/10.33271/nvngu/2020-6/061>.
17. Mohammad Hazzaz Mahmud, Yuheng Wu, Yue Zhao. Extremum Seeking-Based Optimum Reference Flux Searching for Direct Torque Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2020. Vol. 6. Issue 1. Pp. 41-51. DOI: <https://doi.org/10.1109/TTE.2019.2962327>.
18. Nannan Wang, Chaoying Xia. Research on the Optimal Control Strategy for the Maximum Torque per Ampere of Brushless Doubly Fed Machines. *Machines*. 2023. Vol. 11. P. 422. DOI: <https://doi.org/10.3390/machines11040422>.
19. Quan Chen, Yaoyu Li, John E. Seem. Dual-loop self-optimizing robust control of wind power generation with Doubly-Fed Induction Generator. *ISA Transactions*. 2015. Vol. 58. Pp. 409-420. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2015.04.009>.
20. Abdelfatah Khatir, Abdelhak Dida, Badreddine Babes, Fahad Albalawi, Yayehyirad Ayalew Awoke. Particle swarm optimization of synergetic controller and sliding mode extreme seeking controller for wind power generation system. *Scientific Reports*. 2025. Vol. 15. Article no 39613. DOI: <https://doi.org/10.1038/s41598-025-23291-6>.
21. Kliuiev O.V., Sadovoi O.V., Sokhina Yu.V., Zhydko Yu.O. Statistical analysis of asynchronous machine current with relay-vector control system. *Zbirnyk Naukovykh Prats Dniprovskogo Derzhavnogo Tekhnichnoho Universytetu (technical sciences)*. 2024. Vyp. 1(44). Pp. 99-108. DOI: <https://doi.org/10.31319/2519-2884.44.2024.12>. (Ukr)

Надійшла 02.12.2025
Прийнята 16.02.2026