

ВИКОРИСТАННЯ ФІЛЬТРУ КАЛМАНА У ВЕКТОРНІЙ СИСТЕМІ ЕКСТРЕМАЛЬНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННОЮ МАШИНОЮ

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.

У роботі реактивну потужність асинхронної машини (АМ) в сталому режимі отримано як функцію трьох змінних: кутової швидкості обертання вала АМ, модуля потокозчеплення ротора та моменту статичного навантаження на валу. Коефіцієнт потужності АМ знижується в електроприводах (ЕП) промислових механізмів, у яких момент навантаження із збереженням свого напрямку дії може приймати в статистиці значення менше номінального. Тому задля забезпечення високого коефіцієнта потужності асинхронного ЕП в тривалих режимах роботи за змінного навантаження створено векторну систему керування АМ, в якій по каналу реактивної потужності регулюється величина потокозчеплення ротора в функції моменту статичного навантаження на валу. Задля ідентифікації моменту навантаження, а також кутової швидкості обертання ротора та його потокозчеплення синтезований спостерігач Калмана, який надав змогу створити векторну систему керування з одночасним керуванням швидкості обертання та коефіцієнта потужності АМ без фізичних датчиків опорного вектора потокозчеплення ротора та його кутової швидкості обертання. Доведено суттєву залежність екстремальних для реактивної потужності значень потокозчеплення ротора від моменту на валу АМ і незначну від швидкості обертання. Стійкість та висока якість керування досягнуті одночасним використанням законів релейного керування, інваріантного до координатних та параметричних збурень, та ефективності алгоритму фільтра Калмана для ідентифікації змінних стану у колі зворотного зв'язку. Таким чином у роботі теоретично обґрунтовано ідею створення бездавачевої релейно-векторної системи керування асинхронним ЕП з одночасним керуванням швидкості обертання та оптимізацією енергетичних показників АМ. Математична модель створена як програма, що написано мовою програмування середовища Matlab. Методом математичного моделювання підтверджено ефективність запропонованої системи керування асинхронним ЕП. Бібл. 12, рис. 6.

Ключові слова: асинхронна машина, орієнтація за вектором, цільова функція, релейний регулятор, фільтр Калмана, функціональний перетворювач, реактивна потужність.

Вступ. У зв'язку з бурхливим розвитком інформаційних технологій в науці та техніці останнім часом особлива увага приділяється моделюванню систем, які реалізують функцію керування складними технічними об'єктами. Такі інформаційні системи синтезовано на підставі сукупності відомих фізико-математичних описів, при цьому їхні сучасні алгоритми дають можливість вирішувати актуальні багатофакторні технічні задачі. Одним з основних напрямків застосування сучасних технологій в електромеханіці є розробка та створення систем, які підвищують енергоефективність існуючих об'єктів, або тих, що проектуються. Окремим випадком таких систем можна вважати системи векторного керування асинхронними електроприводами, синтезовані з метою мінімізації втрат потужності, споживання реактивної потужності або поліпшення інших енергетичних показників [1, 2]. Досягти цього можливо зміною модуля опорного вектора потокозчеплення у функції моменту навантаження на валу асинхронної машини (АМ). Енергетичні процеси у асинхронних ЕП оптимізуються в багатоканальних системах з незалежним керуванням швидкістю обертання і потокозчепленням АМ, що реалізується у векторних полеорієнтованих системах керування з додаванням у їхній склад контуру екстремального керування. Метою керування приймається досягнення екстремуму деякої енергетичної цільової функції і спостереження за зсувом точки екстремуму під час регулювання швидкості ЕП та дії зовнішніх координатних збурень [1, 2]. У роботі [2] реалізований контур екстремального керування за мінімумом споживання АМ реактивної потужності у складі векторної полеорієнтованої

© Садовой О.В., Ключев О.В., Сохіна Ю.В., 2025

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

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

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2025



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

системи керування. Здійснено модальний синтез спостерігача моменту статичного навантаження на валу АМ, оцінка моменту статичного навантаження, необхідна для обчислення цільової функції. Ідентифікацію опорного вектора потокозчеплення ротора здійснено на основі вимірюваних фазних струмів і напруг статора АМ за відомими виразами у векторному аналізаторі. Проте задля вимірювання швидкості обертання ротора застосовувався фізичний давач. Для створення бездавачевої векторної системи керування АМ з контуром екстремального регулювання доцільно синтезувати спостерігача стану, який дає змогу одночасно ідентифікувати проєкції опорного вектора потокозчеплення ротора, момент статичного навантаження та кутову швидкість обертання ротора АМ.

Задля динамічної ідентифікації змінних стану та зовнішніх впливів у різних електроприводах широко використовується алгоритм калманівської фільтрації. В електроприводі на основі синхронної машини з постійними магнітами фільтр Калмана може застосовуватися задля ідентифікації моменту навантаження на валу з метою реалізації в контурі керування швидкістю одночасно принципу керування за відхиленням швидкості обертання і принципу керування за збуренням з позитивним зворотним зв'язком за моментом навантаження. Використання зворотного зв'язку за моментом навантаження зменшує динамічну помилку керування швидкістю обертання у разі стрибкоподібних змін моменту навантаження на валу синхронної машини [3]. ПІ-регулятор швидкості обертання, інваріантний до зміни моменту інерції ЕП, можна створити шляхом розрахунку параметрів регулятора за змінного моменту інерції, обчислення яких дає змогу визначення оцінки моменту навантаження на валу ЕП за допомогою фільтра Калмана [4]. У роботі [5] досліджується вплив числових значень елементів коваріаційних матриць випадкових впливів і шуму вимірювань в алгоритмі фільтра Калмана на його стійкість та точність оцінювання моменту навантаження та інших змінних стану синхронного двигуна з постійними магнітами. У [6] порівнюється якість оцінювання пружного моменту та моменту навантаження спостерігачами Калмана та Люенбергера в асинхронному електроприводі з двомасовою механічною частиною. У роботі [7] досліджується вплив коваріаційних матриць шумів на якість ідентифікації фільтром Калмана швидкості обертання ротора і моменту навантаження на валу АМ за прямого пуску. В [8] для векторного бездавачевого керування АМ застосований спостерігач Калмана, який визначає проєкції опорного вектора потокозчеплення ротора, його швидкість обертання і момент статичного навантаження на валу АМ. Однак інформація про момент статичного навантаження з виходу фільтра Калмана показує, що його додаткові можливості в системі керування не використовуються, оскільки синтезується стандартна за кінцевими цілями система керування: по одному каналу здійснюється стабілізація модуля вектора потокозчеплення ротора, а по іншому – керування швидкістю обертання ротора. У роботі [9] досліджується система векторного керування асинхронним тяговим ЕП з регулюванням модуля вектора потокозчеплення ротора з умови мінімізації втрат активної потужності в обмотках АМ. Для розрахунку рівня заданого значення потокозчеплення використовується оцінка моменту навантаження, за яку приймається обчислюваний електромагнітний момент в сталому режимі роботи. Проведений аналіз знайдених літературних джерел виявив можливість використання спостерігача моменту навантаження на основі фільтра Калмана в системах керування машинами змінного струму задля підвищення їхньої точності.

Метою даної роботи є синтез і дослідження бездавачевої релейно-векторної системи керування АМ з контуром екстремального регулювання за мінімумом реактивної потужності, яку споживає асинхронна машина. Як спостерігач стану пропонується використовувати фільтр Калмана задля ідентифікації опорного вектора потокозчеплення, кутової швидкості обертання ротора і обчислення моменту статичного навантаження на валу, які необхідні для реалізації зворотних зв'язків релейних регуляторів і обчислення цільової функції.

Викладення основного матеріалу. Рівняння розімкненого спостерігача асинхронної машини в осях координат α, β взяті із [10]

$$p \begin{pmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\Psi}_{r\alpha} \\ \hat{\Psi}_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -a_{11} & 0 & a_{13} & a_{14}\hat{\omega}_r \\ 0 & -a_{22} & -a_{23}\hat{\omega}_r & a_{24} \\ a_{31} & 0 & -a_{33} & -N\hat{\omega}_r \\ 0 & a_{42} & N\hat{\omega}_r & -a_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\Psi}_{r\alpha} \\ \hat{\Psi}_{r\beta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & b_{22} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

де коефіцієнти системи рівнянь

$$a_{11} = a_{22} = \frac{R'L_r}{\Delta}; \quad a_{23} = a_{14} = N \frac{L_m}{\Delta}; \quad a_{13} = a_{24} = \frac{k_r R_r}{\Delta}; \quad a_{31} = a_{42} = k_r R_r;$$

$$a_{33} = a_{44} = \frac{R_r}{L_r}; \quad b_{11} = b_{22} = \frac{L_r}{\Delta}; \quad \Delta = L_s L_r - L_m^2; \quad k_r = \frac{L_m}{L_r}; \quad R' = R_s + k_r^2 R_r, \quad (2)$$

де L_m – індуктивність контуру намагнічування АМ; L_s, L_r – відповідно повні індуктивності фаз статора і ротора АМ; R_s, R_r – відповідно активні опори фаз статора і ротора АМ; N – число пар полюсів.

Електромагнітний момент розраховується за формулою

$$\widehat{M}_e = \frac{3Nk_r}{2} (\widehat{\Psi}_{r\alpha} \widehat{I}_{s\beta} - \widehat{\Psi}_{r\beta} \widehat{I}_{s\alpha}). \quad (3)$$

Оцінити кутову швидкість ротора можливо за допомогою рівняння руху ротора АМ

$$p\widehat{\omega}_r = \frac{3Nk_r}{2J} \widehat{\Psi}_{r\alpha} \widehat{I}_{s\beta} - \frac{3Nk_r}{2J} \widehat{\Psi}_{r\beta} \widehat{I}_{s\alpha} - \frac{1}{J} M_{st}, \quad (4)$$

де J – момент інерції електропривода; M_{st} – момент статичного навантаження, прикладений до валу ротора АМ.

Якщо покласти, що момент статичного навантаження не змінюється у часі, його рівняння запишеться так

$$pM_{st} = 0. \quad (5)$$

Доповнюємо систему рівнянь (1) рівняннями руху (4) та моменту навантаження (5). У підсумку отримуємо наступну систему рівнянь математичної моделі спостерігача:

$$p \begin{bmatrix} \widehat{I}_{s\alpha} \\ \widehat{I}_{s\beta} \\ \widehat{\Psi}_{r\alpha} \\ \widehat{\Psi}_{r\beta} \\ \widehat{\omega}_r \\ \widehat{M}_{st} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_{11}\widehat{I}_{s\alpha} + a_{13}\widehat{\Psi}_{r\alpha} + a_{14}\widehat{\omega}_r \widehat{\Psi}_{r\beta} \\ -a_{22}\widehat{I}_{s\beta} - a_{23}\widehat{\omega}_r \widehat{\Psi}_{r\alpha} + a_{24}\widehat{\Psi}_{r\beta} \\ a_{31}\widehat{I}_{s\alpha} - a_{33}\widehat{\Psi}_{r\alpha} - N\widehat{\omega}_r \widehat{\Psi}_{r\beta} \\ a_{42}\widehat{I}_{s\beta} + N\widehat{\omega}_r \widehat{\Psi}_{r\alpha} - a_{44}\widehat{\Psi}_{r\beta} \\ a_{51}\widehat{\Psi}_{r\alpha} \widehat{I}_{s\beta} - a_{51}\widehat{\Psi}_{r\beta} \widehat{I}_{s\alpha} - a_{52}\widehat{M}_{st} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & b_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$\begin{pmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \widehat{I}_{s\alpha} \\ \widehat{I}_{s\beta} \\ \widehat{\Psi}_{r\alpha} \\ \widehat{\Psi}_{r\beta} \\ \widehat{\omega}_r \\ \widehat{M}_{st} \end{pmatrix}^T, \quad (7)$$

де $a_{51} = \frac{3Nk_r}{2J}$; $a_{52} = \frac{1}{J}$.

Як оцінка вектора стану системи, який визначає спостерігач, використовується наступний вектор:

$$\widehat{X} = (\widehat{x}_{11} \widehat{x}_{21} \widehat{x}_{31} \widehat{x}_{41} \widehat{x}_{51} \widehat{x}_{61})^T = (\widehat{I}_{s\alpha} \widehat{I}_{s\beta} \widehat{\Psi}_{r\alpha} \widehat{\Psi}_{r\beta} \widehat{\omega}_r \widehat{M}_{st})^T. \quad (8)$$

Під час побудови цифрових систем безперервні диференціальні рівняння замінюються різницевиими. Нехай період дискретизації за часом дорівнює T . Тоді в момент часу, відповідний k -му циклу програми, для k -го і $(k-1)$ -го відліків можна записати

$$\widehat{X}_k = \widehat{X}_{k-1} + TF(\widehat{X}_{k-1}) + TBu_{k-1} = D(\widehat{X}_{k-1}); \quad \widehat{y}_{k-1} = C\widehat{X}_{k-1} = h(\widehat{X}_{k-1}). \quad (9)$$

Тут вектор-функції D та h є функціями векторної змінної \widehat{X} і для рівнянь (6), (7) мають наступний вигляд:

$$D(\widehat{X}) = \begin{pmatrix} d_{11} \\ d_{21} \\ d_{31} \\ d_{41} \\ d_{51} \\ d_{61} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (1 - Ta_{11})\widehat{I}_{s\alpha} + Ta_{13}\widehat{\Psi}_{r\alpha} + Ta_{14}\widehat{\omega}_r \widehat{\Psi}_{r\beta} + Tb_{11}U_{s\alpha} \\ (1 - Ta_{22})\widehat{I}_{s\beta} - Ta_{23}\widehat{\omega}_r \widehat{\Psi}_{r\alpha} + Ta_{24}\widehat{\Psi}_{r\beta} + Tb_{22}U_{s\beta} \\ Ta_{31}\widehat{I}_{s\alpha} + (1 - Ta_{33})\widehat{\Psi}_{r\alpha} - TN\widehat{\omega}_r \widehat{\Psi}_{r\beta} \\ Ta_{42}\widehat{I}_{s\beta} + TN\widehat{\omega}_r \widehat{\Psi}_{r\alpha} + (1 - Ta_{44})\widehat{\Psi}_{r\beta} \\ \widehat{\omega}_r + Ta_{51}\widehat{\Psi}_{r\alpha} \widehat{I}_{s\beta} - Ta_{51}\widehat{\Psi}_{r\beta} \widehat{I}_{s\alpha} - Ta_{52}\widehat{M}_{st} \\ \widehat{M}_{st} \end{pmatrix}, \quad (10)$$

$$h(\widehat{X}) = \begin{pmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \widehat{I}_{s\alpha} \\ \widehat{I}_{s\beta} \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Для подальших обчислень знадобляться матриці Якобі вектор-функцій $D(\hat{X})$ та $h(\hat{X})$. Ці матриці складаються з часткових похідних і для виразів (10) та (11) приймають вигляд

$$J(\hat{X}) = \frac{\partial D(\hat{X})}{\partial \hat{X}} = \begin{pmatrix} 1 - Ta_{11} & 0 & Ta_{13} & Ta_{14}\hat{\omega}_r & Ta_{14}\hat{\Psi}_{r\beta} & 0 \\ 0 & 1 - Ta_{22} & -Ta_{23}\hat{\omega}_r & Ta_{24} & -Ta_{23}\hat{\Psi}_{r\alpha} & 0 \\ Ta_{31} & 0 & 1 - Ta_{33} & -TN\hat{\omega}_r & -TN\hat{\Psi}_{r\beta} & 0 \\ 0 & Ta_{42} & TN\hat{\omega}_r & 1 - Ta_{44} & TN\hat{\Psi}_{r\alpha} & 0 \\ -Ta_{51}\hat{\Psi}_{r\beta} & Ta_{51}\hat{\Psi}_{r\alpha} & Ta_{51}\hat{I}_{s\beta} & -Ta_{51}\hat{I}_{s\alpha} & 1 & -Ta_{52} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (12)$$

$$H = \frac{\partial h(\hat{X})}{\partial \hat{X}} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (13)$$

Якщо припустити, що всі координати вектора стану \hat{X} не корелюють, то математичні сподівання їхніх змішаних добутків будуть нульовими, і коваріаційна матриця випадкових впливів на об'єкт запишеться в наступному вигляді:

$$Q = \text{diag}[\sigma_{i\alpha}^2 \quad \sigma_{i\beta}^2 \quad \sigma_{\Psi\alpha}^2 \quad \sigma_{\Psi\beta}^2 \quad \sigma_{\omega_r}^2 \quad \sigma_{M_{st}}^2]. \quad (14)$$

Коваріаційна матриця шуму вимірів запишеться так

$$R = \text{cov}(\rho) = M(\rho\rho^T) = \text{diag}[\sigma_\rho^2 \quad \sigma_\rho^2], \quad (15)$$

де σ_ρ^2 – дисперсія величин $\rho_{i\alpha}$, $\rho_{i\beta}$ шуму вимірів струмів статора.

Алгоритм обчислень, які виконуються фільтром в кожному програмному циклі, складається з етапів екстраполяції та корекції. На етапі екстраполяції відбувається передбачення вектора стану

$$\tilde{X}_k = F(\hat{X}_{k-1}) \quad (16)$$

і матриці помилки коваріації

$$\tilde{P}_k = JP_{k-1}J^T + Q. \quad (17)$$

На етапі корекції відбувається обчислення матриці коефіцієнтів підсилення спостерігача K_k і коректування зроблених передбачень \tilde{X}_k , \tilde{P}_k .

Матриця K_k обчислюється за наступною формулою:

$$K_k = \tilde{P}_k H^T (H \tilde{P}_k H^T + R)^{-1}. \quad (18)$$

Уточнення вектора стану системи здійснюється за формулою

$$\hat{X}_k = \tilde{X}_k + K_k (y_k - H\tilde{X}_k), \quad (19)$$

де $y_k = (I_{s\alpha} \quad I_{s\beta})^T$ – вимірюваний струм статора на k -му циклі.

Коректування матриці помилки коваріації здійснюється за формулою

$$P_k = (E - K_k H) \tilde{P}_k. \quad (20)$$

Величини \tilde{X}_k і P_k , обчислені на етапі корекції, використовуються в наступному програмному циклі для екстраполяції. Результатом виконання наведеного алгоритму є розрахована на кожному інтервалі дискретизації за часом оцінка вектора стану АМ (8).

У роботі [2] з рівнянь сталого режиму роботи АМ одержаний вираз її реактивної потужності як функції змінних стану

$$Q_s = \frac{3NL'_s \omega_r \Psi_r^2}{2L_m^2} + \frac{L'_s R_r M_{st}}{NL_m^2} + \frac{2L'_s \omega_r M_{st}^2}{3Nk_r^2 \Psi_r^2} + \frac{4L'_s R_r M_{st}^3}{9N^3 k_r^2 \Psi_r^4} + \frac{3Nk_r \omega_r \Psi_r^2}{2L_m} + \frac{M_{st}}{NT_r}, \quad (21)$$

де $T_r = L_r/R_r$ – постійна часу збудження АМ; $L'_s = L_{s\sigma} + k_r L_{r\sigma}$ – індуктивність потоків розсіювання.

Вираз (21) розглядається як функція якості сталих режимів роботи асинхронного ЕП. Для уточнення цієї функції в неї потрібно ввести залежність індуктивності кола намагнічування від магнітного потоку $L_m = f(\Psi_r)$. У результаті апроксимації кривої намагнічування АМ, вихідні точки якої узяті з графіка, наведеного у джерелі [11, с. 237], визначили вигляд залежності $L_m = f(\Psi_r)$ та її параметри

$$L_m = 1,504L_{mn}(\Psi_r/\Psi_{rn})\text{ctg}(\Psi_r/\Psi_{rn}) = a\Psi_r \text{ctg}(b\Psi_r), \quad (22)$$

де $a = 1,504L_{mn}/\Psi_m$; $b = 1/\Psi_m$.

Підставивши в (21) замість параметра L_m його вираз (22), після перетворень отримаємо цільову функцію у вигляді

$$Q_s = \left(\frac{3L'_s + 3k_r}{2a^2} \right) N\omega_r \text{tg}^2(b\Psi_r) + \frac{L'_s R_r M_{st} \text{tg}^2(b\Psi_r)}{Na^2 \Psi_r^2} + \frac{R_r k_r M_{st} \text{tg}(b\Psi_r)}{Na \Psi_r} + \frac{2L'_s M_{st}^2 \omega_r}{3Nk_r^2 \Psi_r^2} + \frac{4L'_s R_r M_{st}^3}{9N^3 k_r^2 \Psi_r^4}. \quad (23)$$

На рис. 1 і 2 показано залежності у відносних одиницях реактивної потужності АМ (23) від модуля вектора потокозчеплення ротора для різних швидкостей і моментів навантаження $\mu_{st} = 1$ (рис. 1) та $\mu_{st} = 0,4$ (рис. 2). Прийнято наступні позначення: $\psi_r = \Psi_r/\Psi_{rn}$ – відносна величина модуля потокозчеплення ротора; $\alpha = \omega_r/\omega_m$ – відносна величина кутової швидкості ротора АМ; $\mu_{st} = M_{st}/M_n$ – відносна величина моменту статичного навантаження на валу АМ. З графіків видно, що екстремум характеристик у разі збільшення швидкості зміщується вгору, а під час зростання навантаження – вправо. За низьких швидкостях обертання ротора функція реактивної потужності в околиці мінімуму є положистою. У разі збільшення швидкості мінімум стає явно вираженим. Реактивна потужність обумовлена потоками намагнічування і розсіювання. Збільшення реактивної потужності праворуч від мінімуму створюється зростанням струму намагнічування через насичення АМ. Зростання реактивної потужності ліворуч від мінімуму обумовлено збільшенням магнітних потоків розсіювання і зв'язаної з ними реактивної потужності.

Знайдемо екстремум цільової функції (23). Для цього продиференціюємо її за Ψ_r , дорівняємо отриманий вираз нулю й одержимо наступне рівняння:

$$\begin{aligned} \frac{dQ_s}{d\Psi_r} = & \frac{3bN\omega_r}{a^2} (L'_s + k_r) \frac{\text{tg}(b\Psi_r)}{\cos^2(b\Psi_r)} - \frac{4L'_s \omega_r M_{st}^2}{3Nk_r^2 \Psi_r^3} - \frac{16L'_s R_r M_{st}^3}{9N^3 k_r^2 \Psi_r^5} + \frac{2bL'_s R_r M_{st}}{Na^2 \Psi_r^2} \frac{\text{tg}(b\Psi_r)}{\cos^2(b\Psi_r)} - \\ & - \frac{2L'_s R_r M_{st}}{Na^2 \Psi_r^3} \text{tg}^2(b\Psi_r) + \frac{bR_r k_r M_{st}}{Na \Psi_r \cos^2(b\Psi_r)} - \frac{R_r k_r M_{st}}{Na \Psi_r^2} \text{tg}(b\Psi_r) = 0 \end{aligned} \quad (24)$$

У результаті розв'язання рівняння (24) за фіксованих швидкостях ω і різних моментах статичного навантаження M_{st} визначається сімейство залежностей значень потокозчеплення ротора Ψ_r від моменту навантаження і швидкості обертання ротора, за яких реактивна потужність АМ досягає мінімуму. На рис. 3 зображені залежності екстремальних для реактивної потужності (23) значень потокозчеплення ротора Ψ_r від моменту навантаження μ_{st} за різних швидкостях α . Екстремальні для реактивної потужності АМ значення потокозчеплення ротора незначно залежать від швидкості обертання ротора, на що вказує близьке розташування отриманих кривих.

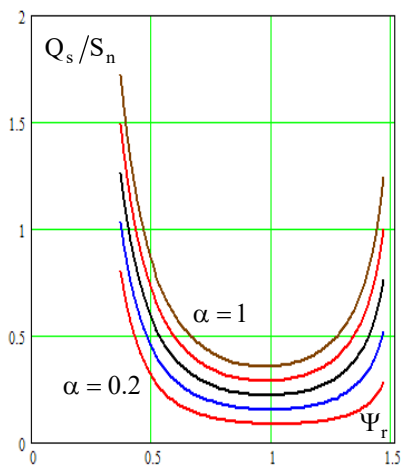


Рис. 1

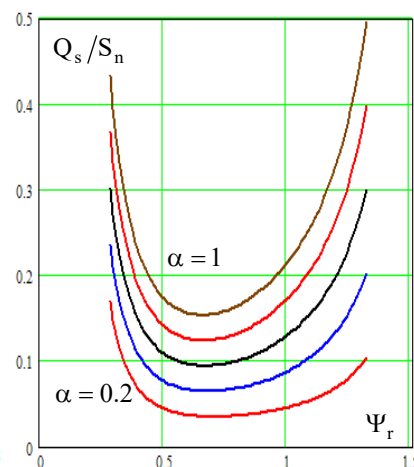


Рис. 2

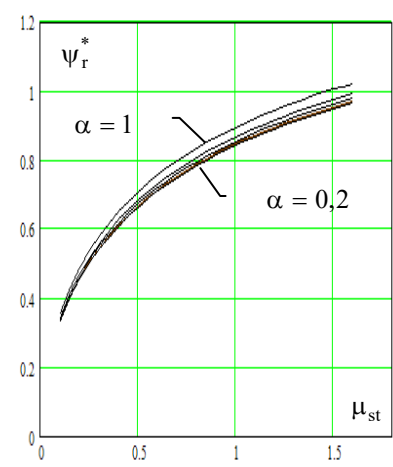


Рис. 3

Щоб уникнути крокових алгоритмів пошуку екстремуму доцільно апроксимувати характеристики на рис. 3 аналітичними виразами і використовувати їх в системі керування модулем потокозчеплення ротора. Для апроксимації залежностей $\psi_r^* = f(\mu_{st})$ використано арктангенціальну функцію

$$\psi_r^* = d_1 + d_2 \arctg(d_3 \mu_{st}) . \quad (25)$$

Коефіцієнти d_i знаходяться методом найменших квадратів і для кривої на рис. 3 за $\alpha = 0,8$ дорівнюють: $d_1 = 0,273$, $d_2 = 0,58$, $d_3 = 1,691$.

Релейні регулятори з жорсткими налаштуваннями реалізують алгоритми керування, які синтезовані для номінальних параметрів ЕП за методикою, викладеною в [12]. Алгоритми керування регуляторів реактивного струму статора і модуля потокозчеплення ротора мають вигляд

$$U_{I_{su}} = U_m \text{sign}[U_{\psi_r} - I_{su}]; \quad U_{\psi_r} = I_{su}^* \text{sign}[\Psi_r^* - \hat{\Psi}_r - \gamma_1 p \hat{\Psi}_r], \quad (26)$$

де $\gamma_1 = T_l' T_r / (T_l' + T_r)$; $T_l' = L_s' / R'$; $I_{su}^* = 3 I_{sum} = 3 \Psi_m / L_m$.

Релейні регулятори активної складової струму статора та швидкості обертання ротора реалізують алгоритми керування

$$U_{I_{sv}} = U_m \text{sign}[U_{\omega_r} - I_{sv}]; \quad U_{\omega_r} = I_{sv}^* \text{sign}[\omega_r^* - \hat{\omega}_r - L_s' a_{51} I_{sv} + L_s' a_{52} \hat{M}_{st}], \quad (27)$$

де $I_{sv}^* = 4 M_{stn} / 3 N k_r \Psi_m$ – рівень завдання регулятору активної складової струму статора.

Векторна система керування двоканальна з реалізацією способу підпорядкованого керування в кожному каналі. Зовнішньою регульованою змінною у каналі активної потужності є швидкість обертання ротора, а в каналі реактивної потужності – модуль вектора потокозчеплення ротора.

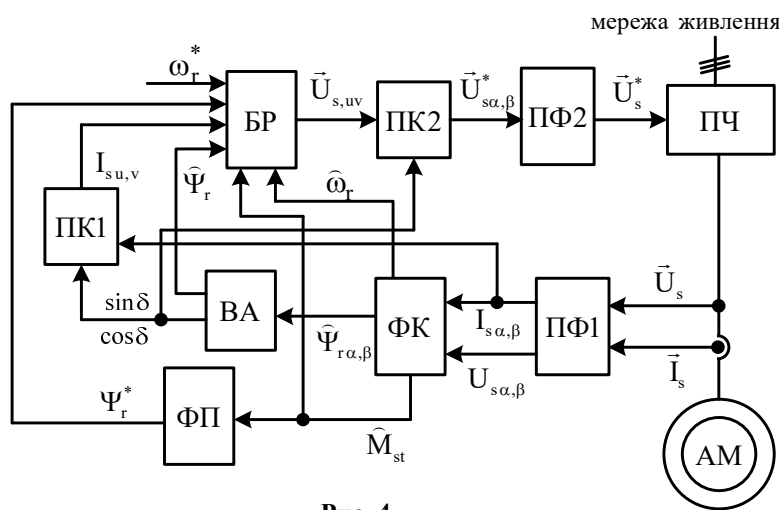


Рис. 4

На рис. 4 представлено функціональну схему бездавачевого векторного асинхронного електроприводу, замкненого за сигналами спостерігача стану на основі фільтра Калмана та контуром екстремального регулювання потокозчеплення. Вимірювані статорні напруги U_{sA} , U_{sB} , U_{sC} і струми I_{sA} , I_{sB} , I_{sC} АМ трансформуються перетворювачем фаз ПФ1 в напруги $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ і струми $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ нерухомої ортогональної системи координат α, β , які є вхідними сигналами для фільтра Калмана ФК. Далі ФК на основі вимірюваних статорних напруг і струмів АМ розраховує поточні значення потокозчеплення ротора, швидкості валу двигуна та моменту статичного навантаження. Оцінки потокозчеплень $\hat{\Psi}_{r\alpha}$, $\hat{\Psi}_{r\beta}$ з виходу спостерігача ФК подаються на векторний аналізатор ВА, який визначає напрямні синус $\sin \delta$, косинус $\cos \delta$ і модуль потокозчеплення ротора $\hat{\Psi}_r$ за формулами

$$\cos \delta = \hat{\Psi}_{r\alpha} / \hat{\Psi}_r, \quad \sin \delta = \hat{\Psi}_{r\beta} / \hat{\Psi}_r, \quad \hat{\Psi}_r = \sqrt{\hat{\Psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{r\beta}^2}. \quad (28)$$

Перетворення статорних струмів з нерухомої системи координат α, β в систему координат u, v , що обертається, орієнтовану за вектором потокозчеплення ротора, здійснюється в перетворювачі координат ПК1 за виразами

$$I_{su} = I_{s\alpha} \cos \delta + I_{s\beta} \sin \delta; \quad I_{sv} = I_{s\beta} \cos \delta - I_{s\alpha} \sin \delta. \quad (29)$$

У блок регуляторів БП, який включає регулятори швидкості, потокозчеплення і складових струму статора, подаються сигнали завдання на швидкість обертання ротора і потокозчеплення ротора. Сигнал завдання регулятору швидкості визначається технологічним процесом. Функціональний

перетворювач ФП реалізує функціональну залежність (25), яка у момент статичного навантаження замінюється його оцінкою, оскільки вважається $\mu_{st} = \hat{\mu}_{st} = \hat{M}_{st}/M_n$. Далі ФП формує сигнал завдання релейному регулятору модуля потокозчеплення ротора. Закони керування регуляторів каналу активної потужності представлені виразами (27). У функцію перемикання релейного регулятора кутової швидкості обертання ротора вводиться позитивний зворотний зв'язок за моментом навантаження \hat{M}_{st} щоб прибрати статичну помилку керування швидкістю обертання ротора. Регулятори отримують сигнали негативних зворотних зв'язків статорних струмів I_{su} , I_{sv} та обчислених модуля потокозчеплення ротора $\hat{\Psi}_r$ і швидкості обертання вала двигуна $\hat{\omega}_r$ в геометричних рад/с.

У прямому каналі передачі керуючих впливів здійснюється їх переведення в нерухому систему координат в блоці перетворювача координат ПК2 за формулами

$$U_{s\alpha}^* = U_{su} \cos \delta - U_{sv} \sin \delta; \quad U_{s\beta}^* = U_{su} \sin \delta + U_{sv} \cos \delta, \quad (30)$$

і далі в перетворювачі фаз ПФ2 визначаються фазні керуючі напруги статора АМ.

Запропоновану систему ЕП досліджено на математичній моделі, створеній у вигляді програми на мові програмування *Matlab*, в якій розв'язано рівняння всіх блоків функціональної схеми. Під час моделювання використано параметри АМ з такими паспортними даними: тип 4А132М4, $P_H = 11$ кВт, $U_{лн} = 380$ В, $n_c = 1500$ об/хв, $I_H = 22$ А. Матриця R прийнята постійною і рівною $R = \text{diag}[40^2 \quad 40^2]$. Суттєво впливає на роботу алгоритму ідентифікації матриця Q , яка підбиралася в процесі налаштування системи керування розрахунком її математичної моделі і прийнята наступною

$$Q = \text{diag}[\sigma_{i\alpha}^2 \quad \sigma_{i\beta}^2 \quad \sigma_{\Psi\alpha}^2 \quad \sigma_{\Psi\beta}^2 \quad \sigma_{\omega}^2 \quad \sigma_M^2] = \text{diag}\left[4 \cdot 10^{-4} \quad 4 \cdot 10^{-4} \quad 16 \cdot 10^{-8} \quad 16 \cdot 10^{-8} \quad 16 \cdot 10^{-4} \quad \frac{5 \cdot 10^4}{1 + 0.1 \cdot |\hat{\omega}_r|}\right]. \quad (31)$$

Останній елемент матриці Q змінюється у функції модуля оцінки швидкості обертання ротора.

На рис. 5 представлено графіки перехідних процесів у системі бездавачевого векторного керування зі спостерігачем Калмана у колі зворотного зв'язку і контуром екстремального регулювання за мінімумом реактивної потужності, яка споживається АМ. Спершу здійснюється збудження АМ постійним струмом. Потім ротор АМ розганяється до номінальної швидкості обертання з наступним гальмуванням до швидкості 50 рад/с. Момент навантаження на валу АМ змінюється відповідно до вентиляторної механічної характеристики. Реальні величини швидкості обертання ротора АМ та її

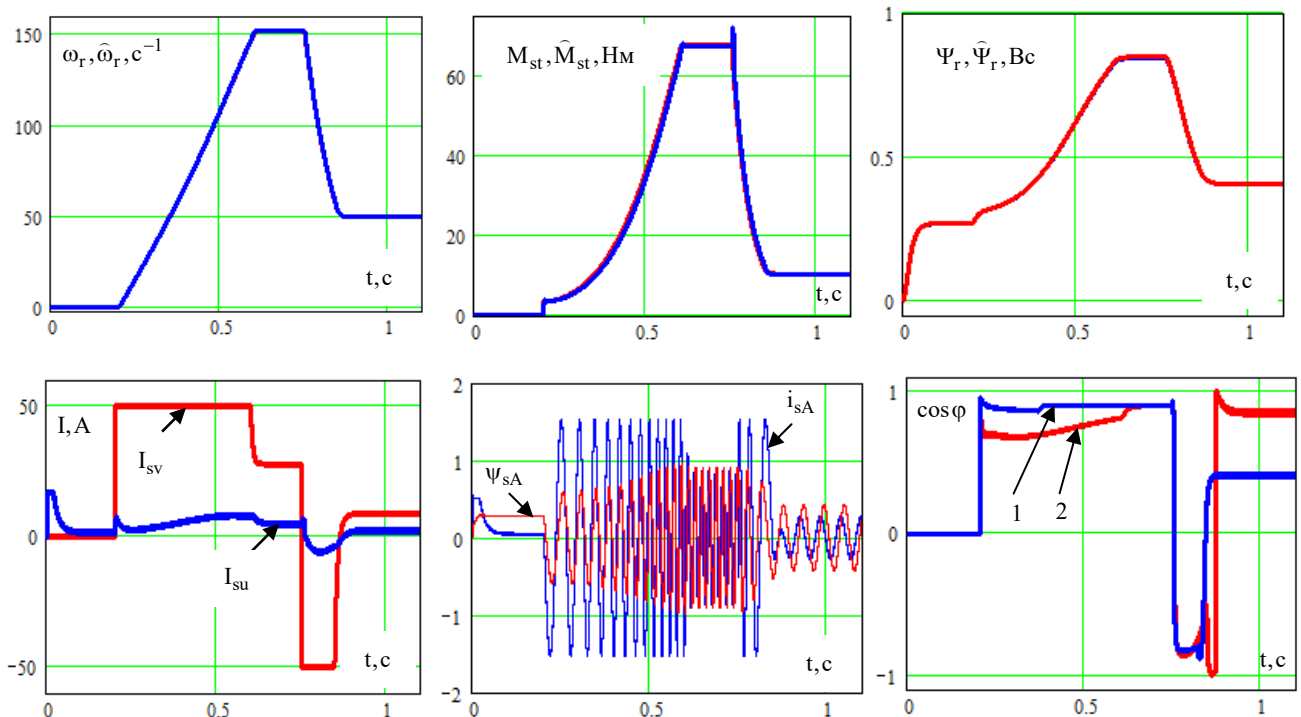


Рис. 5

потокосцеплення практично не відрізняються від їхніх оцінок, обчислених фільтром Калмана. Тому графіки цих координат на рис. 5 зливаються. Оцінка моменту статичного навантаження та його дійсне значення відрізняються незначно. У системі керування сигнал завдання регулятора потокосцеплення ротора залежить від оцінки моменту статичного навантаження за співвідношенням (25), що призводить до утримання мінімального значення цільової функції (23) шляхом регулювання реактивної складової струму статора і потокосцеплення ротора. На рис. 5 наведено у відносних одиницях струм і потокосцеплення фази *A* статора АМ. Видно, що в руховому режимі струм за фазою випереджає потокосцеплення, а під час гальмування навпаки – відстає. З енергетичних показників наведено коефіцієнт потужності АМ. Цифрою 1 позначений графік коефіцієнта потужності під час стабілізації модуля потокосцеплення ротора незалежно від навантаження і режиму роботи ЕП, а цифрою 2 – коефіцієнт потужності АМ під час регулювання потокосцеплення ротора за критерієм мінімуму реактивної потужності. Видно, що контур екстремального регулювання забезпечує високий коефіцієнт потужності в сталих режимах у разі зниження моменту навантаження на валу АМ. На знижених швидкостях, коли момент навантаження істотно нижче номінального, досягається значне збільшення коефіцієнта потужності АМ.

В електроприводах підйомних механізмів напрямок моменту статичного навантаження не змінюється, хоча величина моменту навантаження може змінюватися в широких межах і часто стрибкоподібно. Тому на рис. 6

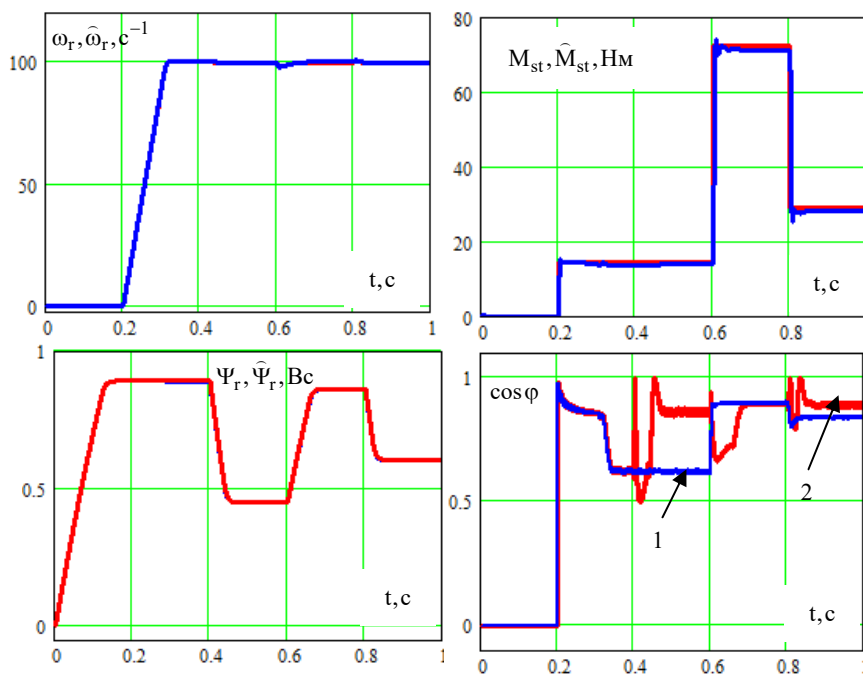


Рис. 6

представлено графіки перехідних процесів, які демонструють можливості запропонованої системи керування за стрибкоподібною зміни моменту навантаження. До 0.2 с відбувається збудження АМ у разі нерухомого ротора. Далі по сигналу завдання у каналі активної потужності починається пуск АМ до швидкості 100 c^{-1} з номінальним потокосцепленням. У 0.4 с в каналі реактивної потужності включається контур екстремального керування за мінімумом реактивної потужності статора АМ, який забезпечує високий коефіцієнт потужності за різних моментах навантаження на валу. З графіків на рис. 6 видно високу якість ідентифікації

моменту навантаження у разі його ступінчастої зміни та інших змінних зі стабілізацією швидкості на заданому рівні алгоритмом керування (27), у функції перемикавання якого використовуються зворотні зв'язки як за змінними стану, так і за впливом, що збурює.

Висновки. У роботі для асинхронного ЕП складено рівняння спостерігача Калмана, на основі якого створена бездавачева система релейно-векторного керування АМ з контуром екстремального регулювання у її складі. З урахуванням явища насичення магнітопроводу отримано вираз реактивної потужності АМ, який приймається як цільова функція для екстремального керування асинхронним ЕП. Синтезований фільтр Калмана визначає всі змінні стану АМ, необхідні для розрахунку функції мети у реальному часі. Знайдено значення модуля вектора потокосцеплення ротора АМ, за якого цільова функція реактивної потужності статора АМ досягає мінімуму. Отримані залежності екстремальних значень потокосцеплення від моменту навантаження найкраще апроксимуються трьохпараметричною арктангенціальною функцією. В системі екстремального керування крокові алгоритми пошуку екстремуму цільової функції замінені функціональним перетворювачем, який використовується під час побудови контуру екстремального керування за мінімумом реактивної потужності статора АМ з ідентифікацією моменту статичного навантаження запропонованим спостерігачем. В одній сис-

темі вдалося поєднати пряме релейне керування в каналах формування керуючих впливів на АМ, фільтр Калмана у колі зворотного зв'язку та зовнішній контур екстремального регулювання модулем вектора потокозчеплення ротора з одночасним бездавачевим регулюванням швидкості АМ у широких межах. Працездатність і високу точність розробленої системи як під час повільної, так і за стрибкоподібної зміни моменту статичного навантаження підтверджено математичним моделюванням з урахуванням впливу динаміки спостерігача Калмана одночасно на процеси керування швидкістю обертання ротора та модулем вектора його потокозчеплення з метою мінімізації споживання асинхронною машиною реактивної потужності за змінного моменту навантаження на її валу.

1. Ключев О.В., Садовой О.В., Сохина Ю.В. Системы керування асинхронними вентиляними каскадами. Кам'янське: ДДТУ, 2018. 294 с.
2. Sadovoi A.V., Klyuyev O.V., Sokhina Yu.V., Filin I.V. Information system of minimization consumption reactive power in asynchronous electric drive with vector control. *Applied aspects of information technology*. 2020. Vol. 3. No 2. Pp.74-84. DOI: <https://doi.org/10.15276/aait.02.2020.5>.
3. Zedong Z., Yongdong L., Fadel M., Xi X. A Rotor Speed and Load Torque Observer for PMSM Based on Extended Kalman Filter. IEEE International Conference on *Industrial Technology*, Mumbai, India, 5-17 December 2006. Pp. 233-238. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICIT.2006.372295>.
4. Chan-Ki Kim, Hong-Woo Rhew, Yoon-Ho Kim. Robust speed control of PMSM using Kalman filter load torque observers. Proceedings of the IECON'97 23rd International Conference on *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, New Orleans, LA, USA, 14-14 November 1997. Pp. 918-924. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.1997.672112>.
5. Djamel Taibi, Abdenacer Titaouine, Fateh Benchabane, Ouafae Bennis. Stability analysis of the extended Kalman filter for Permanent Magnet Synchronous Motor. *Journal of Applied Engineering Science and Technology*. 2015. Vol. 1. No 2. Pp. 51-60. DOI: <https://doi.org/10.69717/jaest.v1.i2.16>.
6. Beineke S., Schütte F., Grotstollen H. Comparison of methods for state estimation and on-line identification in speed and position control loops. University of Paderborn, 2003.
7. Yu Hongxia, Hu Jingtao. Speed and Load Torque Estimation of Induction Motors based on an Adaptive Extended Kalman Filter. *Advanced Materials Research*. 2012. Vol. 433-440. Pp. 7004-7010. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMR.433-440.7004>.
8. Emrah Zerdali, Murat Barut. Extended Kalman Filter Based Speed-Sensorless Load Torque and Inertia Estimations with Observability Analysis for Induction Motors. *Power Electronics and Drives*. 2018. Vol. 3(38). No1. Pp. 115-127. DOI: <https://doi.org/10.2478/pead-2018-0002>.
9. Titova T., Evstaf'ev A., Pugachev A. Vector control system of electric traction drive with power losses minimization. *Journal of Physics: Conference Series*. 2021. Vol. 2131(4). Pp. 1-10. DOI: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/2131/4/042090>.
10. Ключев О.В., Садовой О.В., Сохина Ю.В. Спостерігач швидкості обертання і потокозчеплення ротора в системі векторного керування асинхронним електроприводом. *Збірник наукових праць Дніпровського державного технічного університету (технічні науки)*. 2022. Вип. 2 (41). С. 89-97. DOI: <https://doi.org/10.31319/2519-2884.41.2022.10>.
11. Вешеневский С.Н. Характеристики двигателей в электроприводе. М: Энергия, 1977. 431с.
12. Загірняк М.В., Клепиков В.Б., Ковбаса С.М., Михальський В.М., Пересада С.М., Садовой О.В., Шаповал І.А. Енергоефективні електромеханічні системи широкого технологічного призначення. К.: Інститут електродинаміки НАН України, 2018. 311с.

USE OF KALMAN FILTER IN VECTOR SYSTEM OF EXTREME CONTROL OF ASYNCHRONOUS MACHINE

O.V. Sadovoi, O.V. Kliuiev, Yu.V. Sokhina
 Dniprovsk State Technical University,
 Str. Dniprobudivska, 2, Kamianske, 51918, Ukraine.
 E-mail: sadovovav@ukr.net; kluev2006@ukr.net; jvsokhina@gmail.com.

In the article the reactive power of an asynchronous machine (AM) in a stable mode is obtained as a function of three variables: the angular speed of rotation of the AM shaft, the module of the rotor flux coupling and the moment of static load on the shaft. The AM power factor decreases in electric drives (ED) of industrial mechanisms in which the load moment while maintaining its direction of action can take a static value less than the nominal value. Therefore, in order to ensure a high power factor of an asynchronous ED in long-term operating modes with a variable load, a vector AM control system was created, in which the magnitude of the rotor flux coupling is regulated by the reactive power channel as a function of the mo-

ment of static load on the shaft. To identify the moment of loading, as well as the angular speed of the rotor and its flux coupling, a Kalman observer is synthesized, which allows creating a vector control system with simultaneous regulation of the speed and power factor of the AM without physical sensors of the reference vector of the rotor flux coupling and its angular speed of rotation. The significant dependence of the extreme values of the rotor flux coupling for reactive power on the torque on the AM shaft and insignificant dependence on the speed has been proved. Stability and high control quality are achieved by simultaneous use of relay control laws, invariant to coordinate and parametric perturbations, and the effectiveness of the Kalman filter algorithm for identifying variable states in the feedback loop. Thus, the article theoretically substantiates the idea of creating a sensorless relay-vector control system for an asynchronous ED with simultaneous speed regulation and optimization of AM energy indicators. The mathematical model is created as a program written in the Matlab programming language. The operability of the proposed asynchronous ED control system was confirmed by the method of mathematical modeling. References 12, figures 6.

Key words: asynchronous machine, vector orientation, objective function, relay controller, Kalman filter, functional converter, reactive power.

1. Kliuiev O.V., Sadovoi O.V., Sokhina Yu.V. Control systems for asynchronous valve cascades. Kamianske: DDTU, 2018. 294 p. (Ukr)
2. Sadovoi A.V., Klyuyev O.V., Sokhina Yu.V., Filin I.V. Information system of minimization consumption reactive power in asynchronous electric drive with vector control. *Applied aspects of information technology*. 2020. Vol. 3. No 2. Pp.74-84. DOI: <https://doi.org/10.15276/aait.02.2020.5>.
3. Zedong Z., Yongdong L., Fadel M., Xi X. A Rotor Speed and Load Torque Observer for PMSM Based on Extended Kalman Filter. IEEE International Conference on *Industrial Technology*, Mumbai, India, 5-17 December 2006. Pp. 233-238. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICIT.2006.372295>.
4. Chan-Ki Kim, Hong-Woo Rhew, Yoon-Ho Kim. Robust speed control of PMSM using Kalman filter load torque observers. Proceedings of the IECON'97 23rd International Conference on *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, New Orleans, LA, USA, 14-14 November 1997. Pp. 918-924. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.1997.672112>.
5. Djamel Taibi, Abdenacer Titaouine, Fateh Benchabane, Ouafae Bennis. Stability analysis of the extended Kalman filter for Permanent Magnet Synchronous Motor. *Journal of Applied Engineering Science and Technology*. 2015. Vol. 1. No 2. Pp. 51-60. DOI: <https://doi.org/10.69717/jaest.v1.i2.16>.
6. Beineke S., Schütte F., Grotstollen H. Comparison of methods for state estimation and on-line identification in speed and position control loops. University of Paderborn, 2003.
7. Yu Hongxia, Hu Jingtao. Speed and Load Torque Estimation of Induction Motors based on an Adaptive Extended Kalman Filter. *Advanced Materials Research*. 2012. Vol. 433-440. Pp. 7004-7010. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMR.433-440.7004>.
8. Emrah Zerdali, Murat Barut. Extended Kalman Filter Based Speed-Sensorless Load Torque and Inertia Estimations with Observability Analysis for Induction Motors. *Power Electronics and Drives*. 2018. Vol. 3(38). No1. Pp. 115-127. DOI: <https://doi.org/10.2478/pead-2018-0002>.
9. Titova T., Evstaf'ev A., Pugachev A. Vector control system of electric traction drive with power losses minimization. *Journal of Physics: Conference Series*. 2021. Vol. 2131(4). Pp. 1-10. DOI: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/2131/4/042090>.
10. Kliuiev O.V., Sadovoi O.V., Sokhina Yu.V. Observer of the speed rotation and flux coupling of the rotor in the system of vector control of an asynchronous electric drive. *Zbirnyk naukovykh prats Dniprovskoho derzhavnogo tekhnichnoho universytetu (tekhnichni nauky)*. 2022. Vyp. 2(41). Pp. 89-97. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.31319/2519-2884.41.2022.10>.
11. Veshenevsky S.N. Characteristics of motors in electric drive. Moskva: Energiia, 1977. 431 p. (Rus)
12. Zahirnyak M.V., Klepikov V.B., Kovbasa S.M., Mikhalskyi V.M., Peresada S.M., Sadovoi O.V., Shapoval I.A. Energy-efficient electromechanical systems of a wide technological purpose. Kyiv: Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences Ukraine, 2018. 311p. (Ukr)

Надійшла 09.05.2024
Остаточний варіант 05.09.2024